

Міністерство освіти і науки України

Тернопільський національний технічний університет
імені Івана Пулюя

Кафедра
електричної інженерії

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ЕЛЕКТРОННІ ПРИБОРИ

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ



Тернопіль
2023

**Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет
імені Івана Пулюя**

**Кафедра
електричної інженерії**

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

**Тернопіль
2023**

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА. ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ.
Лабораторний практикум / Укладачі: Лупенко А.М., Мовчан Л.Т.

Укладачі: д.т.н., доц. Лупенко А.М.

к.т.н., доц. Мовчан Л.Т.

Рецензент: к.т.н., доц. Медвідь В.Р.

Відповідальний за випуск: д.т.н., проф. Лупенко А.М.

Затверджено на засіданні кафедри електричної інженерії Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя. Протокол № 10 від 25.05.2023 р.

Схвалено й рекомендовано до друку на засіданні науково-методичної ради факультету прикладних інформаційних технологій та електроінженерії Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя. Протокол № 11 від 07.06.2023 р.

Посібник складено відповідно до навчальної програми курсів “Промислова електроніка“, а також матеріалів літературних джерел, наведених у переліку.

ВСТУП

Посібник призначений для підготовки до лабораторного практикуму з дисципліни “Промислова електроніка”, викладання якої забезпечує кафедра електричної інженерії Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя за спеціальністю 141 – «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Методичні вказівки можуть також бути використані при викладанні дисциплін “Електроніка”, „Комп’ютерна електроніка”, “Електроніка і схемотехніка”, які входять до загальноінженерного циклу дисциплін.

Детально описано лабораторні роботи з розділу «Електронні пристрої», який входить до складу програм із вказаних дисциплін. Наведено теоретичні відомості про принцип дії електронних приладів, розглянуто їх параметри, характеристики та математичні співвідношення, які необхідні для виконання розрахункових завдань. Наявність теоретичного матеріалу зумовлена тим, що практично складно забезпечити фронтальний метод виконання лабораторних робіт, крім того, не завжди можливо синхронізувати в часі лекційні й лабораторні заняття. Наведено послідовність досліджень, які проводять під час лабораторної роботи, вимоги щодо опрацювання результатів експериментів, а також контрольні запитання, які орієнтують студента в конкретному напрямі досліджень. Вміщено також перелік рекомендованої літератури для підготовки лабораторної роботи.

Роботи розроблено з урахуванням технічних характеристик лабораторних стендів і вимірювальних приладів, які використовують у лабораторії електроніки й мікропроцесорної техніки.

Вимоги до змісту звіту. Звіт із лабораторної роботи повинен містити: 1) титульний лист; 2) мету роботи; 3) схему для проведення досліджень; 4) формули для розрахунків; 5) таблиці результатів експерименту; 6) графічні залежності експериментальних даних; 7) результати опрацювання експериментальних даних; 8) висновки за результатами роботи.

Лабораторна робота №4

ОДНОКАСКАДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ СИГНАЛІВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Мета роботи: дослідження однокаскадних підсилювачів синусоїдних сигналів на біполярному транзисторі у схемі зі спільним емітером і польовому транзисторі в схемі із спільним витокком.

1. Теоретичні відомості

1.1. *Підсилювачем* називають пристрій, в якому малопотужний вхідний сигнал керує передаванням значно більшої потужності від джерела живлення до навантаження, причому форма вихідного сигналу суттєво не відрізняється від форми вхідного сигналу.

Підсилювач характеризують показниками, основними з яких є: коефіцієнт підсилення напруги, струму, потужності; вхідний та вихідний опори. Основним якісним показником роботи підсилювача є точність відтворення форми підсилюваного сигналу на виході підсилювача. Спотворення форми вихідного сигналу в підсилювачах відбувається за рахунок нелінійності характеристик транзистора (нелінійні спотворення) та за рахунок реактивних елементів у схемі підсилювача (частотні спотворення).

1.2. Однокаскадний підсилювач на транзисторі у схемі зі спільним емітером (СЕ)

Схема найпростішого підсилювального каскаду СЕ зображена на рис.1.

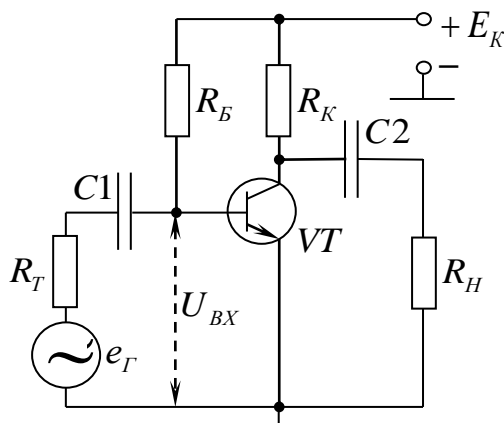


Рис.1. Схема найпростішого підсилювального каскаду СЕ

Транзистор VT n-p-n типу під'єднано до джерела постійної напруги E_k послідовно з резистором R_k . База транзистора під'єднана до джерела E_k через резистор R_b . Вказані резистори забезпечують режим роботи каскаду на постійному струмі.

Вхідний змінний сигнал приходить від джерела e_t . Роздільний конденсатор $C1$ не пропускає постійного струму від джерела E_k в коло джерела сигналу і не допускає шунтування вхідного кола транзистора джерелом сигналу. З іншого боку, цей конденсатор не пропускає постійну складову джерела сигналу (якщо така є) на вхід транзистора, тобто усуває вплив джерела сигналу на режим роботи каскаду на постійному струмі. Навантаження R_n під'єднано до колектора транзистора через роздільний конденсатор $C2$, який не пропускає в навантаження постійну складову струму (напруги) колектора та усуває вплив навантаження на режим роботи колекторного кола на постійному струмі.

За відсутності змінного сигналу на вході каскаду в колі колектора протікає постійний струм $I_{кп}$, значення якого залежить від напруги джерела живлення E_k , опору резистора R_k і постійного струму в колі бази $I_{бп}$.

Для колекторного кола за другим законом Кірхгофа можна записати

$$I_{кп} \cdot R_k + U_{кп} = E_k, \quad (1)$$

де $U_{кп}$ - напруга колектор - емітер транзистора, що відповідає струму $I_{кп}$. Великими літерами позначаємо постійні напруги і струми, а маленькими – змінні.

Розглянутий режим називають режимом спокою каскаду (йому відповідає індекс "п" у позначеннях напруг і струмів).

Струм колектора і напругу колектор - емітер можна визначити графічно. Оскільки напруга джерела E_k постійна, рівність (1) виконується при будь-якому значенні струму колектора:

$$i_k \cdot R_k + u_{ке} = E_k. \quad (2)$$

Вираз (2) - це рівняння прямої, яка проходить через точки з координатами $i_k=0, u_{ке}=E_k$ і $u_{ке}=0, i_k=E_k/R_k$. Цю лінію називають *лінією навантаження постійного струму*. Побудуємо в одній і тій же системі координат вихідні характеристики транзистора $i_k=f(u_{ке})$ і лінію навантаження постійного струму, як зображено на рис. 2. Координати точки перетину O вихідної характеристики, що відповідає струму бази $I_{бп}$, і лінії навантаження визначають постійні (їх називають робочими) струм колектора $I_{кп}$ і напругу колектора $U_{кп}$ відносно „землі”.

Цю точку перетину O називають *робочою точкою* транзистора. Струм бази спокою в схемі рис. 1 дорівнює:

$$I_{бп} = (E_k - U_{бп})/R_b \approx E_k/R_k, \quad (3)$$

де $U_{\text{бп}}$ - постійна напруга база - емітер ($U_{\text{бп}} \ll E_{\text{к}}$, оскільки емітерний перехід зміщений в прямому напрямі).

Струм бази пов'язаний зі струмом колектора співвідношенням:

$$I_{\text{бп}} = I_{\text{кп}}/\beta,$$

де β - коефіцієнт передавання струму бази в коло колектора.

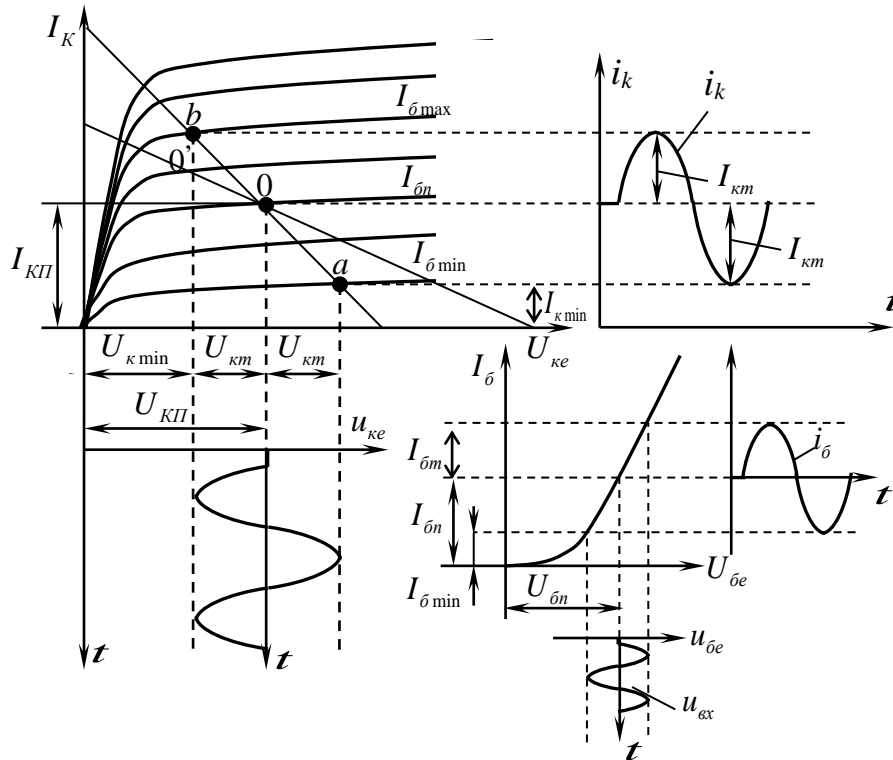


Рис.2

При під'єднанні до входу каскаду джерела синусоїдної напруги e_{Γ} між базою й емітером транзистора з'явиться синусоїдна напруга $u_{\text{вх}}$, яка накладається на постійну напругу $U_{\text{бп}}$. Під впливом $u_{\text{вх}}$ у колі бази виникає змінна складова струму $i_{\text{б}}$ з амплітудою $I_{\text{бм}}$, яку можна визначити на вхідній характеристиці транзистора, як зображено на рис.2. Змінна складова струму бази викликає появу змінної складової в колі колектора

$$i_{\text{к}} = \beta \cdot i_{\text{б}}.$$

Ця складова, протікаючи по опорі $R_{\text{к}}$, створює спад напруги на цьому опорі: $u_{R_{\text{к}}} = i_{\text{к}} \cdot R_{\text{к}}$. Тому можна записати баланс напруг у колекторному колі

$$I_{\text{кп}} \cdot R_{\text{к}} + i_{\text{к}} \cdot R_{\text{к}} + U_{\text{кп}} + u_{\text{вих}} = E_{\text{к}}, \quad (4)$$

де $u_{\text{вих}}$ - змінна складова напруги на транзисторі.

Із виразу (4) бачимо, що при збільшенні i_k для забезпечення балансу напруг вихідна напруга $u_{\text{вих}}$ повинна зменшуватись, причому $u_{\text{вих}} = -i_k \cdot R_k$.

Оскільки $i_k = \beta \cdot i_b$, а струм бази зростає при зростанні $u_{\text{вх}}$, можна стверджувати, що зростання вхідної напруги $u_{\text{вх}}$ призведе до зменшення $u_{\text{вих}}$, тобто, вихідна напруга в каскаді СЕ буде в протифазі з вхідною напругою.

За наявності на виході каскаду навантаження R_H змінна складова струму колектора розподіляється між резистором R_k і навантаженням R_H , які для змінного струму ввімкнені паралельно (внутрішній опір джерела напруги E_k дорівнює нулю). Отже, для змінного струму опір у колі колектора дорівнює :

$$R_{k\sim} = R_k \parallel R_H = R_k \cdot R_H / (R_k + R_H).$$

Тому для змінного струму лінія навантаження буде інша, ніж для постійного струму (лінія ab на рис.2). Ця лінія проходить через робочу точку O під кутом α до осі абсцис, тангенс якого дорівнює :

$$\text{tg} \alpha = 1/R_{k\sim}. \quad (5)$$

Миттєві значення струму колектора i_k і напруги $u_{k\text{с}} = u_{\text{вих}}$ на транзисторі знаходять за точками перетину лінії навантаження для змінного струму з вихідними характеристиками транзистора. Провівши через робочу точку O вісь часу, як зображено на рис.2, можна побудувати криві струму i_k і вихідної напруги $u_{k\text{с}} = u_{\text{вих}}$. З побудови бачимо, що $u_{\text{вих}}$ зсунена по фазі відносно $u_{\text{вх}}$ на 180° .

Робочу точку вибирають посередині лінії навантаження для змінного струму, щоб забезпечити максимальну амплітуду неспотвореного вихідного сигналу. Якщо при зміні вхідної напруги струм бази змінюється в таких межах, що струм колектора не виходить за межі ділянки ab , на якій лінія навантаження перетинає вихідні характеристики, розташовані на однакових відстанях при рівних змінах струму бази, то зв'язок між струмом бази і струмом колектора буде лінійний. Якщо при цьому і струм бази змінюється в межах лінійної ділянки вхідної характеристики, то зв'язок між вхідною і вихідною напругами буде також лінійним. У цьому випадку форма напруги на виході каскаду буде повторювати форму напруги на його вході.

На практиці розглянуту схему каскаду СЕ не застосовують, оскільки в ній відсутня температурна стабілізація робочої точки. При підвищенні температури транзистора зростає зворотний струм колекторного переходу I_{k0} , коефіцієнт передавання β і струм бази. Це призводить до зростання колекторного струму спокою $I_{kп}$. Точка спокою O переміститься в положення O' . Як бачимо з рис.2, спотворення від'ємної півхвилі вихідної напруги почнуться при меншій амплітуді вхідного сигналу. При зниженні температури буде спотворюватися додатна півхвиля напруги.

Одна з найпоширеніших схем каскаду СЕ зображена на рис.3. Для обмеження нестабільності робочої точки служить резистор R_e .

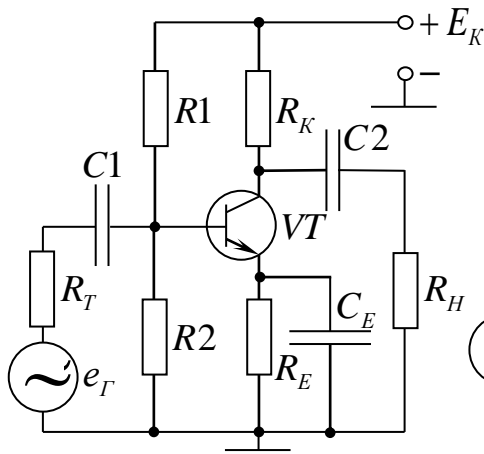


Рис.3

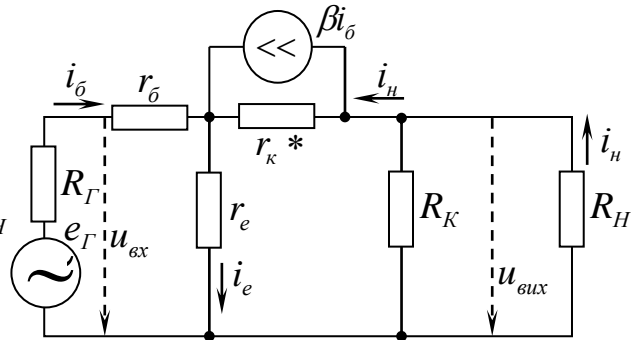


Рис.4

Стабілізуюча дія резистора здійснюється за рахунок від'ємного зворотного зв'язку по постійному струму. При збільшенні струму колектора (а, отже, струму емітера) зростає спад напруги на опорі R_e . Напруга ж на базі фіксована за допомогою подільника $R1, R2$. Тому напруга $U_{беп}$ між базою і емітером зменшується; при цьому зменшується базовий струм спокою $I_{бп}$, а, отже, зменшується і струм колектора. Струм колектора $I_{кп}$ і напруга $U_{кп}$ наближаються до свого початкового значення.

Для усунення зворотного зв'язку по змінному струму (який зменшує коефіцієнт підсилення каскаду) резистор R_e шунтують конденсатором C_e . Його ємність повинна бути досить великою, щоб спадом емітерної напруги на ньому можна було знехтувати.

Тепер лінія навантаження постійного струму проходить через точки з координатами $U_{ке}=E_0; I_{к}=0$; і $U_{ке}=0; I_{к}=E_0/(R_к + R_e)$; для змінного струму - так як і для попередньої схеми.

Розрахунок параметрів каскаду СЕ в області середніх частот виконують за допомогою еквівалентної схеми для змінних складових струму і напруг (рис.4). Цю схему будують на основі еквівалентної схеми транзистора шляхом додавання до неї вхідного і вихідного кіл каскаду. Ємності $C1, C2$ і C_E вибирають так, щоб у робочому діапазоні частот їх опором можна було знехтувати. Опір подільника $R1, R2$ суттєво більший за вхідний опір схеми, тому для спрощення розрахунку в еквівалентну схему його не включають.

Вхідний опір каскаду СЕ

Для вхідного кола на основі другого закону Кірхгофа можна записати

$$u_{\text{ВХ}} = i_{\text{Г}} r_{\text{Г}} + i_{\text{Е}} r_{\text{Е}} = i_{\text{Г}} r_{\text{Г}} + (1 + \beta) i_{\text{Г}} r_{\text{Е}}. \quad (6)$$

Звідси $R_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ}} / i_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ}} / i_{\text{Г}} = r_{\text{Г}} + (1 + \beta) r_{\text{Е}}. \quad (7)$

Коефіцієнт підсилення напруги

Напругу на навантаженні, вважаючи що $r_{\text{К}}^* \gg R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}$ і не враховуючи його, можна записати:

$$u_{\text{ВІХ}} = -i_{\text{К}} R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}} = -\beta i_{\text{Г}} R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}, \quad (8)$$

де знак "-" враховує протифазність вихідної напруги по відношенню до вхідної. Для вхідного кола можна скласти рівняння :

$$e_{\text{Г}} = i_{\text{ВХ}} (R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}) = i_{\text{Г}} (R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}). \quad (9)$$

Тоді коефіцієнт підсилення по напрузі буде дорівнювати:

$$K_{\text{U}} = u_{\text{ВІХ}} / e_{\text{Г}} = -\beta (R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}) / (R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}). \quad (10)$$

Коефіцієнт підсилення струму

Струм у навантаженні дорівнює:

$$i_{\text{Н}} = u_{\text{ВІХ}} / R_{\text{Н}} = \beta i_{\text{Г}} (R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}) / R_{\text{Н}} = \beta i_{\text{Г}} R_{\text{К}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}). \quad (11)$$

Тоді при $i_{\text{Г}} = i_{\text{ВХ}}$ маємо

$$K_{\text{I}} = i_{\text{Н}} / i_{\text{ВХ}} = \beta R_{\text{К}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}). \quad (12)$$

Вихідний опір каскаду

$$R_{\text{ВІХ}} \cong R_{\text{К}} \parallel r_{\text{К}}^* \approx R_{\text{К}}. \quad (13)$$

Частотні властивості каскаду СЕ обумовлені наявністю реактивних (частотно-залежних) елементів у схемі каскаду.

Для аналізу каскаду в області нижніх частот (НЧ) в еквівалентній схемі враховують розділові конденсатори $C1$ і $C2$ і ємність $C_{\text{Е}}$. Еквівалентна схема в області НЧ зображена на рис.5.

Повний аналіз каскаду в загальному вигляді призводить до громіздких виразів, тому вплив цих ємностей оцінюємо якісно.

Опір ємності $C1$ можна віднести до внутрішнього опору генератора. Тоді можна записати:

$$\underline{Z}_{\text{Г}} = R_{\text{Г}} + 1 / (j\omega C_1). \quad (14)$$

Підставивши цей опір у вираз (10), можна побачити, що при зменшенні частоти опір Z_{Γ} зростає, тому коефіцієнт підсилення по напрузі буде зменшуватися і на постійному струмі ($\omega=0$) він буде дорівнювати нулю.

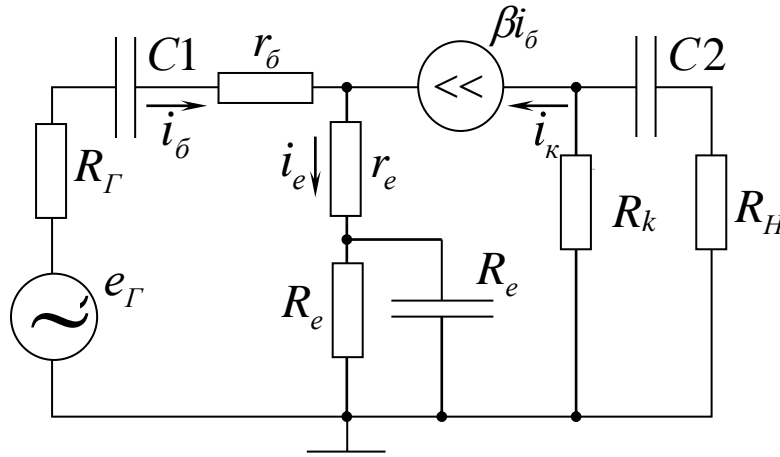


Рис.5. Еквівалентна схема каскаду в області НЧ

Подібний вплив на частотні властивості має і ємність C_2 , яку можна віднести до вихідного опору каскаду

$$\underline{Z}_{\text{вих}} \cong R_k + 1/(j\omega C_2). \quad (15)$$

Тоді при зменшенні частоти цей опір зростає і все більша частина напруги спадає на ньому, тому при $\omega=0$ напруга на навантаженні дорівнює нулю.

Ємність C_E впливає на частотні властивості дещо інакше. При зменшенні частоти її опір зростає, за рахунок цього виникає від'ємний зворотний зв'язок, який зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача. При $\omega=0$ коефіцієнт підсилення (без урахування впливу роздільних ємностей C_1 і C_2) прямує до величини

$$K_u = -\beta \frac{R_H \parallel R_k}{R_G + r_{\bar{\sigma}} + (1 + \beta)(R_e + r_e)}, \quad (16)$$

а не до нуля, як за рахунок впливу роздільних ємностей.

В області верхніх частот (ВЧ) необхідно враховувати вплив ємності колекторного переходу C_k на опір навантаження, а також частотну залежність коефіцієнта передавання базового струму

$$\beta(j\omega) = \beta_0 / (1 + j\omega\tau_{\beta}),$$

де β_0 - коефіцієнт передавання базового струму при $\omega=0$;

τ_{β} - стала часу транзистора в схемі СЕ.

При зростанні частоти в області ВЧ напруга на навантаженні (а також коефіцієнт підсилення) зменшується і при $\omega \rightarrow \infty$ прямує до нуля.

Вплив усіх цих факторів формує частотну характеристику підсилювального каскаду, яка має вигляд, зображений на рис.6.

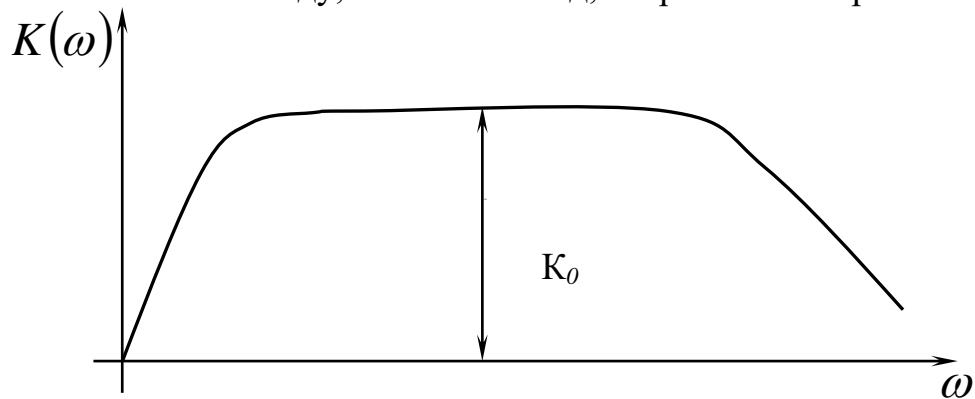


Рис.6. Частотна характеристика каскаду

Таким чином, зменшення коефіцієнта підсилення в області НЧ зумовлено впливом роздільних і блокуючої емітерної ємностей, що входять до складу каскаду СЕ, а в області ВЧ - інерційними властивостями транзистора та шунтуючим впливом ємності колекторного переходу.

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-6], вивчити принцип дії, параметри і характеристики каскадів на біполярному транзисторі у схемі з спільним емітером і польовому транзисторі в схемі зі спільним витоком.

2.2. Накреслити схеми досліджуваних підсилювальних каскадів (рис. 3 та 7).

2.3. Розрахувати коефіцієнт підсилення в області середніх частот підсилювального каскаду на транзисторі у схемі зі спільним емітером при під'єднаній ємності C_E і без неї, якщо задано: $R_1=30$ кОм; $R_2=3$ кОм; $R_E=200$ Ом; $R_K=1,5$ кОм; $R_H=3,6$ кОм; $\beta=50$; $r_b=120$ Ом; $r_e=40$ Ом; $R_{\Gamma}=200$ Ом.

3. Проведення досліджень

3.1. Дослідження підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

3.1.1. Зняти амплітудні характеристики $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$ за відсутності зворотного зв'язку для двох випадків:

- навантаження $R_H=\infty$ (кнопка S2 натиснена);
- навантаження $R_H=3,6$ кОм (кнопка S2 ненатиснена).

Для зняття характеристик необхідно натиснути кнопку S1, встановити частоту $f=1$ кГц перемикачем "кГц". Вхідну напругу $U_{\text{вх}}$

змінювати від мінімального до максимального значення за допомогою ручки "Ег". Значення напруг $U_{\text{вих}}$ і $U_{\text{вх}}$ знімати з контрольних точок Х2 і Х4 за допомогою цифрового вольтметра (осцилографа). Результати оформити у вигляді таблиці.

3.1.2. Під'єднати до контрольних точок Х2 і Х4 гнізда "Y1(1)" і "Y3(11)" осцилографа. Натиснути кнопки S1 і S2. Змінюючи ручкою "Ег" вхідну напругу від мінімальної до максимальної, спостерігати появу спотворень сигналу на виході підсилювача. Зарисувати осцилограми, і в момент появи спотворень виміряти значення напруг $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$.

3.1.3. Визначити експериментальним шляхом вхідний опір каскаду. Резистор $R_{\Gamma 1}=1\text{кОм}$ відіграє роль внутрішнього опору джерела сигналу. Натиснути кнопки S1 і S2. Вимірювання виконати на частоті 1 кГц.

Для цього необхідно ручкою "Ег" встановити вихідну напругу генератора $E_2 = 2\text{В}$ на гнізді Х1. Потім виміряти вхідну напругу $U_{\text{вх}}$ в контрольній точці Х2. Вхідний опір каскаду визначити з виразу

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_{\Gamma 1} \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\Gamma} - U_{\text{вх}}} .$$

3.1.4. Зняти амплітудно-частотні характеристики $U_{\text{вих}}=f(f)$ при під'єднаному навантаженні (кнопка S2 натиснена) для двох випадків:

- за відсутності зворотного зв'язку (кнопка S1 натиснена);
- за наявності зворотного зв'язку (кнопка S1 ненатиснена).

Характеристики знімати шляхом вимірювання вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ при вхідній нарузі $U_{\text{вх}} = 0,1\text{В}$, яка підтримується постійною за допомогою ручки "Ег". Частоту сигналу f змінювати в межах від 0,08 до 20 кГц перемикачем "кГц". Результати оформити у вигляді таблиці.

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. Користуючись таблицями, отриманими в пунктах 3.1.1, 3.2.1, побудувати амплітудні характеристики $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ каскадів СЕ і СВ.

Для лінійних ділянок цих характеристик визначити коефіцієнт підсилення досліджуваних каскадів.

4.2. Користуючись таблицями пунктів 3.1.4 і 3.2.4, побудувати амплітудно-частотні характеристики каскадів. Вісь частот зобразити в логарифмічному масштабі. Користуючись побудованими характеристиками, визначити:

- коефіцієнт підсилення на середніх частотах;
- коефіцієнт частотних спотворень для частот $f_{\text{н}}=150\text{ Гц}$ і $f_{\text{в}}=20\text{ кГц}$ за формулами

$$M_{\text{н}}=K_{\text{о}}/K_{\text{н}}; \quad M_{\text{в}}=K_{\text{о}}/K_{\text{в}},$$

де K_H і K_B - коефіцієнти підсилення на частотах f_H і f_B .

5. Контрольні запитання

1. Яку роль виконує подільник напруги на вході каскаду СЕ?
2. Яке значення має коефіцієнт підсилення струму, напруги в каскаді СЕ?
3. Поясніть графічний вибір режиму для каскаду СЕ.
4. Поясніть призначення і вибір елементів підсилювальних каскадів СЕ і СВ.
5. Поясніть принцип стабілізації режиму спокою в каскадах СЕ, СВ.
6. Складіть еквівалентну схему каскаду СЕ і визначте вирази для розрахунку $R_{вх}$, K_u , K_i , $R_{вих}$.
7. Виконайте порівняльний аналіз каскадів СЕ і СВ.
8. Нарисуйте і поясніть частотну характеристику каскаду СЕ.
9. Як ємності C_1 , C_2 і C_e впливають на хід частотної характеристики?
10. Чим зумовлений спад частотної характеристики каскаду СЕ в області верхніх частот?
11. Поясніть експериментальне визначення вхідного опору підсилювальних каскадів.
12. Які причини зумовлюють лінійні, а які - нелінійні спотворення в каскадах підсилення? Як оцінюють лінійні та нелінійні спотворення?
13. Поясніть, чому каскади СЕ і СВ інвертують підсилювальний сигнал.
14. Які приблизно співвідношення між потенціалами у вузлах схеми каскаду СЕ за відсутності вхідного сигналу?

Лабораторна робота №5 ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД

Мета роботи: дослідження найпростішого диференціального підсилювального каскаду на біполярних транзисторах; оволодіння навиками експериментального визначення його характеристик і параметрів.

1. Теоретичні відомості

Диференціальний підсилювальний каскад або диференціальний підсилювач, схема якого зображена на рис.1, - це балансний підсилювач постійного струму із джерелом стабільного струму в колі емітера. Завдяки його високим технічним показникам він є основою для побудови лінійних інтегральних схем.

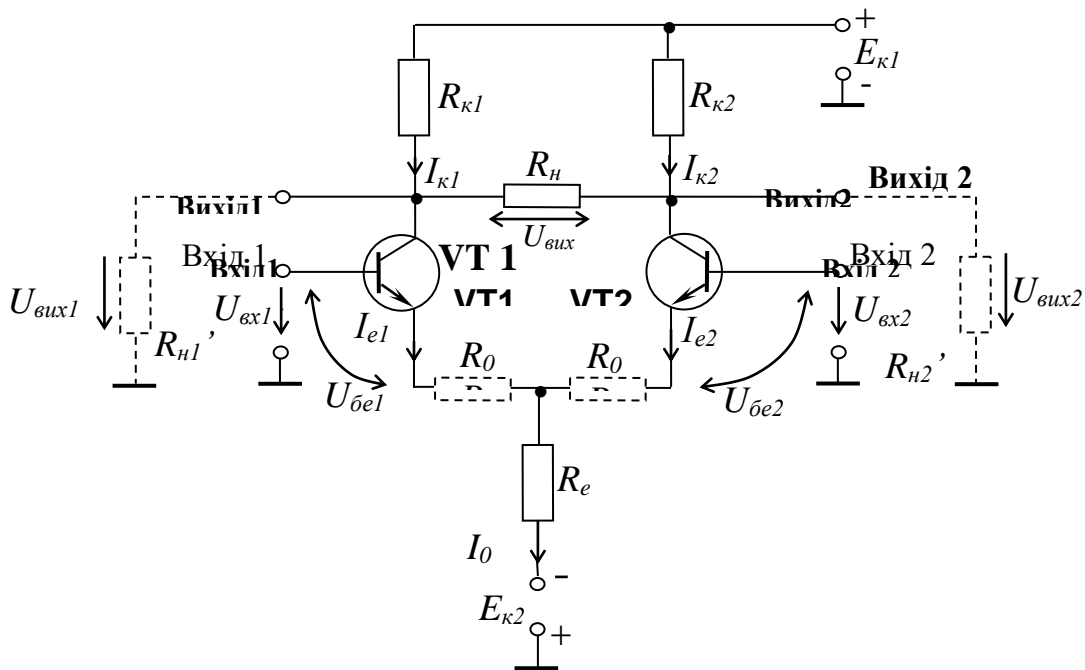


Рис.1. Схема диференціального підсилювача

Схема найпростішого диференціального підсилювача (ДП) складається з двох транзисторів $VT1$ і $VT2$ і трьох резисторів R_e , $R_{к1}$, $R_{к2}$. ДП має два входи.

Важливою особливістю ДП є його здатність підсилення різницевого вхідного сигналу $U_{вх1} - U_{вх2}$ (коли вхідні сигнали змінного струму протифазні або вхідні сигнали постійного струму мають різну полярність). Такий

режим називають режимом *диференціального сигналу*. ДП значно послаблює сумарний сигнал $U_{\text{вх1}}+U_{\text{вх2}}$ (режим *синфазного сигналу*).

Останнім найчастіше є сигнал завади, зумовлений дрейфом нуля підсилювачів постійного струму. Ще однією особливістю ДП є низька чутливість до змін його напруг живлення.

Колекторні резистори $R_{\text{к1}}$ і $R_{\text{к2}}$ і транзистори $VT1$ і $VT2$ утворюють міст, в одну діагональ якого ввімкнено джерело живлення, а в іншу - навантаження.

Струмозадаючий опір R_e повинен значно перевищувати опір решти схеми підсилювача, розташованої над ним (рис.1). Це необхідно для забезпечення стабільного струму

$$I_0=(E_e-U_{\text{бe}})/R_e.$$

У практичних схемах часто замість опору R_e вмикають генератор стабільного струму I_0 .

У режимі спокою *при повній симетрії* схеми колекторні напруги рівні між собою ($U_{\text{к1}}=U_{\text{к2}}$), тому вихідна напруга $U_{\text{вих}}=U_{\text{к1}}-U_{\text{к2}}=0$.

Висока стабільність схеми обумовлена тим, що при зміні напруги джерела живлення або при однакових змінах параметрів транзисторів потенціали обох колекторів отримують однакові прирости, тому вихідна напруга не змінюється: $\Delta U_{\text{вих}}=U_{\text{к1}}-U_{\text{к2}}=0$.

У реальній схемі завжди є асиметрія, тому в ній існує деяка нестабільність (дрейф) нуля, тобто $U_{\text{вих}}\neq 0$.

Вхідний сигнал у цій схемі може подаватись або між базами (*симетричний вхід*), або на одну з баз при фіксованому потенціалі іншої (*несиметричний вхід*).

Якщо джерело сигналу $U_{\text{вх}}$ увімкнено між базами транзисторів, то при рівності вхідних опорів транзисторів на обох базах з'являються сигнали, які дорівнюють $U_{\text{вх}}/2$, і протилежні за знаком, оскільки вхідні опори по першому і другому входах однакові, тобто вхідна напруг розподіляється порівну між входами каскаду. Тому прирости напруг база - емітер тран-зисторів буде

$$U_{\text{бe1}}=U_{\text{вх}}/2; \quad U_{\text{бe2}}=-U_{\text{вх}}/2.$$

Це призводить до зменшення колекторного струму одного з транзисторів і збільшення колекторного струму іншого транзистора. А це, в свою чергу, викликає протилежні по знаку прирости потенціалів обох колекторів. При повній симетрії схеми

$$|\Delta U_{\text{к1}}| = |\Delta U_{\text{к2}}| \quad \text{і} \quad |\Delta U_{\text{к1}}| = |U_{\text{к2}}|$$

$$U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{к1}} - \Delta U_{\text{к2}} = 2\Delta U_{\text{к1}} .$$

Сумарний струм, що протікає через резистор R_e , залишається постійним, оскільки $I_o = I_{e1} + I_{e2}$, тому прирости емітерних струмів ΔI_{e1} і ΔI_{e2} рівні між собою та протилежні за знаком. Незмінність цього струму зумовлює постійність напруги на емітері.

Спільний емітерний резистор R_e збільшує стабільність схеми, оскільки він створює від'ємний зворотний зв'язок стосовно зміни суми струмів обох транзисторів: $I_o = I_{e1} + I_{e2}$. При зростанні температури (або напруги джерела живлення) зростають струми I_{e1} і I_{e2} відповідно на ΔI_{e1} і ΔI_{e2} . З'являється приріст струму $\Delta I_o = \Delta I_{e1} + \Delta I_{e2}$. А це викликає появу напруги зворотного зв'язку $\Delta U_e = \Delta I_o R_e$. У результаті цього напруга база-емітер, як різниця між напругою на базі і напругою на емітері, зменшується і зменшуються прирости емітерних струмів ΔI_{e1} і ΔI_{e2} . Тому загальний струм I_o прямує до початкової величини, тобто забезпечується стабілізація режиму спокою. Стабілізуючий вплив резистора R_e тим сильніший, чим більший його опір.

Нехай тепер джерело сигналу $U_{вх}$ подається на одну із баз, а інша - з'єднана з землею. Зростання $\Delta U_{вх1}$ викличе зростання емітерного струму $\Delta I_{e1} > 0$, а, отже, і колекторного струму $\Delta I_{к1} > 0$ першого транзистора. Як вказано вище, від'ємний зворотний зв'язок стабілізує суму струмів $I_o = I_{e1} + I_{e2}$, що протікає через резистор R_e . А це викликає зменшення емітерного струму другого транзистора, тобто $\Delta I_{e2} < 0$, отже, і колекторного струму $\Delta I_{к2} < 0$ другого транзистора. Оскільки $I_o = \text{const}$, то ці зміни є однаковими за модулем і протилежними за знаками. Тому $\Delta U_{к2} = -\Delta U_{к1}$, а вихідна напруга $U_{вих} = \Delta U_{к1} - \Delta U_{к2} = 2 \Delta U_{к1} > 0$, як і в першому випадку. Таким чином, подавання вхідного сигналу на один із входів викликає зміни струмів і напруг в обох транзисторах, завдячуючи стабілізації струму $I_o = \text{const}$. Аналогічно можна розглянути подачу сигналу на вхід другого транзистора.

При подаванні сигналу на вхід першого транзистора полярність вихідного сигналу співпадає із полярністю вхідного сигналу якщо прийняти, що вихідна напруга дорівнює $U_{вих} = U_{к1} - U_{к2}$. Тому цей вхід називають *прямим входом*. При подаванні сигналу на вхід другого транзистора полярність вихідного сигналу протилежна до полярності вхідного сигналу. Тому цей вхід називають *інверсним* або *інвертуючим входом*. Оскільки схема диференціального підсилювача є симетричною, то вхід, прямий чи інверсний, визначається вибраним додатним напрямком вихідної напруги.

Схема каскаду ДП може бути використана лише при малих вхідних сигналах, оскільки при великому додатному сигналі, що поданий на базу першого транзистора, величина U_e по модулю може стати більшою від

фіксованої напруги $U_{\text{бс}2}$ і транзистор $VT2$ запирається. Робота схеми порушується.

Для розширення діапазону вхідних сигналів в коло емітерів включають резистори R_0 (показано пунктиром на рис.1). При цьому зменшується величина $U_{\text{бс}}$, але одночасно знижується коефіцієнт підсилення ДП за рахунок появи від'ємного зворотного зв'язку по струму. Цей зв'язок обумовлений тим, що через кожний резистор R_0 проходить не сума обох емітерних струмів, а лише один із струмів.

Для ДП розрізняють чотири часткових коефіцієнти підсилення:

$$K_{11} = \Delta U_{\text{к}1} / \Delta U_{\text{вх}1}; \quad K_{12} = \Delta U_{\text{к}2} / \Delta U_{\text{вх}1};$$

$$K_{21} = \Delta U_{\text{к}1} / \Delta U_{\text{вх}2}; \quad K_{22} = \Delta U_{\text{к}2} / \Delta U_{\text{вх}2} .$$

Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу незалежно від способу подавання вхідного сигналу дорівнює:

$$K = \frac{\Delta U_{\text{к}1} - \Delta U_{\text{к}2}}{\Delta U_{\text{вх}1} - \Delta U_{\text{вх}2}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_{11}\Delta U_{\text{вх}1} + K_{21}\Delta U_{\text{вх}2} - K_{22}\Delta U_{\text{вх}2} - K_{12}\Delta U_{\text{вх}1}}{\Delta U_{\text{вх}1} - \Delta U_{\text{вх}2}} .$$

Якщо прийняти параметри обох транзисторів однаковими, то $K_{11} = K_{22}$; $K_{12} = K_{21}$; тоді $K = K_{11} - K_{12}$. Слід відзначити, що коефіцієнти підсилення K_{11} , K_{22} мають від'ємний знак, як у підсилювачі зі спільним емітером (приріст колекторної напруги транзистора в схемі зі спільним емітером, протилежний за знаком до приросту базової напруги цього транзистора, тобто між цими напругами існує зсув фаз 180°).

У режимі холостого ходу коефіцієнт підсилення визначається як і для підсилювального каскаду на транзисторі в схемі з спільним емітером:

$$K_{\text{хх}} = \pm \frac{\beta R_{\text{к}}}{r_{\text{б}} + (r_{\text{е}} + R_0)(\beta + 1)} .$$

При під'єднанні опору навантаження $R_{\text{н}}$ коефіцієнт підсилення буде дорівнювати:

$$K_{\text{н}} = K_{\text{хх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вих}}} .$$

Якщо вихідний сигнал знімається із одного з колекторів відносно "землі" (опір навантаження $R'_{\text{н}1}$ або $R'_{\text{н}2}$ на рис.1), то такий каскад називають несиметричним диференціальним каскадом. Така схема також має стабілізовану робочу точку, оскільки $I_{\text{е}1} = I_{\text{е}2} = \text{const}$.

Високих показників ДП може досягти лише при високому ступені симетрії плечей каскаду. Технологія виготовлення інтегральних схем дозволяє досягти високої ідентичності параметрів транзисторів, і тому схема ДП стала основою для створення високоякісних інтегральних операційних підсилювачів.

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-6], вивчити принцип дії, основні параметри і характеристики диференціального підсилювача.

2.2. Накреслити схему досліджуваного ДП (рис.2).

3. Проведення досліджень

3.1. Зняти передавальну характеристику диференціального підсилювача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх1}})$ при $U_{\text{вх2}} = 0$. Для цього під'єднати джерела сигналів E_1 (гніздо X1) і E_2 (гніздо X2) до входів диференціального підсилювача (гнізда X4 і X6). Встановити $E_2 = U_{\text{вх2}} = 0$. Змінюючи $E_1 = U_{\text{вх1}}$ від -0,6В до 0,6В, виміряти колекторні напруги $U_{\text{к1}}$ і $U_{\text{к2}}$ за допомогою мультиметра (гнізда X3 і X5). Вихідну напругу визначити із співвідношення $U_{\text{вих}} = U_{\text{к1}} - U_{\text{к2}}$, враховуючи знак різниці. Дані вимірювань оформити у вигляді таблиці.

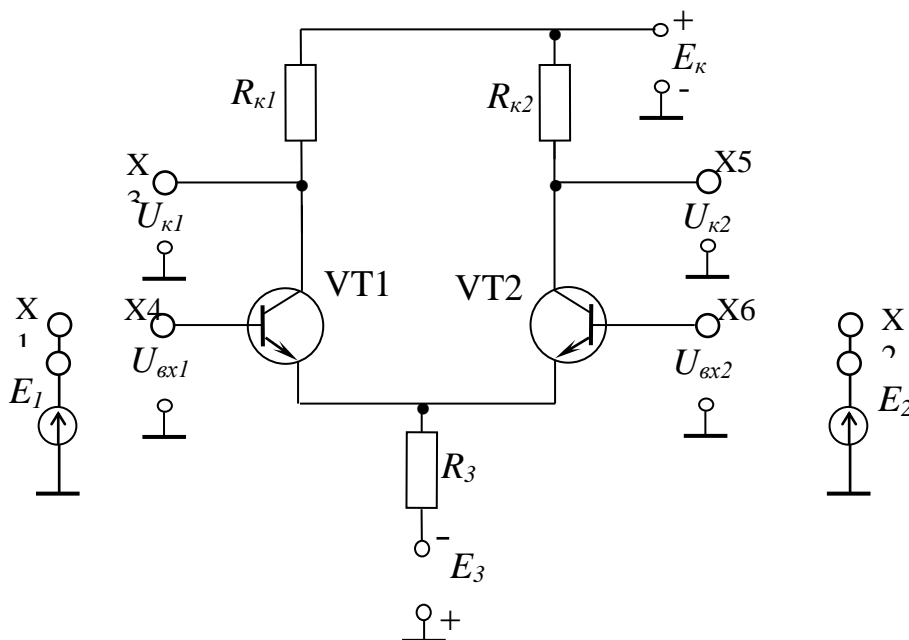


Рис.2. Схема для проведення досліджень

3.2. Зняти передавальну характеристику ДП $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх2}})$ при $U_{\text{вх1}}=0$. Порядок роботи аналогічний до п. 3.1.

3.3. Дослідити послаблення синфазного сигналу $U_{\text{синф}}=U_{\text{вх1}}=U_{\text{вх2}}$ і підсилення диференціального сигналу $U_{\text{диф}}=U_{\text{вх1}}-U_{\text{вх2}}$. Для цього виміряти напруги колекторів $U_{\text{к1}}$ і $U_{\text{к2}}$ для двох випадків:

а) $U_{\text{вх1}}=U_{\text{вх2}}=0$; $U_{\text{диф}}=0$; $U_{\text{синф}}=0$;

б) $U_{\text{вх1}}=U_{\text{вх2}}=0,4$ В; $U_{\text{диф}}=0$; $U_{\text{синф}}=0,4$ В.

та для цих двох випадків визначити вихідні напруги:

$$U_{\text{вих}_a} = U_{\text{к1}} - U_{\text{к2}} \quad (\text{підставивши } U_{\text{к1}} \text{ і } U_{\text{к2}} \text{ для випадку а)}$$

$$U_{\text{вих}_b} = U_{\text{к1}} - U_{\text{к2}} \quad (\text{підставивши } U_{\text{к1}} \text{ і } U_{\text{к2}} \text{ для випадку б}).$$

Визначити коефіцієнт підсилення синфазного сигналу

$$K_{\text{синф}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{синф}} = (U_{\text{вих}_a} - U_{\text{вих}_b}) / \Delta U_{\text{синф}},$$

де $\Delta U_{\text{синф}}=0,4$ В.

Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу чисельно дорівнює значенню K_u , що визначається за допомогою передавальної характеристики.

3.4. Під'єднати до гнізд X3 і X5 входи осцилографа. Встановити $E_2=U_{\text{вх2}}=0$. На перший вхід ДП (гніздо X4) від генератора подати сигнал частотою 10 кГц. Змінюючи ручкою "E_г" вхідний сигнал від мінімального до максимального, спостерігати появу спотворень сигналу на виході ДП. Зарисувати осцилограму вихідних сигналів без спотворень, вимірявши їх параметри. Впевнитись у тому, що сигнали на виході 1 і виході 2 є протифазними. Зарисувати осцилограму вхідного сигналу.

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. Користуючись таблицями з даними експерименту, побудувати передавальні (статичні) характеристики диференціального підсилювача для його першого та другого входів.

За передавальними характеристиками визначити коефіцієнти підсилення по першому та другому входах на лінійних ділянках характеристики.

Визначити напругу зсуву нуля (значення $U_{\text{вих}}$ при $U_{\text{вх1}}=0$, поділене на коефіцієнт підсилення K).

Визначити мінімальну і максимальну напруги ($U +$ і $U-$), які відповідають ділянкам насичення.

4.2. За осцилограмами вхідного та вихідних сигналів визначити коефіцієнти підсилення K_{11} та K_{12} , та порівняти їх значення із значеннями, отриманими в попередньому пункті.

4.3. Порівняти між собою значення коефіцієнтів $K_{\text{синф}}$ та K .

4.4. Зробити висновки за результатами роботи.

5. Контрольні запитання

1. Зобразити схему та пояснити принцип дії диференціального підсилювального каскаду.
2. Які основні особливості диференціального підсилювача обумовлюють його широке використання в лінійних інтегральних мікросхемах?
3. Пояснити стабілізуючі властивості опору R_e в ДП при підвищенні температури навколишнього середовища.
4. Пояснити, чому напруги джерел живлення слабо впливають на вихідний сигнал ДП.
5. Чому покращуються параметри диференціального підсилювача при заміні емітерного резистора R_e на генератор струму?
6. Пояснити роботу диференціального підсилювача в режимі синфазного сигналу.
7. Як визначаються часткові коефіцієнти підсилення ДП? Як вони пов'язані з коефіцієнтом підсилення диференціального сигналу?
8. Як коефіцієнт підсилення диференціального сигналу залежить від параметрів транзистора та параметрів схеми ДП?

Лабораторна робота №6

ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Мета роботи: вивчення властивостей операційних підсилювачів та експериментальне дослідження їх параметрів і характеристик.

1. Теоретичні відомості

1.1. Основні відомості про операційні підсилювачі

Операційними підсилювачами (ОП) називають високоякісні підсилювачі постійного струму, які призначені для виконання різноманітних операцій над аналоговими сигналами при роботі в схемі із зворотним зв'язком. Сучасний ОП виконують на базі інтегральної мікросхеми (ІМС), до виводів якої крім кола зворотного зв'язку під'єднують живлення, навантаження, джерела сигналів та інші кола. Живлення ОП виконують двополярним і, як правило, симетричним (наприклад, ± 15 В), що дає можливість одержати вихідну напругу на його виході при відсутності вхідних сигналів приблизно рівну нулю (потенціал "землі").

Умовне позначення ОП на принципових схемах наведено на рис.1. ОП має два входи: *інвертуючий*, позначений на рисунку кільцем, та *неінвертуючий* ("-" та "+" відповідно). Напруги на цих входах позначені U^+ та U^- . Сигнал на виході ОП буде інвертованим, тобто, зсуненим на 180° по відношенню до сигналу, що діє на інверсному вході, та неінвертованим по відношенню до сигналу, що діє на прямому вході .

Вхідні сигнали ОП поділяють на синфазний ($U_{\text{сф}}$) та диференціальний (різницевий) ($U_{\text{диф}}$). Синфазний сигнал відповідає рівним за значенням і однаковим за знаком напругам, що діють на обох входах: $U_{\text{сф}} = (U^+ + U^-) / 2$.

Потенціал одного входу ОП вищий за $U_{\text{сф}}$ на ΔU , а другого – нижчий на ΔU . Диференціальний сигнал $U_{\text{диф}} = 2\Delta U = U^+ - U^-$.

Розглянемо структуру ІМС операційного підсилювача. Незважаючи на суттєві відмінності схемотехнічних рішень ОП різних типів, у кожному з них можна виділити вхідний каскад, підсилювач напруги та вихідний каскад (підсилювач потужності) (рис.2).

Вхідний каскад – це диференціальний підсилювач, у плечах якого ввімкнено однакові транзистори й однакові колекторні резистори.

Диференціальний підсилювач призначений для підсилення диференціального сигналу – різниці напруг між прямим та інвертуючим входами.

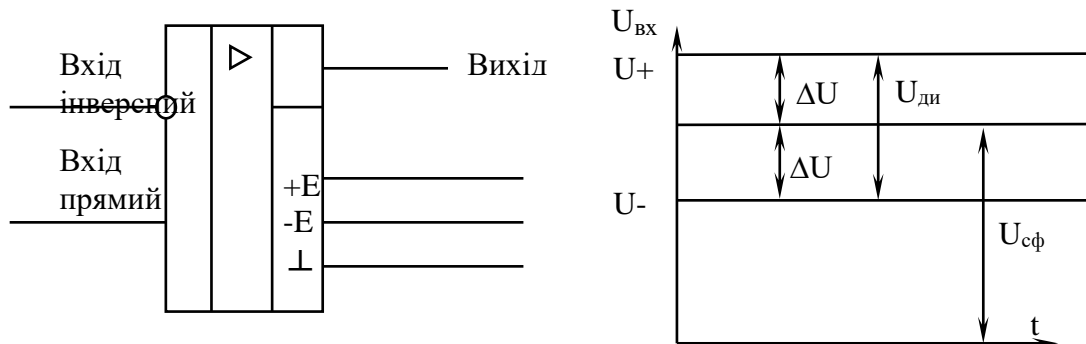


Рис.1. Умовне позначення підсилювача та його вхідні сигнали

Підсилювач напруги забезпечує основне підсилення напруги, вихідний каскад забезпечує малий вихідний опір ОП.

Особливістю ОП є те, що вхідні сигнали подають на нього відносно спільної шини (“землі”), відносно якої також знімається вихідний сигнал. При нульових вхідних напругах вихідний сигнал дорівнює нулю. Завдяки цій властивості джерела вхідного сигналу і навантаження можна під’єднувати безпосередньо до виводів ОП. Тобто, в ОП також вирішено питання усунення впливу джерела і навантаження на статичний режим роботи підсилювальних каскадів.

У залежності від призначення ОП поділяють на: а) ОП загального призначення, які служать для використання в пристроях, які не потребують жорстких вимог і в них допустимі похибки, що складають доли процента; б) прецизійні ОП, які мають малі дрейфи і шуми, а також високий коефіцієнт підсилення; в) швидкодіючі ОП, які мають високу швидкість наростання вихідної напруги (до $200 \div 1000$ В/мкс) і використовуються для побудови імпульсних і широкосмугових пристроїв. Іноді в окрему групу виділяють мікропотужні ОП, що споживають від джерела живлення малі струми (менший за 1 мА), які призначені для використання в апаратурі, що живиться від малопотужних автономних джерел.

Основні параметри операційних підсилювачів

1. *Коефіцієнт підсилення постійної напруги K* – відношення вихідної напруги до диференціальної вхідної напруги, тобто до різниці напруг між входами ОП, які мають коефіцієнти підсилення від тисяч до кількох мільйонів.

2. *Вхідний опір для диференціального сигналу $R_{вх\ диф}$* – опір між входами ОП (від кілоОм до сотень мегаОм); *вхідний опір для синфазного сигналу $R_{вх\ синф}$* – опір між одним із входів ОП і “землею” при розімкненому іншому вході (до 100 мегаОм).

3. *Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу $K_{нсф}$* – відношення коефіцієнта підсилення K диференціального сигналу до коефіцієнта підсилення синфазного сигналу. Типові значення $K_{нсф} = 60 \div 80$ дБ. Чим більший $K_{нсф}$, тим меншу різницю вхідних сигналів може розрізняти ОП на фоні великої синфазної напруги.

4. *Напруга зсуву нуля $U_{зс}$* – вихідна напруга ОП при нульовому вхідному сигналі, поділена на коефіцієнт підсилення ОП. Даний параметр показує, яку напругу необхідно подати на вхід ОП, щоб на виході одержати нуль. Зсув нуля обумовлений неідеальністю компонентів ОП. Типове значення $U_{зс}$ становить $3 \div 7$ мВ. Значення $U_{зс}$ залежить від температури і напруги живлення.

5. *Вихідний опір $R_{вих}$* визначається опором вихідного каскаду і становить $100 \div 500$ Ом.

6. *Вхідний струм $I_{вх}$* – напівсума струмів $I_{вх}^+$ і $I_{вх}^-$, що протікають через виводи прямого та інверсного входів ОП. В ОП на біполярних транзисторах значення $I_{вх}$ лежить у межах $10\text{ нА} \div 10\text{ мкА}$, а на польових транзисторах складає пікоампери.

7. *Різниця вхідних струмів $\Delta I_{вх} = |I_{вх}^+ - I_{вх}^-|$* обумовлена неідентичністю транзисторів вхідного диференціального каскаду ОП.

8. *Частота одиничного підсилення f_1* – частота, на якій коефіцієнт підсилення ОП має значення $K=1$. Типові значення f_1 становлять від 1 до 100 МГц.

9. *Частота зрізу $f_{зр}$* – частота, на якій коефіцієнт підсилення ОП складає 0,707 від коефіцієнта підсилення K постійної напруги.

10. *Швидкість наростання вихідної напруги - $V = \Delta U_{вих} / \Delta t$* – максимальна швидкість зміни вихідного сигналу при подаванні максимальної ступінчатої напруги на вхід ОП.

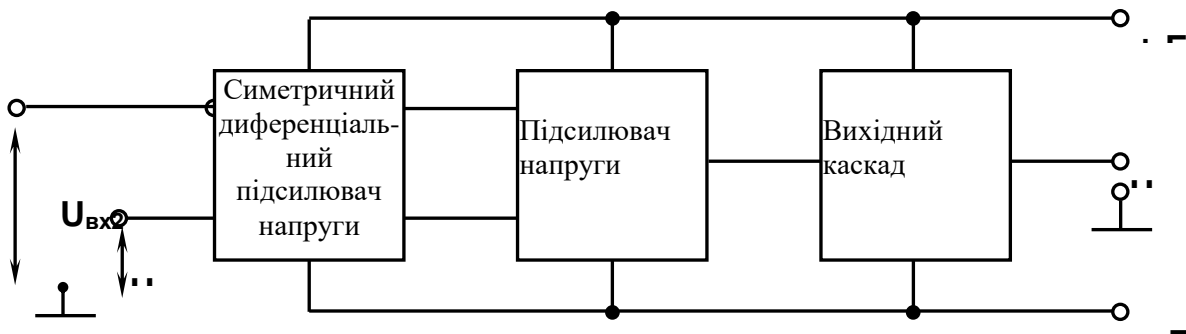


Рис.2. Спрощена структурна схема ОП

11. *Передавальна характеристика ОП* – це залежність його вихідної напруги від вхідної, тобто $U_{вих} = f(U_{вх})$. Її знімають для інвертуючого входу (при $U^+=0$), або для неінвертуючого (при $U^+=0$). Вигляд передавальної характеристики ОП наведено на рис.3.

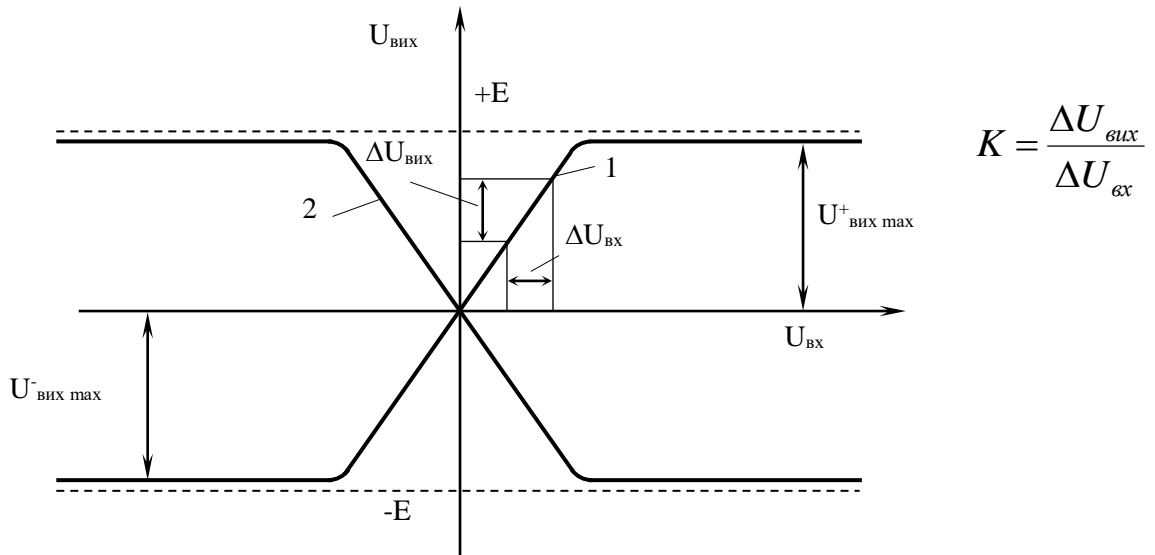


Рис. 3. Передавальна характеристика ОП: 1 – по прямому входу; 2 – по інвертуючому входу

12. *Амплітудно-частотна характеристика* – це залежність коефіцієнта підсилення ОП від частоти. Вигляд амплітудно-частотної характеристики наведено на рис.4.

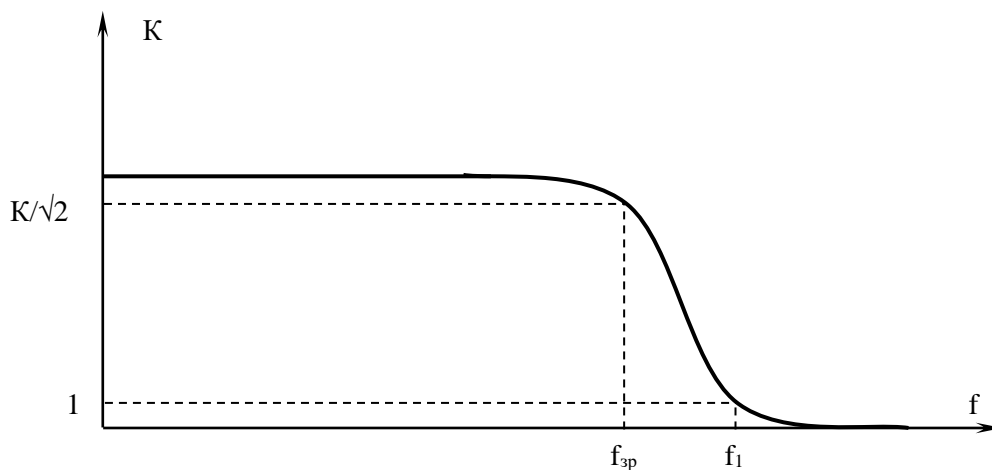


Рис. 4. Амплітудно-частотна характеристика ОП

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-4], вивчити будову, параметри і характеристики операційних підсилювачів.

2.2. Накреслити схему для проведення досліджень операційного підсилювача типу 544УД1 (рис.5).

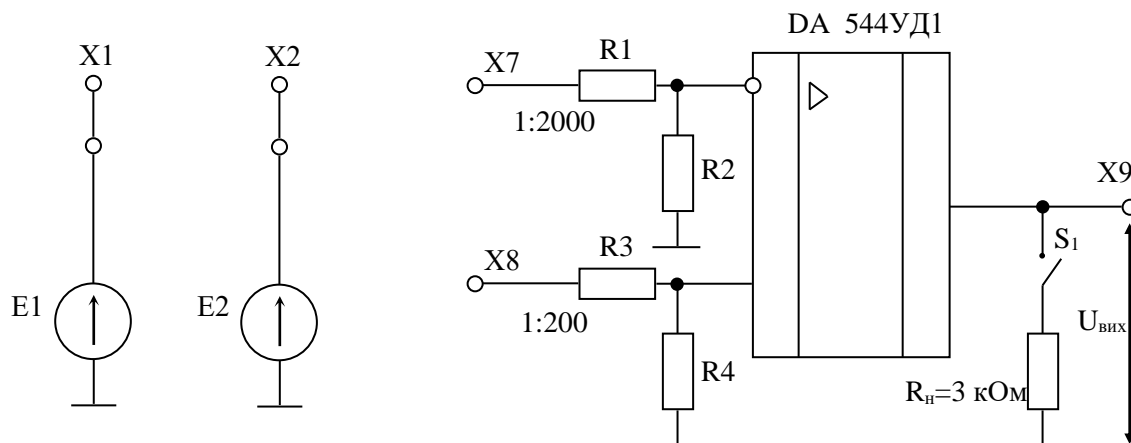


Рис.5. Схема для проведення досліджень

3. Проведення досліджень

3.1. Провести балансування ОП шляхом компенсації напруги зсуву U_{zc} на вході ОП.

Для цього під'єднати джерело E2 до входу X8 подільника R₃,R₄, який послаблює сигнал у 200 разів. Обертаючи ручку потенціометра "E2", встановити мінімально можливу вихідну напругу $U_{вих}$ ОП, рівну $0,1 \pm 0,4$ В. За допомогою мультиметра виміряти значення сигналу E2.

Визначити напругу зсуву за виразом:

$$U_{zc} = \frac{E2}{200}.$$

Сигнал E2 залишити під'єднаним до ОП і не змінювати його величину для наступного дослідження.

3.2. Не змінюючи балансування ОП, зняти передавальну характеристику ОП $U_{вих} = f(U_{вх})$ для інвертуючого входу.

Для цього під'єднати джерело сигналу E1 до входу подільника R₁,R₂ (гніздо X7) з послабленням сигналу 1:2000. Змінюючи величину сигналу E1 ручкою "E1" від максимального від'ємного до максимального додатного і вимірювати мультиметром вхідний сигнал E1 та вихідний сигнал $U_{вих}$. Результати експерименту записати у табл.1.

Таблиця 1

E1, В														
$U_{вх} = \frac{E1}{2000}, МВ$														
$U_{вих}, В$														

3.3. Визначити вихідний опір підсилювача.

Для цього необхідно, встановивши сигнал E1=0 на гнізді X1, повторити балансування ОП за п.3.1.

Повертаючи ручку “E1”, на виході ОП встановити напругу $U_{вих1}=4\div 5В$ і зафіксувати її. Натиснувши кнопку S1 (під’єднавши навантаження $R_H=3$ кОм до виходу ОП), зафіксувати вихідну напругу $U_{вих2}$. Розрахувати вихідний опір підсилювача за виразом:

$$R_{вих} = R_H \left(\frac{U_{вих1}}{U_{вих2}} - 1 \right).$$

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. Користуючись таблицею 1, побудувати передавальну характеристику ОП.

4.2. З побудованої передавальної характеристики визначити коефіцієнт підсилення операційного підсилювача $K = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}}$ для лінійної ділянки характеристики та максимальні від’ємне й додатне значення вихідної напруги ОП $U_{вих\max}^-$ та $U_{вих\max}^+$.

4.3. Зробити висновки за отриманими результатами.

5. Контрольні запитання

1. Пояснити будову (структурну схему) типового операційного підсилювача.
2. Пояснити причину існування напруги зсуву нуля в ОП.
3. Навести відомі вам схеми компенсації напруги зсуву нуля ОП.
4. Чим обумовлені вхідні струми та різниця вхідних струмів ОП?

5. Навіщо в даній лабораторній роботі необхідне використання подільників R_1, R_2 та R_3, R_4 (рис.5)?
6. Пояснити, як експериментальним шляхом визначають вихідний опір ОП.
7. Чому в ОП використовують двополярне джерело живлення?
8. Пояснити значення термінів “синфазна” та “диференціальна” вхідна напруга.
9. Якими основними параметрами характеризують ОП?
10. У режимі холостого ходу на виході ОП є напруга $U_{вих}=2В$, а при під'єднанні навантаження $R_H = 2 кОм$ до виходу ОП вона стала рівною $U_{вих}=1В$. Знайти $R_{вих}$ – вихідний опір ОП.
11. Показати, що вихідний опір підсилювача можна визначити за за результатами експерименту по п.3.3, використовуючи вираз:

$$R_{вих} = R_H \left(\frac{U_{вих1}}{U_{вих2}} - 1 \right).$$

Лабораторна робота №7

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕІНВЕРТУЮЧОГО ТА ІНВЕРТУЮЧОГО ПІДСИЛЮВАЧІВ І СУМАТОРА СИГНАЛІВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Мета роботи: вивчення принципу дії, будови, експериментальне визначення основних параметрів та зняття характеристик неінвертуючого, інвертуючого підсилювачів і суматора аналогових сигналів, побудованих на основі операційних підсилювачів.

1. Теоретичні відомості

Незважаючи на те, що операційний підсилювач (ОП) концентрує в собі кращі властивості підсилювальних пристроїв, безпосередньо як підсилювач він не використовується. Це пов'язано з двома причинами:

а) лінійна ділянка передавальної характеристики обмежена дуже малою вхідною напругою за рахунок дуже великого коефіцієнта K_{OP} підсилення ОП. Тому при перевищенні невеликої вхідної напруги величиною $U_{вх\ max} = U_{вих\ max} / K_{OP}$ підсилювач заходить у нелінійну область (насичення), тобто мають місце нелінійні спотворення;

б) коефіцієнт підсилення K_{OP} різних екземплярів ОП одного типу лежить у широких межах і крім того дуже сильно залежить від температури. Така невизначеність і нестабільність K_{OP} створює великі перешкоди для його безпосереднього використання як підсилювача.

ОП реалізують свою високу якість в схемах із зворотним зв'язком.

Високі значення показників ОП дозволяють вважати його таким, що за своїми властивостями наближається до *ідеального підсилювача*, який має:

- 1) коефіцієнт підсилення K_{OP} дорівнює нескінченності;
- 2) вхідний опір $R_{вх\ ОП}$ дорівнює нескінченності;
- 3) вихідний опір $R_{вих\ ОП}$ дорівнює нулю;
- 4) гранична частота коефіцієнта підсилення дорівнює нескінченності.

Вважаючи операційний підсилювач ідеальним, розглянемо важливі приклади його застосувань.

1.1. Неінвертуючий підсилювач

Схема неінвертуючого підсилювача на рис.1.

В даній схемі вхідний сигнал подають безпосередньо на прямий вхід ОП. Опори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги зворотного зв'язку з дуже малим струмом навантаження, оскільки вхідний струм $I_{вх} \approx 0$ за рахунок дуже високого вхідного опору ОП. Тому через опори подільника R_1 , R_2 протікає однаковий струм від виходу підсилювача.

Сам ОП підсилює диференціальну (різницеву) напругу $U_{\text{диф}}$, що діє між його прямим та інвертуючим входами. Оскільки коефіцієнт підсилення ОП є дуже високим ($K_{\text{ОП}} \rightarrow \infty$), то $U_{\text{диф}} = U_{\text{вих}}/K_{\text{ОП}} \rightarrow 0$, тому вважаємо $U_{\text{диф}} \approx 0$.

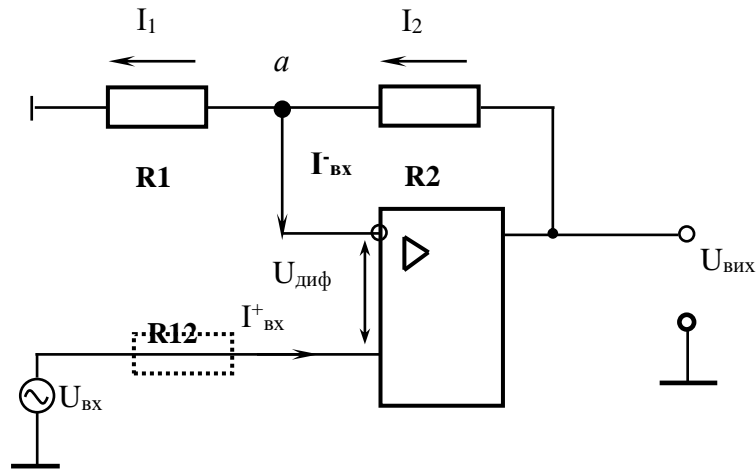


Рис.1. Схема неінвертуючого підсилювача

Тому напруга на інвертуючому вході ОП практично дорівнює вхідній напрузі $U_{\text{вх}}$, яка діє на прямому вході.

За першим законом Кірхгофа для вузла a можна записати:

$$I_1 = I_2, \quad (1)$$

оскільки $I_{\text{вх}} = 0$.

Виразивши I_1 та I_2 через вхідну $U_{\text{вх}}$ та вихідну $U_{\text{вих}}$ напруги, одержимо:

$$I_1 = I_{R1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}; \quad I_2 = I_{R2} = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{R_2}. \quad (2)$$

Прирівняємо ці вирази:

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{R_2}.$$

Поділивши праву і ліву частини на $U_{\text{вх}}$, і вважаючи, що коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача $K = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$, маємо:

$$\frac{1}{R_1} = \frac{K - 1}{R_2},$$

або
$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3)$$

Цей простий вираз описує коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача через параметри схеми підсилювача. Як бачимо, K не залежить від коефіцієнта підсилення $K_{\text{ОП}}$ операційного підсилювача. Це обумовлено дією від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) з великим підсиленням петлі – в схемі діє послідовний зворотний зв'язок по напрузі.

Він забезпечується подільником $R_1 R_2$. Коефіцієнт передавання кола ВЗЗ дорівнює коефіцієнту передавання цього подільника:

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4)$$

Тому вхідний опір (при послідовному подаванні ВЗЗ) буде в $(1 + \gamma K_{OP})$ разів більший від вхідного опору $R_{вхОП}$ операційного підсилювача:

$$R_{вх} = R_{вхОП} (1 + \gamma K_{OP}). \quad (5)$$

Тобто, неінвертуючий підсилювач має дуже високий вхідний опір.

Вихідний опір неінвертуючого підсилювача, навпаки, є невеликим, оскільки при ВЗЗ по напрузі

$$R_{вих} = \frac{R_{вихОП}}{1 + \gamma K_{OP}}. \quad (6)$$

Слід відзначити, що обидва входи ОП знаходяться практично під однаковою вхідною напругою $U_{вх}$ (оскільки $U_{диф} \approx 0$), тому на входах ОП діє синфазний сигнал, значення якого дорівнює вхідній напрузі $U_{вх}$. Це є недоліком схеми.

Для зменшення впливу вхідних струмів ОП на вихідну напругу вхідний сигнал подають на прямий вхід не безпосередньо, а через опір R_{12} , величина якого вибирається з умови:

$$R_{12} = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7)$$

Тоді спади напруг на опорі R_{12} і паралельному з'єднанні опорів $R_1 \parallel R_2$ при $I^+_{вх} = I^-_{вх}$ будуть однаковими. Тому різниця напруга $U_{диф}$ не буде залежати від вхідних струмів.

1.2. Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач, крім підсилення, інвертує знак вихідного сигналу $U_{вих}$ відносно вхідного $U_{вх}$. Схема інвертуючого підсилювача наведена на рис.2.

Вхідний сигнал подають на інвертуючий вхід ОП, куди через резистор R_2 також надходить сигнал ВЗЗ з виходу підсилювача. ВЗЗ знімається по напрузі, а у вхідне коло подається паралельно до вхідного сигналу. Неінвертуючий вхід зв'язаний із “землею”, тому його потенціал дорівнює нулю.

Як і в попередній схемі, вважаючи ОП ідеальним, можна стверджувати, що $U_{диф} \approx 0$, тому напруга на інвертуючому вході $U_a \approx 0$ (точка **a** – так званий “віртуальний нуль”).

Нехай на вході діє додатна напруга, тоді на виході буде від'ємна (за рахунок інвертуючих властивостей ОП). Тоді для вузла a , нехтуючи дуже малим струмом I_{ex} , можна записати:

$$I_1 + I_2 = 0. \quad (8)$$

Виразимо I_1 і I_2 через вхідну і вихідну напруги:

$$I_1 = \frac{U_{ex}}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_{вих}}{R_2}.$$

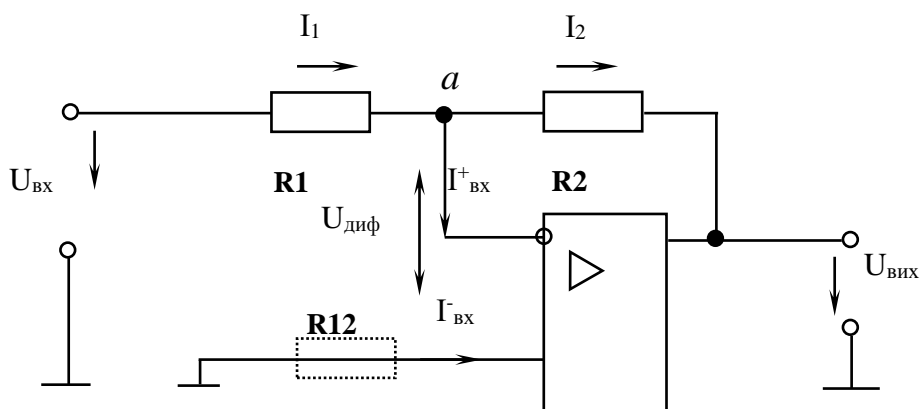


Рис. 2. Схема інвертуючого підсилювача

Підставивши ці значення струмів у (8), маємо:

$$\frac{U_{ex}}{R_1} + \frac{U_{вих}}{R_2} = 0. \quad (9)$$

Поділивши на U_{ex} праву і ліву частини цього виразу і врахувавши, що $K = \frac{U_{вих}}{U_{ex}}$, одержимо:

$$K = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (10)$$

Знову ж, як і для неінвертуючого підсилювача, коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача практично не залежить від коефіцієнта підсилення K_{OP} за рахунок дії ВЗЗ і визначається параметрами зовнішнього кола.

Вхідний опір схеми дорівнює опоріві R_1 :

$$R_{ex} = R_1. \quad (11)$$

А вихідний опір як і в попередньому випадку:

$$R_{вих} = \frac{R_{вихОП}}{1 + \gamma K}, \quad (12)$$

де - $\gamma = \frac{R_1}{R_2}$ - коефіцієнт передавання кола зворотного зв'язку.

Покажемо, що $\gamma = \frac{R_1}{R_2}$. Між входом і виходом діє напруга $U_{вих} + U_{вх}$, частина якої (напруга зворотного зв'язку ОЗЗ) підводиться до інвертуючого входу ОП:

$$U_{зз} = (U_{вих} + U_{вх}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

$$\text{Тоді } \gamma = \frac{U_{зз}}{U_{вих}} = \left(1 + \frac{U_{вх}}{U_{вих}}\right) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_2}.$$

Зауважимо, що синфазний сигнал на входах ОП відсутній: потенціал кожного входу дорівнює нулю.

Це є перевагою інвертуючого підсилювача перед неінвертуючим і забезпечує його вищі метрологічні показники в порівнянні з неінвертуючим підсилювачем.

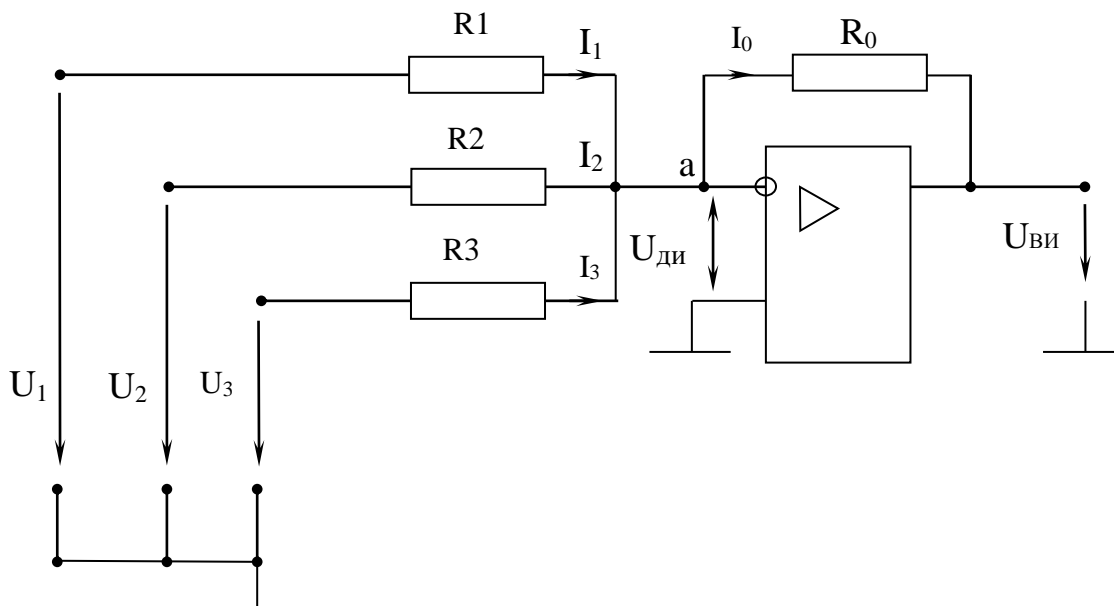


Рис.3. Схема тривходового суматора аналогових сигналів

1.3. Інвертуючий суматор аналогових сигналів

Суматором називають пристрій, вихідний сигнал якого дорівнює (або пропорційний) сумі вхідних сигналів. Суматор має стільки входів, скільки сигналів додається. Схема суматора для трьох сигналів наведена на рис. 3.

Суматор виконано на основі інвертуючої схеми підсилення. Вхідне коло інвертуючого підсилювача розширене за рахунок трьох резисторів R_1 , R_2 і R_3 . Тому для струмів, які збігаються в точці a можна записати:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_o = 0,$$

або

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = -\frac{U_{вих}}{R_0}.$$

Тоді:

$$U_{вих} = -\left(\frac{R_0}{R_1}U_1 + \frac{R_0}{R_2}U_2 + \frac{R_0}{R_3}U_3\right). \quad (13)$$

Тобто вихідна напруга дорівнює сумі вхідних напруг, взятих з ваговими коефіцієнтами R_i/R_0 , де $i=1,2,3$ відповідно.

При $R_1=R_2=R_3=R_0$ вихідна напруга суматора є простою сумою вхідних напруг, взятою з протилежним знаком:

$$U_{вих} = -(U_1 + U_2 + U_3). \quad (14)$$

1. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-4], вивчити схеми, принцип дії та основні параметри неінвертуючого й інвертуючого підсилювачів та суматора аналогових сигналів.

2.2. Накреслити схеми для дослідження неінвертуючого підсилювача (рис.4) та інвертуючого підсилювача й двовходового суматора аналогових сигналів (рис.5).

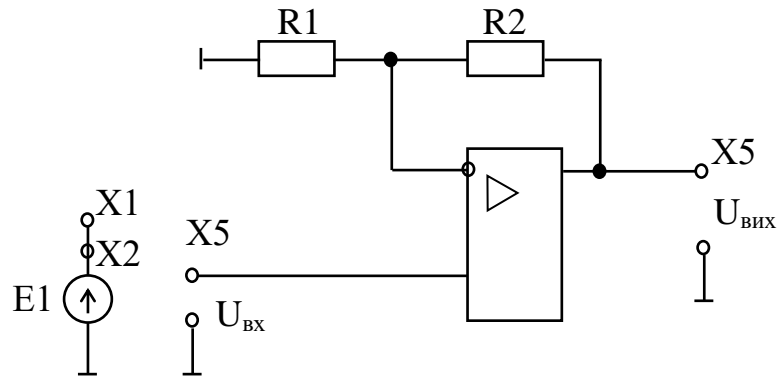


Рис.4. Схема для досліджень неінвертуючого підсилювача

2.3. Розрахувати коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, якщо задано $R_1=10 \text{ кОм}$; $R_2=20 \text{ кОм}$.

2.4. Розрахувати вагові коефіцієнти по кожному з входів суматора при натисненій та ненатисненій кнопці S1, якщо дано (рис.5):

$$R_1=R_2=10 \text{ кОм}; R_3=R_4=50 \text{ кОм}.$$

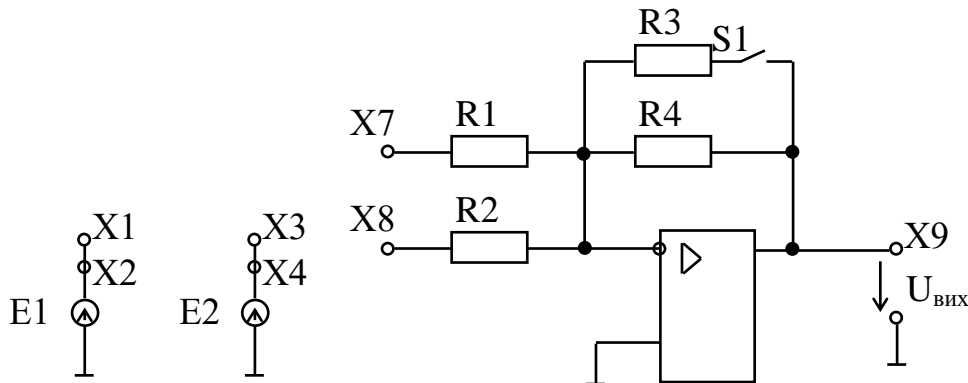


Рис.5. Схема для дослідження інвертуючого підсилювача та двовходового суматора аналогових сигналів

3. Проведення досліджень

3.1. Зняти і побудувати передавальну характеристику неінвертуючого підсилювача $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$.

Для цього під'єднати джерело постійної напруги E1 до входу підсилювача (з'єднати гнізда X2 і X5). Змінюючи ручкою "E1" напругу на вході підсилювача від максимальної від'ємної до максимальної додатньої, вимірювати мультиметром входну напругу $U_{\text{вх}}$ (гніздо X1) та відповідну їй

вихідну напругу $U_{\text{вих}}$ (гніздо X6). Результати вимірювань записати у таблицю 1.

Таблиця 1

$U_{\text{вх}}, \text{В}$															
$U_{\text{вих}}, \text{В}$															

3.2. Зняти і побудувати передавальну характеристику $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$ інвертуючого підсилювача. Для цього з'єднати провідником гнізда X2 та X7 і, як в п.3.1, змінювати напругу на вході підсилювача й фіксувати $U_{\text{вх}}$ (на гнізді X1) та $U_{\text{вих}}$ (на гнізді X9) за допомогою мультиметра. Результати вимірювань записати у таблицю 2.

Таблиця 2

$U_{\text{вх}}, \text{В}$														
$U_{\text{вих}}, \text{В}$														

3.3. Натиснути кнопку S1 і повторити вимірювання за п.3.2, записавши результати у таблицю 3.

Таблиця 3

$U_{\text{вх}}, \text{В}$														
$U_{\text{вих}}, \text{В}$														

3.4. Дослідити схему суматора двох напруг U_1 і U_2 , які подаються на входи суматора (з'єднати провідниками гнізда X2 і X7, X4 і X8). Натиснути кнопку S1.

Встановити ручками "E1" і "E2" вхідні напруги для трьох варіантів:

- 1) $U_1=+1\text{В};$ 2) $U_1=+1\text{В};$ 3) $U_1=+2\text{В};$
 $U_2=+1\text{В};$ $U_2= -2\text{В};$ $U_2= -3\text{В}$

Виміряти напруги $U_{\text{вих}}$ (на гнізді X9) для кожного з варіантів.

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. Побудувати передавальні характеристики за таблицями (п.3.2 і п.3.3). Для лінійних ділянок цих характеристик визначити коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача й порівняти його з розрахованим значенням.

4.2. Побудувати передавальні характеристики за таблицями (п.3.2 і п.3.3). Для лінійних ділянок цих характеристик визначити коефіцієнти підсилення інвертуючого підсилювача та порівняти їх із розрахунковими значеннями.

4.3. Для кожного варіанта напруг (п.3.4) розрахувати вихідну напругу суматора за виразом:

$$U_{вих} = -\left(\frac{R_0}{R_1} U_1 + \frac{R_0}{R_2} U_2\right),$$

де $R_1=R_2=10 \text{ кОм}$; $R_3=R_4=50 \text{ кОм}$; $R_0=R_3 \parallel R_4$.

4.4. Зробити висновки за результатами обробки експериментальних даних.

5. Контрольні запитання

1. Обґрунтувати, чому напруги на прямому й інвертуючому входах ОП у схемі неінвертуючого підсилювача (рис.1) приблизно дорівнюють одна одній.

2. Чому напруга на інвертуючому вході ОП у схемі інвертуючого підсилювача (рис.2) приблизно дорівнює нулю?

3. На вхід інвертуючого підсилювача (рис.2) з опорами $R_1=10 \text{ кОм}$ і $R_2=50 \text{ кОм}$ подано напругу величиною 1В . Чому приблизно дорівнює диференціальна напруга $U_{диф}$ між входами ОП, якщо коефіцієнт підсилення $K_{ОП}=10^4$?

4. Скласти схему суматора, який реалізує рівняння $U_{вих} = -(5E_1 + 7E_2 + 4E_3)$. Джерела сигналів E_1, E_2, E_3 мають внутрішній опір $R_i=2 \text{ кОм}$. Опір у колі зворотного зв'язку $R_0=10 \text{ кОм}$.

5. Визначити величину опору резистора R_2 у схемі (рис.1), якщо $R_1=10 \text{ кОм}$, а необхідний коефіцієнт підсилення $K=16$.

Лабораторна робота №8

Дослідження активних фільтрів на операційному підсилювачі

Мета роботи: вивчення та дослідження найпростіших активних RC-фільтрів на базі операційного підсилювача, а саме: фільтрів верхніх і нижніх частот та смугового фільтра; зняття частотних характеристик, визначення параметрів фільтрів.

1. Теоретичні відомості

Фільтром називається пристрій, що призначений для пропускання електричних сигналів у певній смузі частот і непропускання (загородження) поза межами цієї смуги. Фільтри поділяють на активні й пасивні. Пасивні фільтри складаються лише з пасивних компонентів (резисторів, конденсаторів, котушок індуктивностей). Активні фільтри поряд з пасивними компонентами мають у своєму складі транзистори або операційні підсилювачі, тобто, активні компоненти.

Існує чотири види активних фільтрів, побудованих на операційному підсилювачі (ОП), резисторах і конденсаторах, частотні характеристики яких наведені на рис.1.

Фільтр нижніх частот (ФНЧ) – це схема, напруга на вихід якої проходить без послаблення від частоти $f = 0$ до частоти зрізу $f_{зр}$. Діапазон частот, у якому сигнал ФНЧ проходить без послаблення, називається смугою пропускання. Діапазон частот, що лежить поза межами смуги пропускання, в якому сигнал послаблюється, називається смугою загородження. Частоту зрізу $f_{зр}$ також називають граничною частотою, вона визначається на рівні 0,707, тобто на рівні $1/\sqrt{2}$ або 3 дБ.

Фільтр верхніх частот (ФВЧ) загороджує сигнали з частотами, які менші від частоти зрізу $f_{зр}$.

Смуговий фільтр (СФ) пропускає сигнал лише в певній смузі частот, яка лежить між нижньою f_n і верхньою f_v частотами зрізу.

Режекторний фільтр (РФ) загороджує сигнали в смузі частот між f_n і f_v .

1.1. Активний фільтр нижніх частот

Схема активного ФНЧ наведена на рис.2. Він виконаний на базі інвертуючого підсилювача, в якому зворотний зв'язок забезпечується паралельною ланкою R_2 C_2 .

Знайдемо вираз для частотної характеристики ФНЧ. Для цього запишемо комплексний коефіцієнт передавання інвертуючого підсилювача у вигляді:

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{\underline{Z}_2(j\omega)}{\underline{Z}_1(j\omega)},$$

де - $\underline{Z}_2(j\omega) = \frac{R_2(1/j\omega C_2)}{R_2 + 1/j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$ - комплексний опір кола зворотного зв'язку,

$$\underline{Z}_1(j\omega) = R_1,$$

тому: $\underline{K}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2}$.

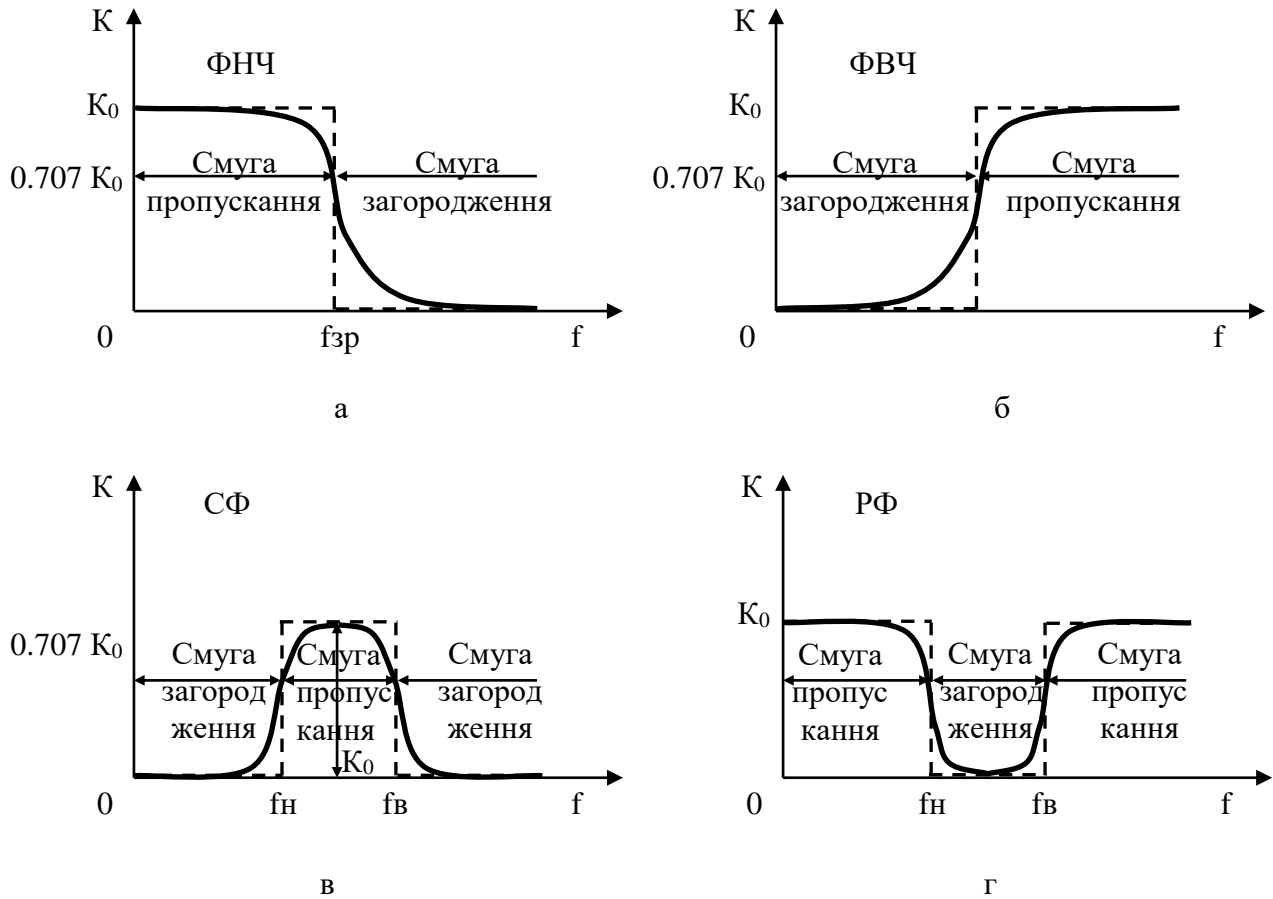


Рис.1. Частотні характеристики активних RC-фільтрів:

- суцільна лінія – для реальних фільтрів;
- - пунктирна лінія – для ідеальних фільтрів

А модуль цього виразу описує частотну характеристику ФНЧ:

$$K(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_2)^2}}$$

Позначивши $C_2 R_2 = \tau_2$ – стала часу ФНЧ, одержимо остаточний вираз, який описує частотну характеристику ФНЧ:

$$K(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}$$

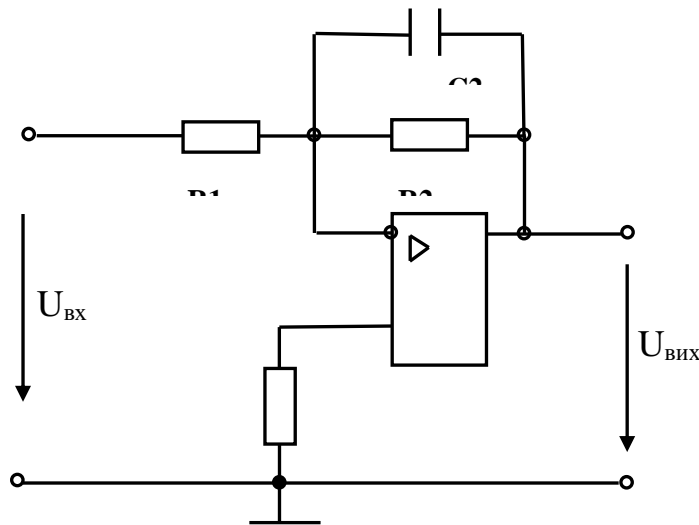


Рис.2.Схема активного фільтра нижніх частот.

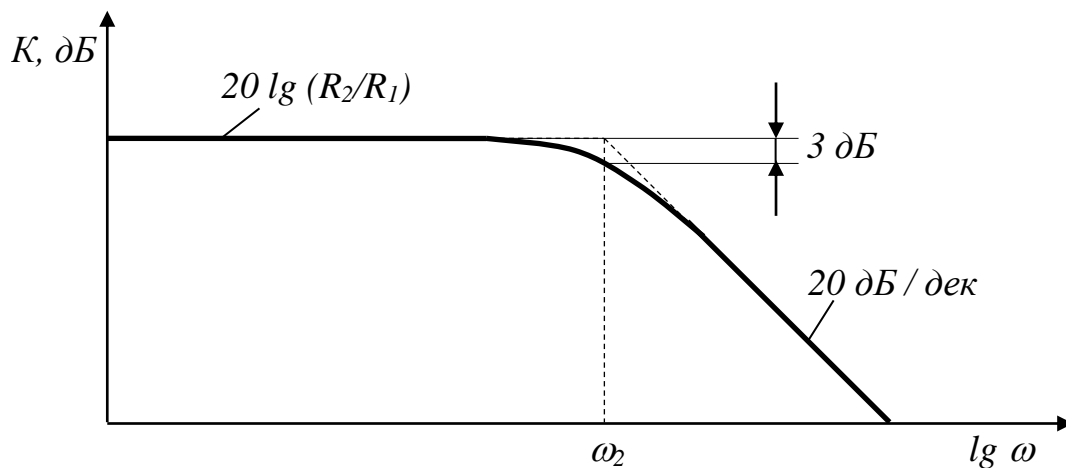


Рис.3. Логарифмічна частотна характеристика ФНЧ

Логарифмічна частотна характеристика активного ФНЧ наведена на рис.3.

На частоті зрізу коефіцієнт підсилення зменшується на 3 дБ, тобто в $\sqrt{2}$ раз. Тому на цій частоті

$$\omega_{зр} C_2 R_2 = 1.$$

Звідси визначаємо частоту зрізу ФНЧ як:

$$\omega_2 = \omega_{зр} = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{C_2 R_2}.$$

1.2. Активний фільтр верхніх частот (ФВЧ)

Схема активного ФВЧ на базі ОП наведена на рис.4.

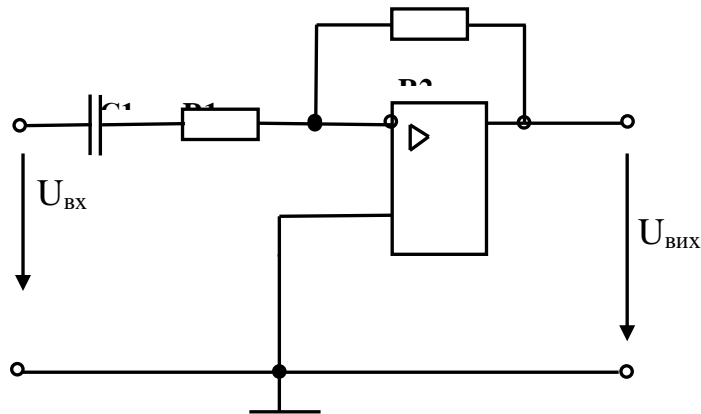


Рис.4. Схема активного ФВЧ

Для визначення комплексного коефіцієнта передавання запишемо комплексні опори:

- на вході ОП

$$\underline{Z}_1(j\omega) = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1};$$

- в колі від'ємного зворотного зв'язку

$$\underline{Z}_2(j\omega) = R_2.$$

Тоді

$$\underline{K}(j\omega) = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}.$$

Модуль цього виразу описує частотну характеристику:

$$K(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega \tau_1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}},$$

де $\tau_1 = C_1 R_1$ – стала часу ФВЧ.

Вона також визначає частоту зрізу ФВЧ:

$$\omega_1 = \omega_{зр} = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{C_1 R_1}.$$

Частотна характеристика ФВЧ наведена на рис.5.

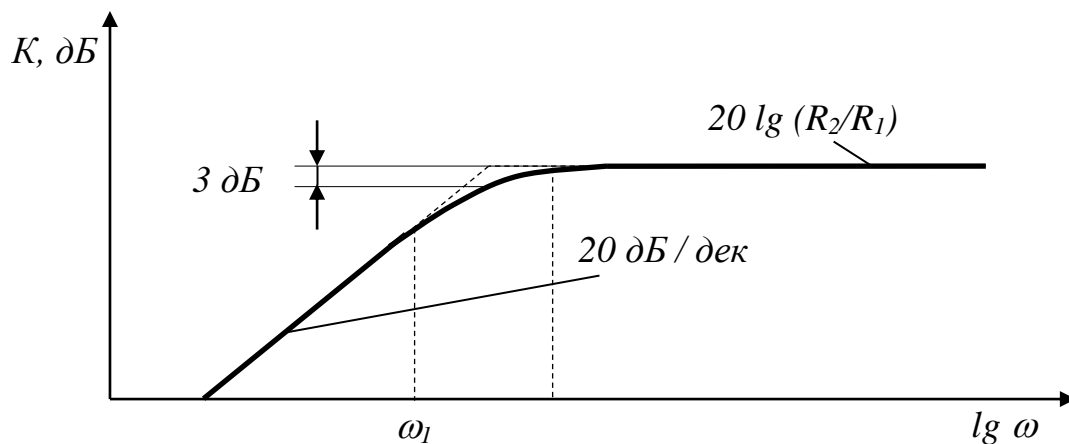


Рис.5. Логарифмічна частотна характеристика ФВЧ

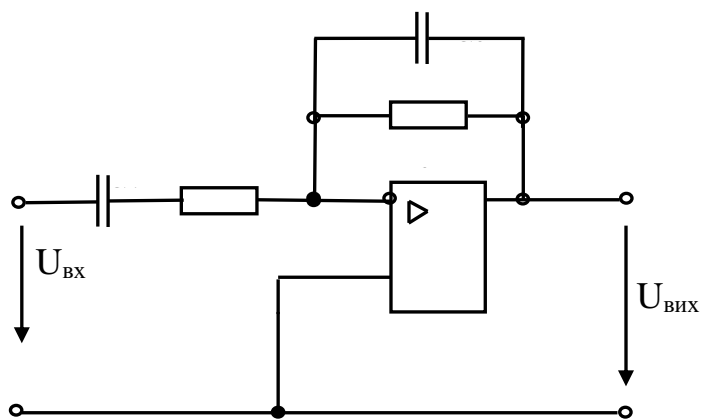


Рис.6. Схема активного смугового фільтра

1.3 Активний смуговий фільтр

Об'єднавши елементи ФНЧ і ФВЧ можна отримати схему смугового фільтра (рис.6).

Вибравши відповідним чином номінали R_1 , C_1 і R_2 , C_2 , можна одержати частотну характеристику смугового фільтра, яка наведена на рис.7.

$$\text{Розрахунок смуги пропускання: } \Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{1}{C_1 R_1}.$$

Вищенаведені фільтри є найпростішими активними фільтрами першого порядку. Вони мають малу крутизну спадання частотної характеристики, що свідчить про слабкі селективні властивості таких фільтрів.

На практиці найчастіше використовують фільтри другого порядку. При необхідності підвищити селективні властивості системи фільтри можуть з'єднуватись послідовно.

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-3], вивчити схеми, принцип дії, характеристики і параметри фільтрів.

2.2. Накреслити схему для проведення досліджень фільтрів (рис.8).

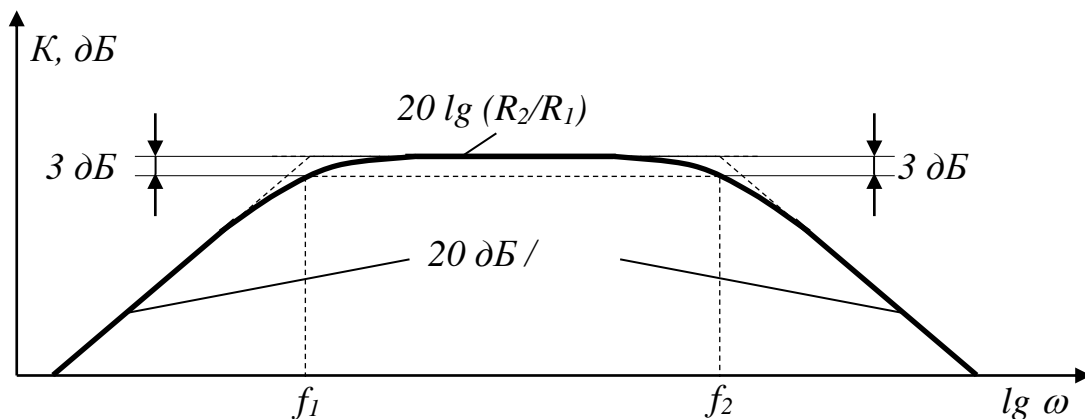


Рис.7. Логарифмічна частотна характеристика смугового фільтра

2.3. Розрахувати коефіцієнти підсилення в смузі пропускання і граничні частоти смуги пропускання ФНЧ і ФВЧ, а також квазірезонансну частоту смугового фільтра відповідно за формулами:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (\text{для ФНЧ}); \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (\text{для ФВЧ});$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \cdot C_1 R_2 \cdot C_2}} \quad (\text{для СФ}).$$

Дані схеми $R_1 = R_2 = 6,8 \text{ кОм}$; $C_1 = C_2 = 0,022 \text{ мкФ}$.

Модуль коефіцієнта підсилення в смузі пропускання для ФНЧ і ФВЧ: $K = R_2 / R_1$.

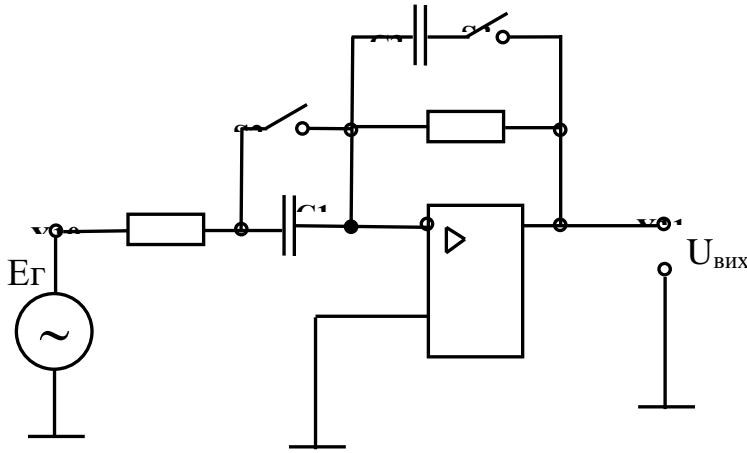


Рис. 8. Схема для проведення досліджень фільтрів

3. Проведення досліджень

3.1. Зняти і побудувати амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) фільтра нижніх частот. Для цього кнопки S_2 і S_3 повинні бути натисненими. Вхідна напруга підтримується постійною за допомогою ручки “ЕГ” і рівною $U_{\text{вх}}=3\text{В}$ (гніздо Х10). Характеристики знімаються шляхом вимірювання вихідної напруги за допомогою осцилографа (гніздо Х11) при зміні частоти від 0,08 кГц до 20 кГц за допомогою перемикача “кГц”.

Результати вимірювань записати в таблицю.

f, кГц	0,08	0,15	0,4	0,8	1,0	1,2	3	5	10	20
$U_{\text{вих.}}$, В										

3.2. Зняти і побудувати АЧХ для фільтра верхніх частот. Для цього кнопки S_2 і S_3 повинні бути ненатисненими. Порядок зняття характеристики проводиться у відповідності до п.3.1. Результати вимірювань записати в таблицю.

f, кГц	0,08	0,15	0,4	0,8	1,0	1,2	3	5	10	20
$U_{\text{вих.}}$, В										

3.3. Зняти і побудувати АЧХ для смугового фільтра. Для цього кнопка $S2$ повинна бути ненависненою, а кнопка $S3$ – нависненою. Порядок зняття характеристики проводиться у відповідності до п.3.1.

Результати вимірювань записати в таблицю.

f, кГц	0,08	0,15	0,4	0,8	1,0	1,2	3	5	10	20
$U_{\text{вих.}}$, В										

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. За даними таблиць побудувати амплітудно-частотні характеристики фільтрів нижніх та верхніх частот і смугового фільтра.

4.2. За побудованими характеристиками ФНЧ, ФВЧ визначити коефіцієнти їх підсилення в смузі пропускання та їх граничні частоти. Також визначити квазірезонансну частоту смугового фільтра.

4.3. Порівняти дані, одержані в результаті розрахунків, з експериментальними даними.

4.4. Зробити висновки за результатами роботи.

5. Контрольні запитання

1. Зобразити амплітудно-частотні характеристики фільтрів.
2. В яких одиницях вимірюється крутизна спадання частотної характеристики фільтрів?
3. Розрахувати частоту зрізу ФНЧ, його коефіцієнт передавання в смузі пропускання, якщо відомо, що $R_1=10 \text{ кОм}$; $R_2=20 \text{ кОм}$; $C_2=10 \text{ нФ}$.
4. У чому полягає відмінність між схемами ФНЧ і ФВЧ?

Лабораторна робота №9

ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Мета роботи: вивчення принципу дії імпульсних пристроїв, побудованих на базі операційних підсилювачів: компараторів напруги, тригера Шмітта, мультивібраторів, генераторів лінійно-змінних напруг; освоєння навиків розрахунку імпульсних схем з операційними підсилювачами.

1. Теоретичні відомості

1.1. Компаратори напруги

Компаратори - це пристрої, які призначені для порівняння електричних сигналів між собою. Дуже часто один із сигналів є опорною (високостабільною) напругою. Опорна напруга може бути додатньою, від'ємною чи дорівнювати нулю.

Компаратори знаходять застосування в генераторах коливань прямокутної форми, лінійно-змінних напруг, у детекторах заданого рівня, в аналого-цифрових перетворювачах і т.п.

Як компаратор напруги може бути використаний операційний підсилювач (ОП).

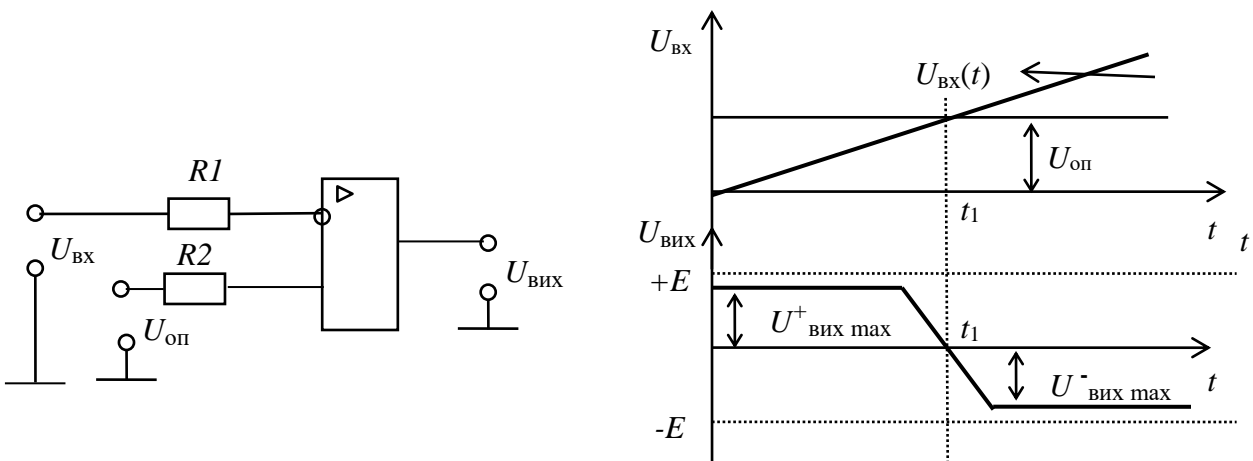


Рис.1 Рис.2

Компараторне ввімкнення ОП використовують без кіл від'ємного зворотного зв'язку з подаванням порівнюваних сигналів на один або обидва входи підсилювача.

Для порівняння однополярних входних напруг використовують двовходовий компаратор (рис.1).

Стан виходу компаратора (полярність вихідної напруги) визначається більшою по рівню напругою одного з входів.

Нехай вхідний сигнал, починаючи з моменту $t=0$, зростає по лінійному закону (рис.2). На проміжку часу від 0 до t_1 виконується нерівність $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$, тобто переважає додатний сигнал, тому $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}^+$, оскільки ОП завдяки високому коефіцієнту підсилення буде знаходитись у насиченні.

В момент t_1 вхідний сигнал досягає рівня опорної напруги $U_{\text{оп}}$ і при $t > t_1$ перевищує його. Компаратор перемикається в інший стан, чому відповідає від'ємна напруга на вході ОП:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}^-.$$

Моменту часу, коли виконується рівність порівнюваних напруг, відповідає нестійкий лінійний режим ОП. Нахил переходу характеристики від $U_{\text{вих max}}^+$ до $U_{\text{вих max}}^-$ визначається коефіцієнтом підсилення ОП. Тому відсутність в ОП від'ємного зворотного зв'язку сприяє збільшенню швидкості перемикавання компаратора.

Точність порівняння змінних напруг збільшується зі зростанням їх амплітуд. Напруги не повинні перевищувати максимального синфазного сигналу ОП. Крім найпростішої схеми компаратора широкого застосування

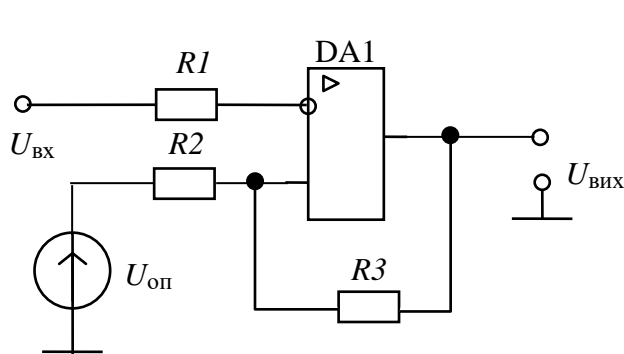


Рис.3.

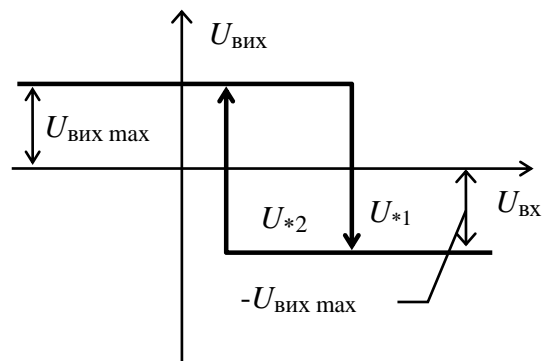


Рис.4.

набула схема компаратора з додатним зворотним зв'язком (ДЗЗ), яку також називають пороговим елементом або тригером Шмітта (рис.3).

На рис.4 показано передавальну характеристику тригера Шмітта. Розглянемо її. При значній від'ємній напрузі на інвертуючому вході ОП вихідна напруга ОП $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}^+$. Напруга $U_{\text{пр}}$ на прямому вході ОП викликана впливом $U_{\text{вих}}$ і $U_{\text{оп}}$. Знайдемо $U_{\text{пр}}$ методом суперпозиції, враховуючи, що для обох напруг опори R_2 і R_3 виконують роль подільників:

$$(1) \quad U_{\text{пр}} = U_{*1} = U_{\text{оп}} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_{\text{вих max}}^+ \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Напругу U_{*1} називають порогом спрацювання тригера Шмітта. Компаратор буде в режимі насичення при $U_{\text{вх}} < U_{*1}$. При $U_{\text{вх}} = U_{*1}$ відбудеться перемикання компаратора. Проаналізуємо цей процес.

При $U_{\text{вх}} \approx U_{*1}$ вихідна напруга ОП починає зменшуватися. Від'ємний приріст $U_{\text{вих}}$ по колу $R2, R3$ подається на прямий вхід ОП, що призведе до появи $U_{\text{пр}} < 0$. ОП підсилить від'ємний приріст напруги на прямому вході й на виході ОП з'явиться ще більший від'ємний приріст $|U'_{\text{вих}}| > |\Delta U_{\text{вих}}|$, який викликає подальше зменшення напруги на прямому вході.

Цей процес розвивається лавиноподібно і завершиться тоді, коли $U_{\text{вих}}$ досягне значення $U_{\text{вих макс}}$. Таким чином, ДЗЗ прискорює процес перемикання компаратора. Такий прискорений процес перемикання компаратора під дією ДЗЗ носить назву *регенеративного процесу*.

При $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих макс}}$ напруга на прямому вході стане рівною:

$$U_{\text{пр}} = U_{*2} = U_{\text{оп}} \frac{R3}{R2 + R3} - U_{\text{вих макс}} \frac{R2}{R2 + R3} \quad (2)$$

Напругу U_{*2} називають порогом відпускання тригера Шмітта. Від'ємне насичення ОП буде зберігатися при $U_{\text{вх}} > U_{*2}$. При зменшенні $U_{\text{вх}}$ до значення U_{*2} відбудеться пряме перемикання компаратора; процес буде носити регенеративний характер, і вихідна напруга майже миттєво досягне значення $U_{\text{вих макс}}^+$.

Таким чином, передавальна характеристика тригера Шмітта має гістерезисний характер, і перемикання компаратора при збільшенні й зменшенні $U_{\text{вх}}$ відбувається при різних напругах. Ширина петлі гістерезису ($U_{*1} - U_{*2}$) зростає при збільшенні відношення $R2/R3$.

Промисловістю випускаються спеціалізовані інтегральні мікросхеми компараторів (наприклад 554СА4, 597СА1, 597СА3 і ін.) та тригерів Шмітта К118ЛА1А, К118ЛА1Д, КР119ТЛ1. Такі компаратори за своїми параметрами переважають компаратори на ОП.

1.2. Автоколивний мультивібратор на ОП

Автоколивний мультивібратор - це релаксаційний пристрій, який генерує імпульси прямокутної форми заданої тривалості, періоду повторення й амплітуди. Робота найпростіших мультивібраторів на ОП базується на сумісному використанні додатного і від'ємного зв'язку

(ДЗЗ і ВЗЗ). При цьому ДЗЗ повинен бути сильнішим. Коло ДЗЗ призначено для забезпечення лавиноподібного (регенеративного) переходу мультивібратора з одного квазістійкого стану в інший.

Схема найпростішого мультивібратора на ОП зображена на рис.5, а його часові діаграми - на рис.6.

У коло ДЗЗ ввімкнено подільник $R2, R3$, а в коло ВЗЗ входить часозадаюча RCI ланка.

Операційний підсилювач виконує в мультивібраторі кілька функцій: компаратора, ключа і джерела напруги для заряджання та розряджання конденсатора.

В основі роботи мультивібратора лежить періодичне заряджання та розряджання конденсатора через резистор $R1$. У цьому випадку на прямому вході ОП діє порогова напруга:

$$U_{*1} = U_{\text{вих м}} \frac{R2}{R2 + R3} \quad (3)$$

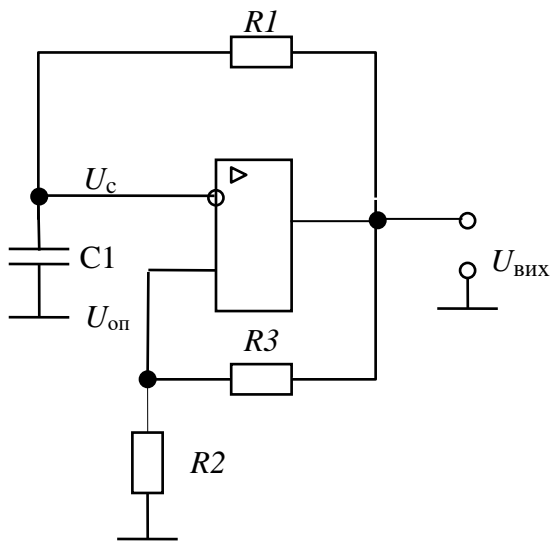


Рис.5

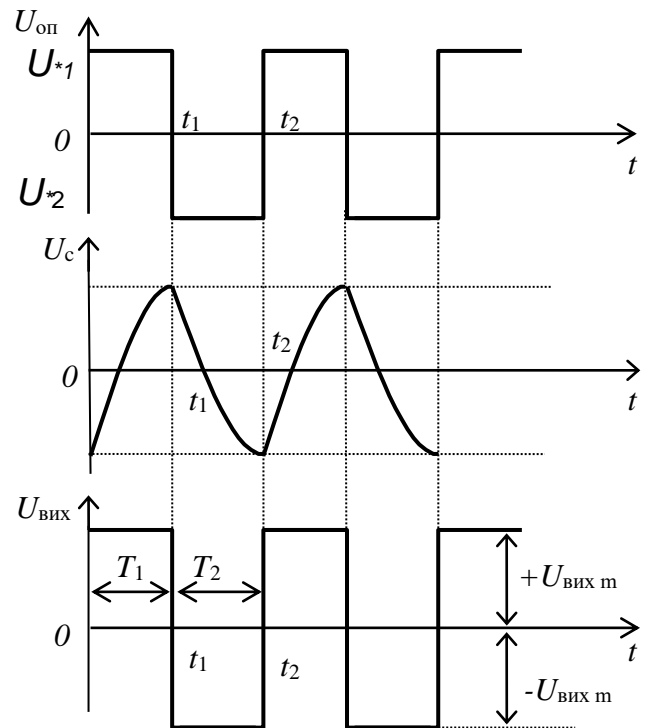


Рис.6

Конденсатор заряджається через опір $R1$ від напруги $U_{\text{вих}}$ по експоненті зі сталою часу $T=RCI$. У момент t_1 напруга на ємності зрівнюється з пороговою напругою U_{*1} . Виникає регенеративний процес, у

результаті чого напруга на виході ОП різко змінюється і стає рівною $-U_{\text{вихм}}$. При цьому на прямому вході ОП порогова напруга стає рівною:

$$U_{*2} = -U_{\text{вихм}} \frac{R2}{R2 + R3}. \quad (4)$$

Тепер конденсатор почне перезаряджатися від напруги $-U_{\text{вихм}}$, і в момент t_2 , коли його напруга досягне рівня U_{*2} , знову виникне регенеративний процес. Вихідна напруга стрибкоподібно досягне значення $U_{\text{вихм}}$. Далі такий процес буде періодично повторюватися.

Тривалості від'ємного та додатного імпульсів дорівнюють:

$$T1 = T2 = R1C \cdot \ln[1+2R2/R3]. \quad (5)$$

Тому період повторення імпульсів буде дорівнювати:

$$T = 2R1C \cdot \ln[1+2R2/R3]. \quad (6)$$

1.3. Одновібратор на ОП

Одновібратор (або чекаючий мультивібратор) призначений для формування однократних імпульсів прямокутної форми і фіксованої тривалості при подаванні на його вхід коротких запускаючих імпульсів. Одновібратор застосовується або як формувач прямокутних імпульсів, або як вузол затримки імпульсів на заданий час.

На відміну від мультивібратора одновібратор має один стійкий стан (чекаючий режим), який реалізується шляхом обмеження напруги на інвертуючому вході за допомогою діода (рис.7).

Схема знаходиться в стійкому стані при від'ємній вихідній напрузі. При цьому діод $VD1$ відкритий, на ньому є невеликий спад прямої напруги U_0 , який прикладено до *інвертуючого* входу підсилювача. На прямому вході діє від'ємна порогова напруга (4), яка за модулем є більшою від U_0 .

Для виведення одновібратора зі стійкого стану необхідно на вхід запуску подати додатний прямокутний імпульс (на прямий вхід ОП). Одновібратор перекинеться в квазістійкий стан за рахунок регенеративного процесу, обумовленого ДЗЗ. Напруга на виході одновібратора стане максимальною $U_{\text{вих}}=U_{\text{вихм}}$, тому на інвертуючому вході встановиться додатна порогова напруга U^*1 (3). Конденсатор $C1$ почне заряджатись від вихідної напруги $U_{\text{вихм}}$ через резистор $R1$, намагаючись зарядитись до $U_{\text{вихм}}$. Але в деякий момент напруга на конденсаторі досягне рівня порогової напруги, і відбудеться регенеративний процес зворотного переходу в стійкий стан. Тепер конденсатор буде намагатися зарядитись до максимальної від'ємної напруги, але в деякий момент його напруга досягне напруги відкриття діода ($-U_0$). Схема повністю відновить свій стан і перейде в режим очікування наступного запускаючого імпульсу.

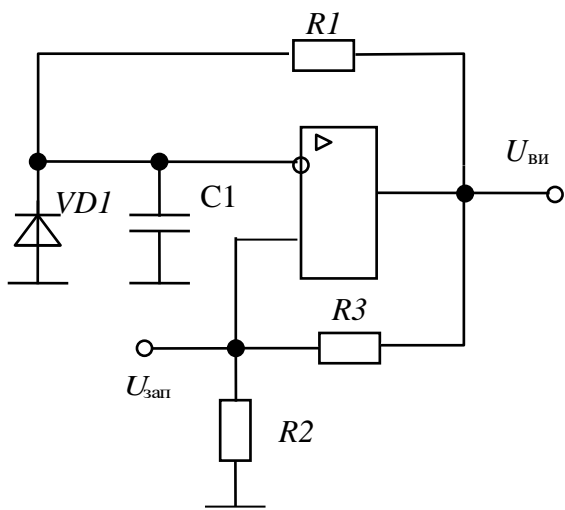


Рис.7

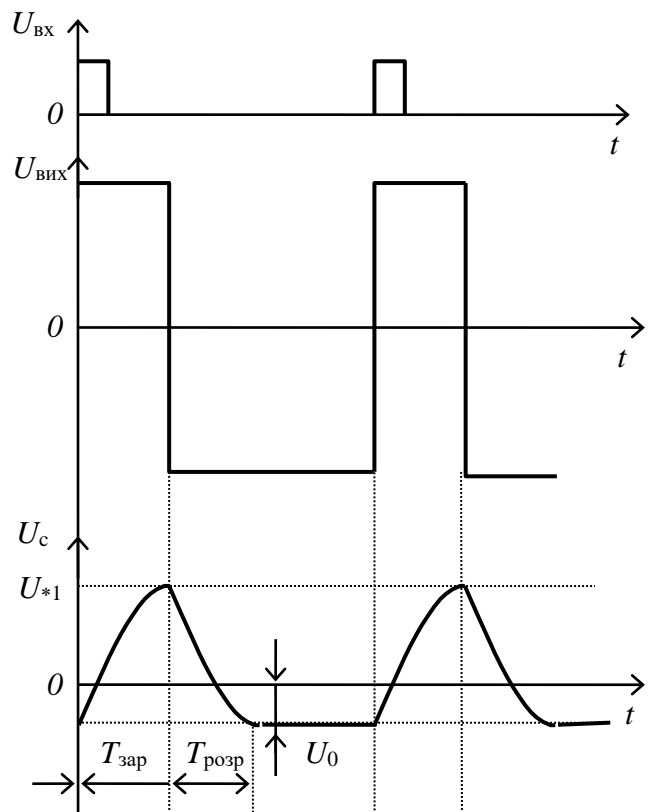


Рис.8

Аналіз схеми дає вираз для визначення тривалості додатного імпульсу одновібратора:

$$T = R1C1 \cdot \ln[1 + R2/R3] \quad (7)$$

Регулювання тривалості імпульсу одновібратора можна здійснювати двома шляхами:

- зміною $R1$ або $C1$, при цьому змінюється швидкість заряду конденсатора;
- зміною співвідношення $R2/R3$; при цьому змінюється порогова напруга одновібратора, отже і час, протягом якого конденсатор заряджається до рівня цієї порогової напруги. Електронною промисловістю випускаються одновібратори у вигляді інтегральних мікросхем, наприклад, К155АГ1, К155АГ3 та ін.

1.4. Генератор лінійно-змінної напруги

Генератори лінійно-змінних напруг (ГЛЗН) формують напруги пилкоподібної форми. Для створення лінійної залежності напруги від часу найчастіше використовують заряд (або розряд) конденсатора стабільним струмом.

Широко відома схема ГЛЗН на ОП (рис.9). До її складу входять інтегратор і компаратор, побудовані на $DA1$ і $DA2$, відповідно.

Вихід інтегратора $DA1$ під'єднано до входу компаратора $DA2$, а вихід компаратора - до входу інтегратора. В схемі діє додатний зворотний зв'язок. На інвертуючому вході компаратора діє опорна напруга, рівна нулю.

Напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$, яка має місце на неінвертуючому вході компаратора, можна знайти методом суперпозиції:

$$U_{зз}(t) = U_{\text{вих}2} \frac{R2}{R2 + R3} + U_{\text{вих}1} \frac{R3}{R2 + R3}. \quad (8)$$

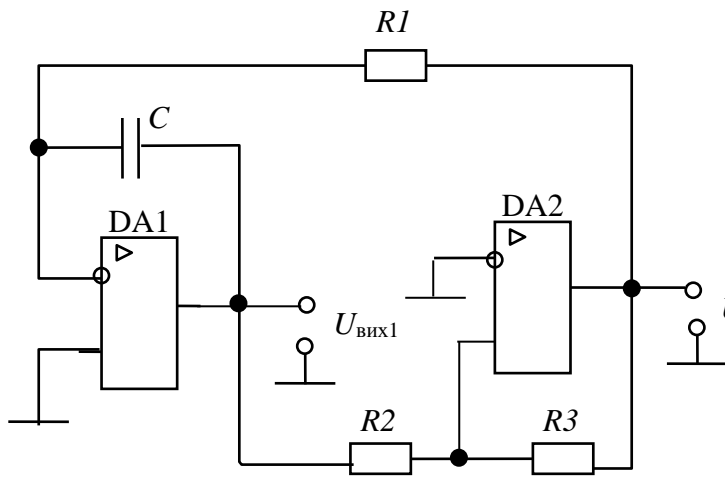


Рис.9

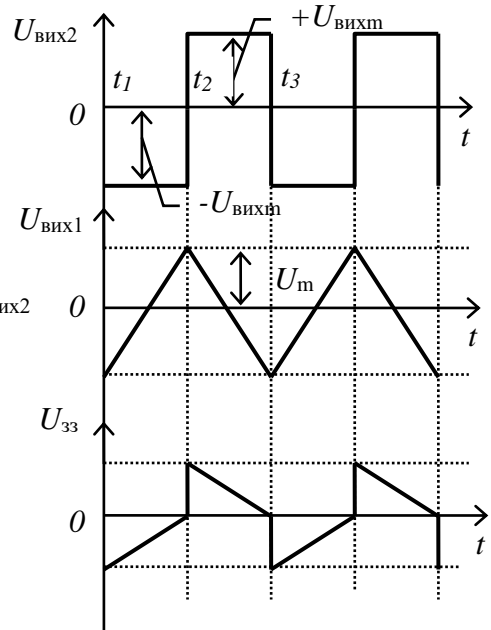


Рис.10

Розглянемо роботу (ГЛЗН), починаючи з моменту $t_1=0$, коли компаратор перейшов у стан від'ємного насичення $U_{\text{вих}2} = -U_{\text{вихм}}$ (рис.10). Інтегратор $DA1$ починає інтегрувати від'ємну напругу, і на його виході починається процес формування лінійно-зростаючої напруги:

$$U_{\text{вих1}} = -\frac{1}{R1C} \int_0^t (-U_{\text{вихm}}) dt + U_{\text{вих}}(0) = \frac{U_{\text{вихm}}}{R1C} t + U_{\text{вих}}(0). \quad (9)$$

Відповідно до (8) напруга $U_{\text{зз}}$ також лінійно зростає і в момент t_2 досягає рівня опорної напруги $U_{\text{оп}}=0$.

В цей момент компаратор переходить у стан додатного насичення, напруга на його виході стрибком змінюється до значення $+U_{\text{вихm}}$. У відповідності з (8) стрибком змінюється і напруга зворотного зв'язку $U_{\text{зз}}$. Процес перемикання компаратора носить регенеративний характер за рахунок ДЗЗ через резистор $R1$.

На інтервалі t_2-t_3 інтегратор інтегрує додатню постійну напругу $+U_{\text{вих}}$, але за рахунок його інвертуючої властивості напруга $U_{\text{вих1}}$ зменшується. В момент t_3 ця напруга досягає нульової опорної напруги і компаратор знову регенеративно перемикається.

Розрахункове значення періоду коливань ГЛЗН визначається із співвідношення:

$$T = 4 \frac{R1 \cdot R2 \cdot C}{R3}. \quad (10)$$

Крутизна вихідної напруги $U_{\text{вих1}}$ на лінійно-змінних ділянках визначається сталою часу інтегратора $T=R1C$ та напругою насичених станів ОП $U_{\text{вихm}}$.

Генератори лінійно-змінної напруги мають широке застосування в електронній техніці. На їх основі виконують системи розгортки електронно-променевих трубок, перетворювачі напруги в часовий інтервал, у фазовий зсув, їх використовують у широтно-імпульсних модуляторах, аналого-цифрових перетворювачах і т. п.

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-4], вивчити принципи дії, схеми та основні параметри компараторів напруг, одновібраторів, генераторів лінійно-змінних напруг, що побудовані на базі операційних підсилювачів.

2.2. Накреслити схеми для експериментальних досліджень імпульсних пристроїв на базі операційних підсилювачів (рис.11-13).

2.4. Розрахувати період коливань ГЛЗН для досліджуваної схеми, якщо задано: $R1=16$ кОм; $R2=10$ кОм; $R3=15$ кОм; $C1=C2=0,022$ мкФ.

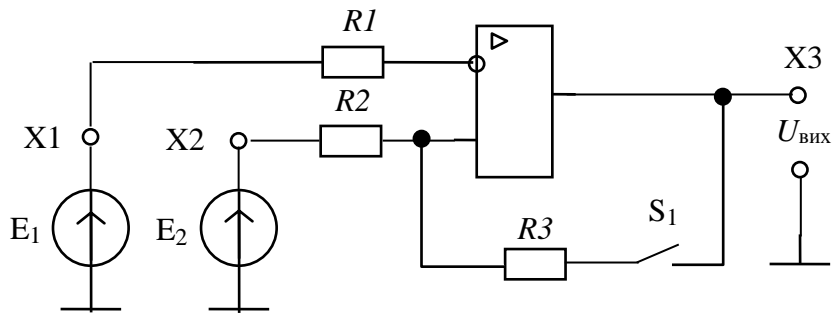


Рис.11

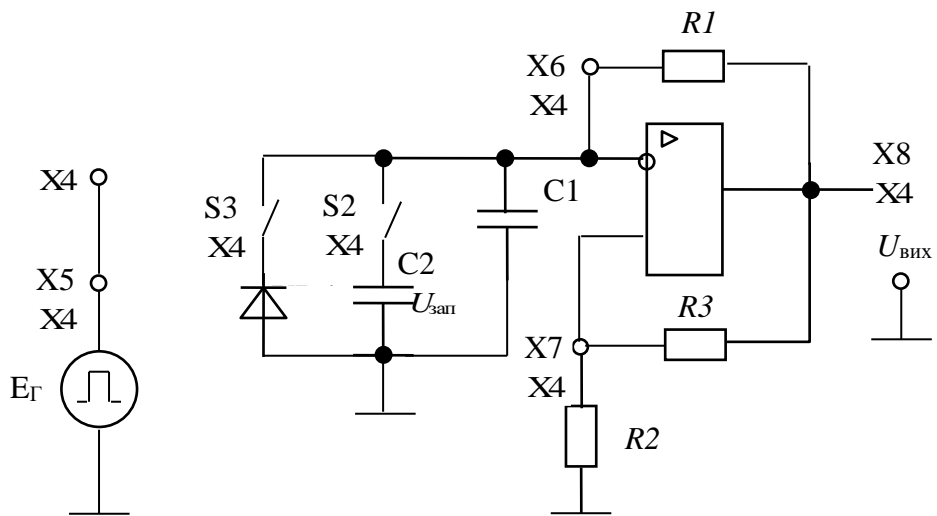
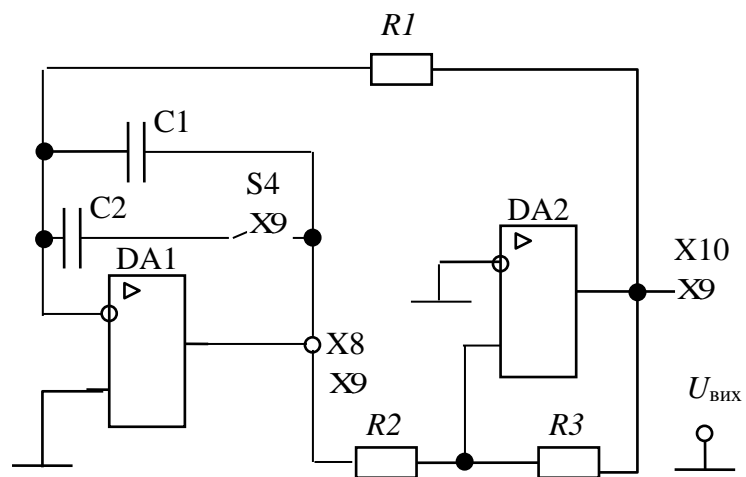


Рис.12

Рис.13



3. Проведення досліджень

3.1. Дослідження компаратора і тригера Шмітта.

3.1.1. Зняти передавальну характеристику компаратора $U_{\text{вих}}=f(E1)$ при фіксованому значенні напруги на другому вході (кнопка S1 ненависнена). Регулювання входних сигналів проводиться ручками "E1" і "E2". Вимірювання входних і вихідної напруг здійснюється на гніздах X1, X2 і X3.

Встановити ручкою "E2" фіксоване значення напруги, рівне 0В. Плавно змінюючи напругу ручкою "E1" в обидва боки від E2, спостерігати ступінчасту зміну вихідної напруги компаратора зі зміною її полярності. Дані вимірювань оформити у вигляді таблиці для 5-7 значень E1.

Повторити вимірювання для значень напруги E2, що дорівнюють +1В і -2В. Дані оформити у вигляді аналогічних таблиць.

3.1.2. Визначити поріг спрацювання U^*1 і поріг відпускання U^*2 тригера Шмітта при фіксованих значеннях опорної напруги на другому вході (E2).

Для цього необхідно натиснути кнопку S1 для ввімкнення ДЗЗ. Встановити напругу E2=0. Ручку E1 встановити в крайнє ліве положення й зафіксувати максимальне значення $U_{\text{вих}}=U_{\text{вихм}}$. Повільно змінюючи напругу E1 в бік додатних значень, за допомогою мультиметра в момент перемикавання компаратора в протилежний стан зафіксувати напругу E1, яка відповідає порогу спрацювання U^*1 , а також вихідну напругу $U_{\text{вих}}=-U_{\text{вихм}}$. Потім, повільно зменшуючи напругу E1, зафіксувати її в момент перемикавання тригера в протилежний стан з напругою $U_{\text{вих}}=U_{\text{вихм}}$. Ця напруга E1 відповідатиме порогу відпускання тригера Шмітта U^*2 .

Встановити значення опорної напруги E2=+1В і повторити вимірювання даного пункту, прийнявши до уваги, що вихідні напруги $+U_{\text{вихм}}$ і $-U_{\text{вихм}}$ не зміняться і повторно вимірювати їх не потрібно. Результати оформити у вигляді таблиць.

3.2. Дослідження мультивібратора на операційному підсилювачі.

3.2.1. Зняти осцилограми в контрольних точках схеми мультивібратора X6, X7 і X8.

3.2.2. За допомогою осцилографа виміряти період коливань мультивібратора. Потім, натиснувши кнопку "S2", зафіксувати нове значення періоду коливань.

3.3. Дослідження одновібратора на операційному підсилювачі.

3.3.1. Натиснути кнопку "S3" для переведення мультивібратора в чекаючий режим. Зафіксувати значення вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ з урахуванням її знака.

Подати на вхід схеми запускаючі імпульси від джерела Ег, з'єднавши гнізда "X5" і "X7", і зняти осцилограми аналогічно п.3.2.1.

Звернути увагу, що в точці X4 (X7) форма вхідних вузьких імпульсів спотворена за рахунок впливу стрибкоподібного падіння напруги на резисторі R2 при спрацюванні компаратора.

3.3.2. За допомогою осцилографа виміряти тривалість додатних імпульсів одновібратора. Натиснувши кнопку S2, зафіксувати нове значення періоду коливань.

3.4. Дослідження генератора лінійно-змінної напруги.

3.4.1. У контрольних точках X9 і X10 схеми зняти осцилограми сигналів ГЛЗН.

3.4.2. За допомогою осцилографа виміряти період коливань генератора генератора лінійно-змінної напруги. Натиснути кнопку S4 і виміряти новий період коливань.

4. Опрацювання результатів експериментальних досліджень

4.1. Користуючись таблицями з результатами експерименту, побудувати графік передавальних характеристик компаратора для трьох фіксованих напруг E2.

4.2. На основі експериментальних даних побудувати передавальні характеристики тригера Шмітта. Визначити розрахункові значення порогів спрацювання і відпускання тригера Шмітта для двох значень опорної напруги $U_{оп} = 0$ В і $U_{оп} = +1$ В. Дані схеми: $R1=R2=30$ кОм; $R3=62$ кОм.

4.3. Навести осцилограми сигналів у контрольних точках схем мультівібратора, одновібратора та ГЛЗН.

4.4. Проаналізувати експериментальні дані, порівняти результати розрахунків з результатами експерименту та зробити відповідні висновки.

5. Контрольні запитання

1. Чому в тригері Шмітта на відміну від компаратора без ДЗЗ швидкість процесу перемикавання не залежить від швидкості зміни вхідної напруги?

2. Пояснити, чому тригер Шмітта має гістерезис передавальної характеристики. Від яких чинників залежить ширина гістерезису цієї характеристики?

3. Записати вирази для визначення порогів спрацювання і відпускання в тригері Шмітта.

4. Пояснити принцип дії автоколивного мультівібратора на операційному підсилювачі.

5. Як впливають параметри кола ДЗЗ на частоту коливань автогенератора?

6. Пояснити, чому форма сигналу на неінвертуючому вході ОП повторює форму вихідного сигналу мультівібратора.

7. Параметри яких елементів схеми мультівібратора визначають період повторення його коливань?
8. Пояснити принцип дії одновібратора.
9. Пояснити принцип дії ГЛЗН на базі ОП.
10. Які зміни в роботі схеми ГЛЗН (рис.9) відбудуться, якщо на інвертуючий вхід компаратора $D2$ подати додатню опорну напругу (наприклад 1В)?

Лабораторна робота № 10

ОДНОФАЗНИЙ ДВОПІВПЕРІОДНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ ІЗ ЗГЛАДЖУВАЛЬНИМ ФІЛЬТРОМ

Мета роботи: ознайомлення із принципом роботи двоівперіодного випрямляча змінного струму із згладжувальним фільтром; дослідження осцилограми напруг і струмів у схемі двоівперіодного випрямляча та зовнішніх характеристик випрямляча при активному і ємнісному навантаженнях.

1. Теоретичні відомості

Випрямляч призначений для перетворення змінної напруги (струму) в постійну.

Функціональна схема випрямляча зображена на рис.1. Позначення на схемі: Т-трансформатор, який узгоджує напругу на вході випрямляча з напругою мережі змінного струму; В – випрямляч, який перетворює змінну напругу в постійну; Ф - фільтр для згладжування пульсацій випрямленої напруги; Н - навантаження.

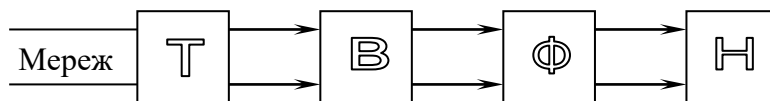


Рис.1

Для одержання постійного струму в межах від десятків міліампер до одиниць ампер при напрузі від одиниць до сотень вольт найчастіше застосовують однофазні двоівперіодні схеми: двоівперіодну схему з виводом нульової точки трансформатора і мостову схему.

Схема випрямляча з виводом середньої точки трансформатора зображена на рис. 2.

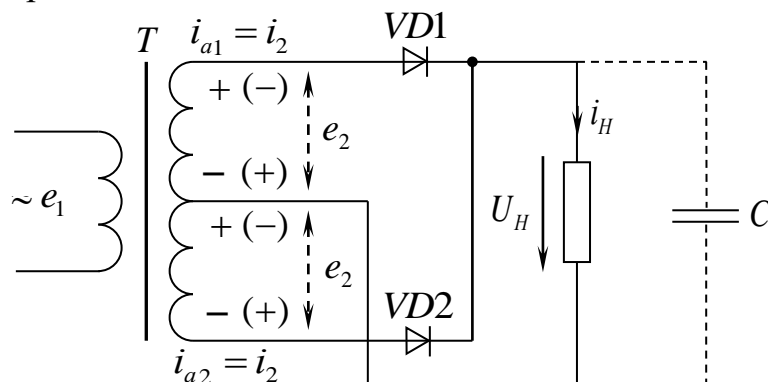


Рис.2

Католи діодів VD1 і VD2 об'єднані, а аноди під'єднані до кінців вторинної обмотки трансформатора Т із виведеною нульовою точкою (серединою вторинної обмотки трансформатора).

Розглянемо роботу схеми при активному навантаженні, ідеальних діодах і трансформаторі (спад напруги на відкритому діоді дорівнює нулю, діод не проводить струм при зворотній напрузі на ньому, індуктивні та активні опори трансформатора дорівнюють нулю).

При полярності змінної напруги, як показано на рис.2, до діода VD1 прикладена пряма напруга (плюс на анод, мінус через опір R_n на катод). Діод VD1 проводить струм i_{a1} , який замикається через навантаження R_n і верхню напівобмотку трансформатора.

До діода VD2 при вказаній полярності змінної напруги прикладена зворотна напруга, тому діод VD2 закритий, і струм через нього не протікає.

У другий півперіод полярність напруги на обмотці трансформатора змінюється на протилежну. Тому відкритим буде діод VD2, а VD1 - закритим.

Отже, струм у навантаженні тече в одному напрямку протягом усього періоду.

Коли діод не пропускає струму, на його виводах діє зворотна напруга, максимальне значення якої досягає подвоєного значення амплітуди напруги, що знімається із вторинної напівобмотки.

Осцилограми струмів і напруг в окремих точках схеми зображені на рис.3, а саме: e_2 - напруга вторинної півобмотки; i_{a1} , i_{a2} - струми, що протікають через діоди; u_n - напруга на навантаженні; U_o - середнє значення напруги на навантаженні.

Напруга на навантаженні при почерговому відкриванні діодів являє собою додатні півсинусоїди, тобто вона постійна за напрямком, але змінна за величиною. Пульсація напруги (тобто зміна напруги) вказує на присутність змінної складової в кривій випрямленої напруги.

Амплітудне значення напруги на навантаженні U_{nm} дорівнює амплітудному значенню е.р.с. E_{2m} вторинної півобмотки трансформатора. Тому для постійної складової напруги (середнього значення) на навантаженні можна записати:

$$U_0 = 1/\pi \int_0^\pi E_{2m} \sin(\omega t) d\omega t = 2/\pi E_{2m} \approx 0,64 E_{2m}. \quad (1)$$

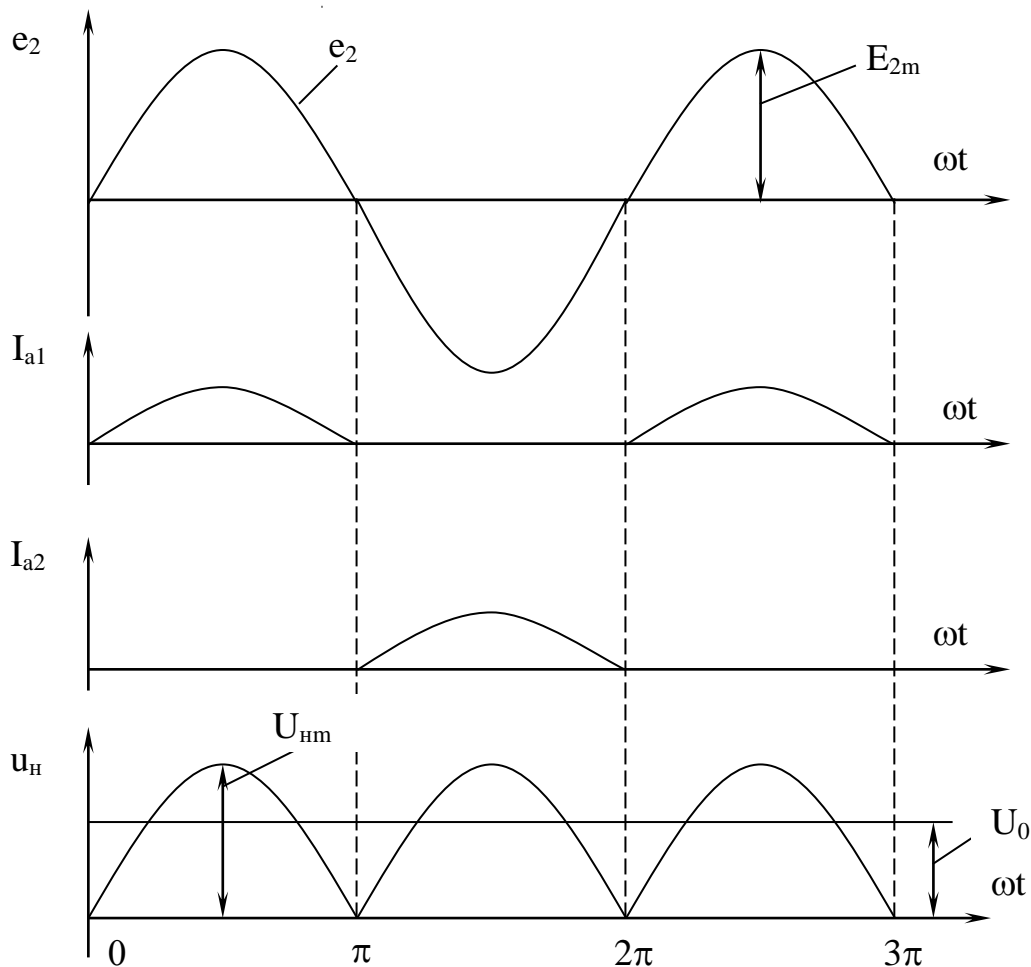


Рис.3. Осцилограми напруг і струмів у випрямлячі з активним навантаженням

Пульсація випрямленої напруги характеризується коефіцієнтом пульсації q , який дорівнює відношенню амплітуди основної гармоніки напруги пульсації $U_{н1m}$ середнього значення U_0 :

$$q = U_{н1m}/U_0 . \quad (2)$$

Перша гармоніка випрямленої напруги, частота якої для однофазного двопівперіодного випрямляча в 2 рази вища від частоти мережі живлення, має найбільше значення порівняно з вищими гармоніками.

Із розкладу в ряд Фур'є кривої випрямленої напруги одержують в загальному вигляді формулу

$$q=2/(m^2-1), \quad (3)$$

де m - кратність частоти змінної складової випрямленої напруги до частоти мережі, яка залежить від схеми випрямлення і називається *числом фаз випрямляча*.

Для даного випрямляча $m=2$, тоді $q=0.67$.

Для вибору діодів випрямляча необхідно знати середнє значення струму I_0 через діод. Із часових діаграм видно, що

$$I_0 = I_0/2 = U_0/(2R_n), \quad (4)$$

де I_0 - середнє значення струму в навантаженні.

До закритого діода VD1 (VD2) прикладена напруга двох вторинних півобмоток: одна з них під'єднана до анода діода, інша зв'язана з катодом через відкритий діод VD2 (VD1). Тому максимальна зворотна напруга на діоді з урахуванням (1) дорівнює:

$$U_{звmax} = 2E_{2m} = \pi U_0. \quad (5)$$

На основі обчислених значень I_0 і $U_{звmax}$ вибираються діоди. Активна потужність, яка виділяється в навантаженні:

$$P_n = U_0^2/R_n. \quad (6)$$

Оскільки $U_0 = 2E_{2m}/\pi = 2\sqrt{2}E_2/\pi \approx 0,9E_2$, то

$$P_n = (0,9E_2)^2/R_n = 0.81P_2, \quad (7)$$

де P_n - потужність у вторинній обмотці.

Отже, значна частина активної потужності передається в навантаження у вигляді змінної (невипрямленої) складової. Для усунення (зменшення) впливу цієї складової між випрямлячем і навантаженням вмикають фільтри.

Випрямляч із ємнісним фільтром

На рис.4 зображено осцилограми напруг і струмів у випрямлячі (рис.1), в якому паралельно опору R_n під'єднано ємнісний фільтр C . Струм через діод (VD1 чи VD2) протікає тоді, коли е.р.с. e_2 більша від напруги на конденсаторі U_c (в інтервалі $\omega t_1 \div \omega t_2$). На цьому інтервалі конденсатор C заряджається і напруга на ньому зростає.

Під час проходження струму невелика частина напруги спадає на активних опорах обмотки трансформатора і на діоді. Тому під час заряджання напруга на ємності не повторює напругу вторинної обмотки.

З моменту ωt_2 е.р.с. e_2 стає нижчою за напругу на конденсаторі C , тому діод закривається і конденсатор C починає розряджатись через навантаження R_n . Як видно із рис.4, провали напруги U_n аж до нуля усуваються. Пульсації напруги U_n значно зменшуються.

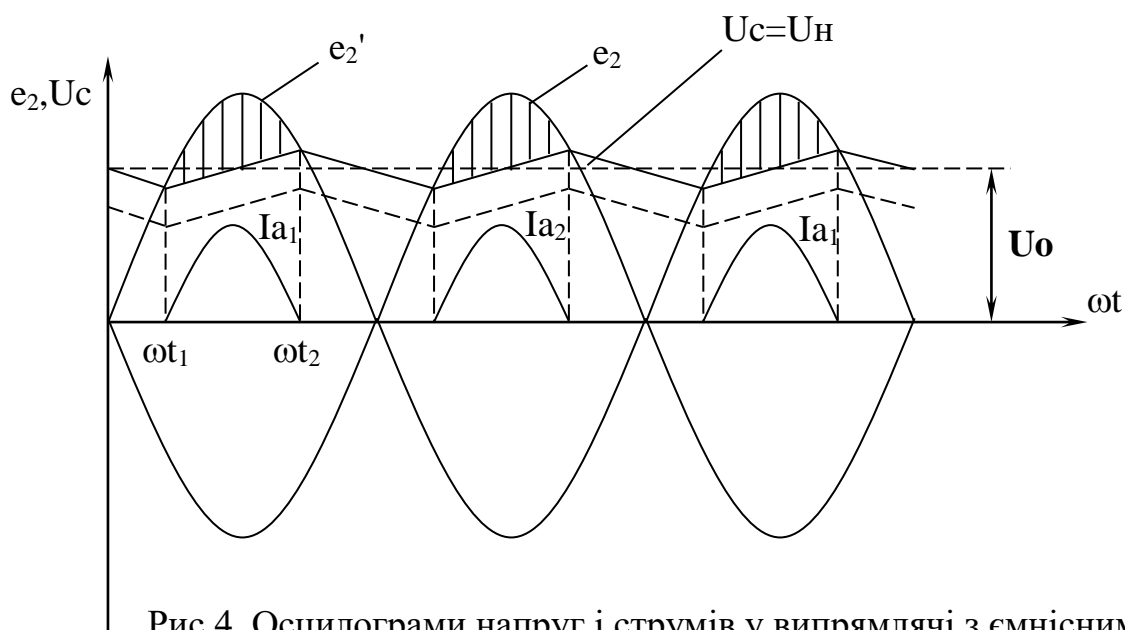


Рис.4. Осцилограми напруг і струмів у випрямлячі з ємнісним фільтром

Напруга на навантаженні визначається кривими заряду і розряду конденсатора. Струм через навантаження тече безперервно, за формою струму i_H та напруга U_H у навантаженні аналогічні.

Форма кривої струму діода i_a (VD1 чи VD2) відрізняється від форми кривої i_a при роботі на чисто активне навантаження. Час протікання струму через діод зменшується, а максимальне значення струму діода зростає при однаковому середньому значенні струму через кожний діод.

Чим більший опір навантаження R_H , тим більша стала часу розрядження конденсатора $\tau = CR_H$, а, отже, і вища напруга на U_H , яка при холостому ході ($R_H = \infty$) дорівнює амплітуді е.р.с. E_{2m} . При збільшенні τ пульсації зменшуються.

Випрямлячі з ємнісним фільтром доцільно використовувати при високоомному навантаженні, при цьому забезпечується мала пульсація вихідної напруги. Максимальна зворотна напруга на діоді визначається так само, як і при роботі випрямляча на активне навантаження.

На практиці також використовують фільтри у вигляді Г- та П-подібних RC ланок та LC ланок (рис.5), які мають кращі фільтруючі властивості.

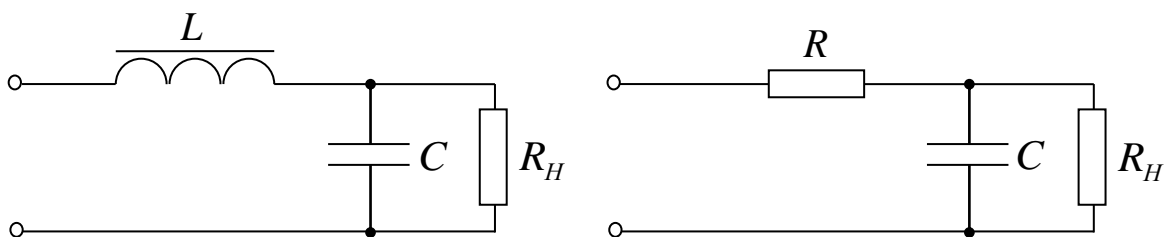


Рис.5

Зовнішня характеристика випрямляча

Зовнішньою характеристикою випрямляча називається залежність випрямленої напруги від середнього значення струму навантаження $U_H=f(I_H)$.

Враховавши внутрішні опори діодів R_i і опори обмоток r_{TP} , одержуємо рівняння зовнішньої характеристики випрямляча без фільтра:

$$U_H = 0.9E_2 - (R_i + r_{TP})I_H, \\ \text{або } U_H = 0.9E_2 - rI_H, \quad (8)$$

де $r = R_i + r_{TP}$ - внутрішній активний опір випрямляча.

При збільшенні струму I_H зростає спад напруги на внутрішньому опорі випрямляча і випрямлена напруга U_H зменшується. Зовнішня характеристика випрямляча без фільтра (лінія 1) наведена на рис.6.

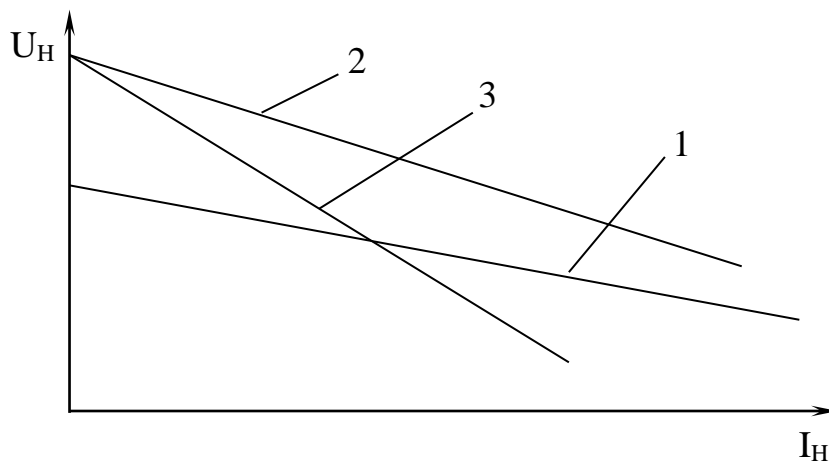


Рис.6. Зовнішні характеристики випрямлячів з різними фільтрами

Наявність фільтра на виході випрямляча змінює хід зовнішньої характеристики. У випадку ємнісного фільтру при холостому ході напруга на виході фільтру дорівнює E_{2M} . При зменшенні опору навантаження зростає швидкість розряду конденсатора і значення випрямленої напруги зменшуються швидше, ніж при роботі випрямляча без фільтру. Нахил зовнішньої характеристики стає більшим (лінія 2 на рис.6).

У випадку застосування Г-подібного RC фільтру при збільшенні струму навантаження випрямлена напруга зменшується ще швидше, ніж при ємнісному фільтру, оскільки збільшується спад напруги від протікання постійної складової випрямленого струму на опорі R , який входить до складу фільтру (лінія 3 на рис. 6).

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-5], вивчити принцип дії, основні характеристики і параметри двопівперіодного випрямляча змінного струму.

2.2. Накреслити схему для дослідження двопівперіодного випрямляча (рис.9).

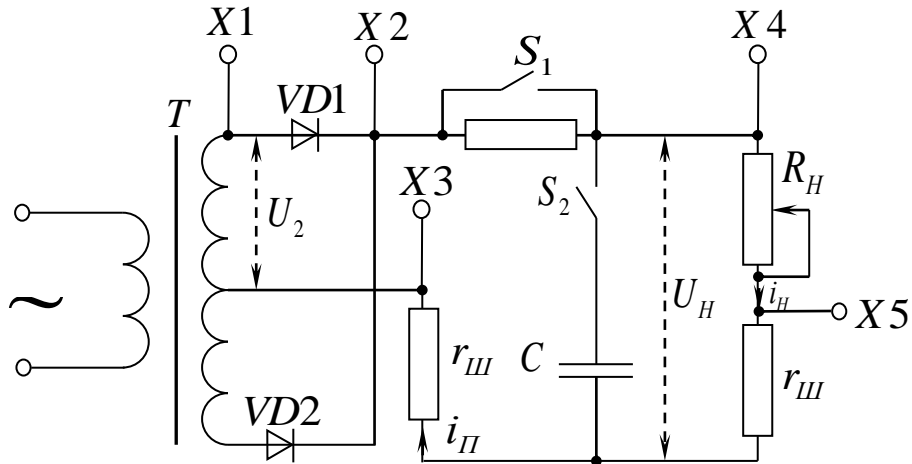


Рис.9

3. Проведення досліджень

3.1. Зняти зовнішні характеристики випрямляча $U_H=f(I_H)$ при:

- активному навантаженні;
- з С фільтром;
- з RC фільтром.

Струм навантаження регулювати за допомогою ручки "Rн" і його величину визначати шляхом вимірювання спаду напруги на шунті ($r_{ш}=1$ Ом) у контрольній точці X5. Для під'єднання фільтрів використовують кнопки S1 і S2.

Результати експерименту записати у таблиці 1 - 3:

Таблиця 1

Випрямляч із активним навантаженням

I_H, mA													
U_H, V													

Таблиця 2

Випрямляч із С фільтром

I_H, mA													
------------------	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

U_n, V												
----------	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Таблиця 3

Випрямляч із RC фільтром

I_n, mA												
U_n, V												

3.2. Зняття осцилограм у контрольних точках випрямляча.

Встановити максимальний струм навантаження, повернувши ручку "Rн" у крайнє праве положення. Користуючись входами осцилографа Y1 (I) і Y3(II), зняти осцилограми в контрольних точках схеми XI - X4 для випрямлячів з активним навантаженням та при наявності фільтрів.

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1 Користуючись таблицями 1-3, побудувати зовнішні характеристики двопівперіодного випрямляча з активним навантаженням, з C фільтром та RC фільтром.

4.2. У масштабі зобразити осцилограми в контрольних точках схеми випрямляча.

4.3. Порівняти одержані результати з теоретичними й обґрунтувати їх розбіжності.

5. Контрольні запитання

1. Накреслити принципові схеми однофазного, двофазного і мостового випрямлячів.

2. За якими співвідношеннями розраховують діючі й середні значення несинусоїдальних струмів і напруг?

3. Зобразити часові діаграми в контрольних точках однофазних випрямлячів.

4. Пояснити роботу схем випрямлення однофазного струму при активному навантаженні:

- а) схеми з виводом нульової точки трансформатора;
- б) мостової схеми.

5. Пояснити вигляд зовнішніх характеристик випрямляча:

- а) при роботі на чисто активне навантаження;
- б) при наявності C фільтра;
- в) при наявності RC фільтра.

8. Пояснити принцип дії згладжувального фільтра.

Лабораторна робота №11

НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Мета роботи: ознайомлення з принципами роботи напівпровідникових параметричних та компенсаційних стабілізаторів напруги; освоєння методики досліджень характеристик і параметрів стабілізаторів напруги.

1. Теоретичні відомості

Стабілізатор напруги - це пристрій, призначений для підтримання незмінним середнього значення випрямленої напруги на навантаженні при можливих коливаннях напруги мережі живлення і (або) струму, споживаного навантаженням.

Основними параметрами стабілізатора є:

- коефіцієнт стабілізації при сталому опорі навантаження $R_H = \text{const}$:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}}}; \quad (1)$$

- вихідний опір при незмінній вхідній напрузі $U_{\text{вх}} = \text{const}$:

$$R_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta I_H, \quad (2)$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$ і $\Delta U_{\text{вих}}$ прирости вхідної $U_{\text{вх}}$ та вихідної $U_{\text{вих}}$ напруг відповідно;

ΔI_H - приріст струму в навантаженні.

Коефіцієнт стабілізації напівпровідникових стабілізаторів може досягати кількох сотень і навіть тисяч, а вихідний опір - одиниць і десятків Ом.

Стабілізація може здійснюватися двома методами: параметричним і компенсаційним.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійних елементів, яка викликана дестабілізуючими факторами (зміна вхідної напруги, зміна навантаження та ін.), що автоматично значною мірою послаблює вплив дестабілізуючого фактора на вихідну напругу стабілізатора.

Принцип роботи напівпровідникового параметричного стабілізатора базується на властивостях вольт-амперної характеристики кремнієвого стабілітрона (рис.1). Напруга на стабілітроні на ділянці зворотного електричного пробою є майже постійною при значній зміні зворотного струму стабілітрона.

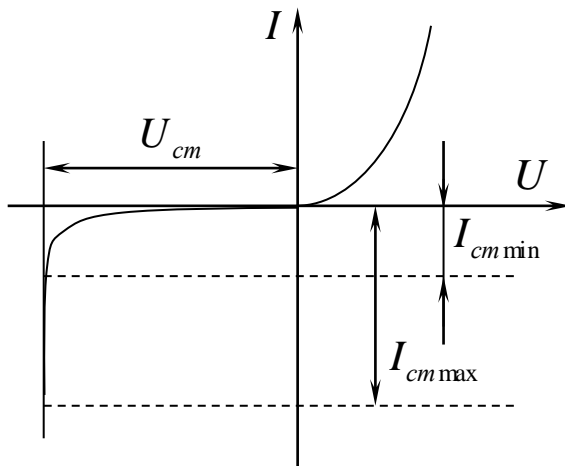


Рис. 1

Вольт-амперна характеристика стабілітрона

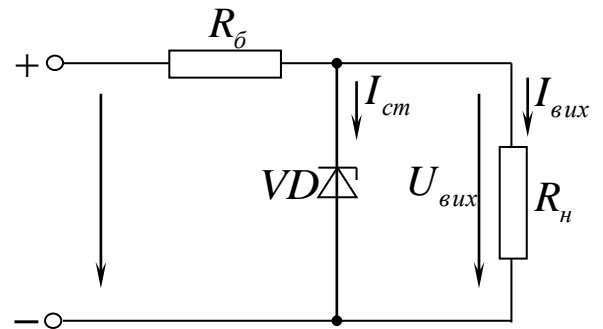


Рис. 2

Схема параметричного стабілізатора

Схема параметричного стабілізатора наведена на рис.2. Вхідна напруга стабілізатора повинна бути більшою за напругу стабілізації стабілітрона $U_{ст}$. Для обмеження струму, що протікає через стабілітрон, встановлено баластний резистор $R_б$. Вихідна напруга знімається із стабілітрона. Частина вхідної напруги спадає на резисторі $R_б$, а решта прикладена до навантаження:

$$U_{вх} = (I_{ст} + I_{вих})R_б + U_{вих}. \quad (3)$$

Враховуючи, що $I_{вих} = (U_{вих}/R_н)$, можна знайти струм стабілітрона:

$$I_{ст} = \frac{U_{вх} - U_{вих}(R_б/R_н + 1)}{R_б}. \quad (4)$$

Найбільший струм через стабілітрон $I_{маx}$ протікає при $U_{вх} = U_{вх\ маx}$ і $R_н = \infty$:

$$I_{ст\ маx} = (U_{вх\ маx} - U_{вих})/R_б. \quad (5)$$

Найменший струм через стабілітрон протікає при $U_{вх} = U_{вх\ min}$ і $R_н = R_{н\ min}$:

$$I_{ст\ min} = \frac{U_{вх\ min} - U_{вих}(R_б/R_{н\ min} + 1)}{R_б}. \quad (6)$$

При забезпеченні умов $I_{маx} < I_{ст\ маx}$, $I_{min} < I_{ст\ min}$, при яких струм стабілітрона не виходить за межі свого максимального і мінімального значень, напруга на навантаженні буде стабільною.

Стабілітрон вибирають виходячи із необхідної напруги стабілізації та забезпечення вищевказаних умов (5) і (6).

Із (6) можна визначити величину баластного резистора:

$$R_{\delta} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вих}}}{I_{\text{ст min}} + I_{\text{н max}}}, \quad (7)$$

де $I_{\text{н max}} = U_{\text{вих}}/R_{\text{н min}}$ – максимальний струм навантаження.

При збільшенні опору навантаження $R_{\text{н}}$ зменшується струм у навантаженні, а струм стабілітрона на ту ж величину збільшується. Тому спад напруги на R_{δ} , а, отже, і на навантаженні лишається незмінним. При збільшенні $U_{\text{вх}}$ зростає струм стабілітрона $I_{\text{ст}}$, тому зростає спад напруги на R_{δ} , а вихідна напруга $U_{\text{вих}}=U_{\text{ст}}$.

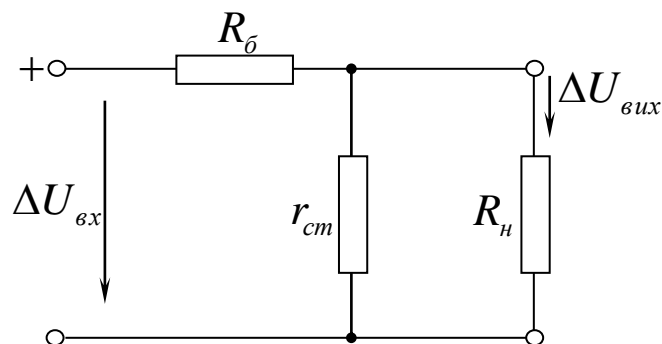


Рис. 3. Схема заміщення стабілізатора для приростів

Для знаходження $K_{\text{ст}}$ і $R_{\text{вих}}$ зобразимо схему заміщення стабілізатора для приростів (рис. 3).

Нелінійний елемент (стабілітрон) працює на ділянці стабілізації, де його опір змінного струму $r_{\text{ст}}=\Delta U_{\text{ст}}/\Delta I_{\text{ст}}$ є параметром стабілітрона. З розгляду схеми заміщення можна записати вираз як для подільника напруги :

$$\Delta U_{\text{вих}}/\Delta U_{\text{вх}}=(r_{\text{ст}}\parallel R_{\text{н}})/(R_{\delta}+r_{\text{ст}}\parallel R_{\text{н}})\approx r_{\text{ст}}/R_{\delta}, \quad (8)$$

оскільки $r_{\text{ст}}\ll R_{\text{н}}$, $r_{\text{ст}}\ll R_{\delta}$.

Помноживши праву і ліву частини (8) на $U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}}$, знаходимо вираз для $K_{\text{ст}}$:

$$K_{\text{ст}}=(R_{\delta}/r_{\text{ст}})(U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}). \quad (9)$$

Скориставшись теоремою про еквівалентний генератор і прийнявши $U_{\text{вх}}=0$, знаходимо вихідний опір стабілізатора:

$$R_{\text{вих}}=r_{\text{ст}}\parallel R_{\delta}\approx r_{\text{ст}}. \quad (10)$$

Вирази (9) і (10) показують, що параметри стабілізатора визначаються параметрами стабілітрона. Для параметричних стабілізаторів $K_{ст}$ не перевищує 20-40, а $R_{вих}$ лежить у межах від десятків до кількох сотень Ом.

Величина вихідної напруги параметричного стабілізатора залежить виключно від типу стабілітрона. Промисловість випускає стабілітрони з напругою стабілізації від одиниць до сотень вольт.

При *компенсаційному методі стабілізації* у вимірному елементі відбувається порівняння величини, що стабілізується (напруги), з еталонною. В результаті порівняння виробляється сигнал похибки. Потім у проміжному пристрої ця похибка перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент, змінюючи його стан так, щоб підтримувати вихідну напругу стабільною із заданою точністю. Компенсаційний метод забезпечує кращу стабілізацію при сумарному впливі дестабілізуючих факторів, ніж параметричний.

Схема найпростішого компенсаційного стабілізатора напруги без підсилювача зворотного зв'язку зображена на рис.4.

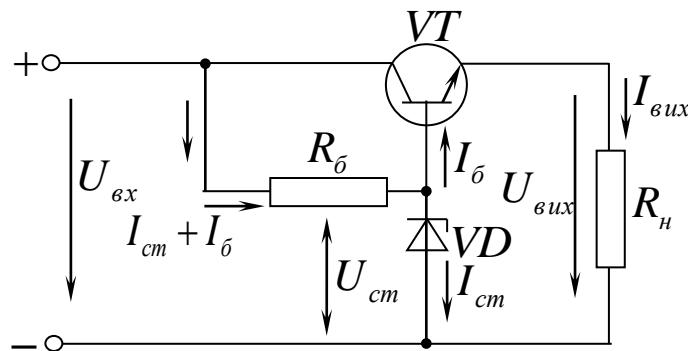


Рис.4. Схема найпростішого компенсаційного стабілізатора напруги

Стабілізатор має джерело еталонної (опорної) напруги $U_{ст}$ на стабілітроні VD і резисторі R_b . Регулюючий транзистор VT виконує функцію регулюючого елемента. Роль вимірною елемента виконує перехід емітер - база транзистора, опір R_n і стабілітрон VD . Різниця $U_{еб}$ між напругою на навантаженні $U_{вих}$ і еталонною напругою $U_{оп}$ прикладається до переходу емітер - база і змінює опір транзистора. В результаті напруга на навантаженні $U_{вих}$ відслідковує напругу на стабілітроні, яка є стабільною:

$$U_{вих} = U_{оп} - U_{еб} \approx U_{оп}, \quad (11)$$

оскільки $U_{\text{еб}} \gg U_{\text{оп}}$. Транзистор $VT1$ фактично виконує роль емітерного повторювача опорної напруги. Тому коефіцієнт стабілізації даного стабілізатора такий же, як і в параметричного, і не перевищує 20-40.

Максимальний вихідний струм стабілізатора визначається робочим діапазоном струмів стабілітрона й коефіцієнтом підсилення транзистора β . Цей струм майже в β разів більший, ніж у параметричного стабілізатора.

Для збільшення коефіцієнта стабілізації в колі зворотного зв'язку застосовують підсилювач (рис.5).

У цій схемі частина вихідної напруги U_{R2} знімається з опору $R2$ подільника $R1, R2$ на базу транзистора $VT2$:

$$U_{R2} = U_{\text{вих}} \frac{R2}{R1 + R2}.$$

Ця напруга порівнюється з опорною напругою стабілітрона $VD1$, який ввімкнений в емітер транзистора $VT2$. Резистор $R3$ служить для вибору робочої точки стабілітрона. Сигнал похибки підсилюється підсилювачем на транзисторі $VT2$ і подається для керування регулюючим транзистором $VT1$.

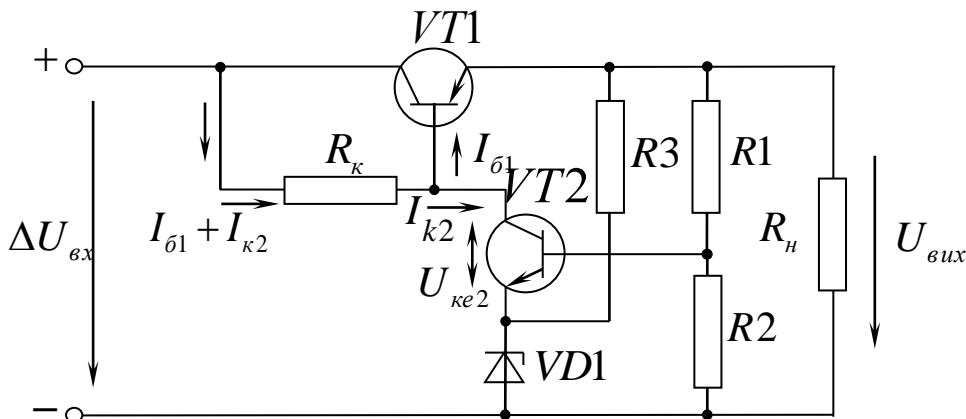


Рис.5. Схема компенсаційного стабілізатора напруги

Розглянемо роботу стабілізатора при збільшенні вхідної напруги (або при зменшенні струму навантаження). В цьому випадку починає зростати і вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, а, отже, і напруга на базі транзистора $VT2$ (тобто U_{R2}). Оскільки напруга на емітері є стабільною (напруга на стабілітроні $U_{\text{ст}}$), то при цьому зростає напруга між базою й емітером $U_{\text{бе2}}$. А це призводить до зростання колекторного струму $I_{\text{к2}}$ і зростання спаду напруги на його колекторному резисторі $R_{\text{к}}$. Тому напруга на колекторі $VT2$ зменшується, а, отже, зменшується напруга база - емітер регулюючого транзистора $VT1$. Це призводить до збільшення опору колектор - емітер регулюючого транзистора, тобто, до збільшення напруги $U_{\text{ке1}}$. В результаті

описаного процесу збільшення вихідної напруги за рахунок зростання вхідної напруги (або при зменшенні струму навантаження) значною мірою компенсується.

Аналогічно можна розглянути й процеси при зменшенні вхідної напруги та при зростанні струму в навантаженні.

В такому стабілізаторі можна регулювати вихідну напругу, змінюючи коефіцієнт передавання подільника R_1, R_2 .

На рис.7 зображена схема стабілізатора, що досліджується в даній роботі. В цій схемі роль регулюючого транзистора виконує складений транзистор VT_2, VT_3 (схема Дарлінгтона), який має набагато менший базовий струм і набагато більший коефіцієнт підсилення, ніж у вищерозглянутій схемі. Тому коефіцієнт стабілізації в такій схемі буде вищим. Крім того, в цій схемі в коло колектора VT_4 ввімкнено високоомний транзисторний двополюсник - генератор стабільного струму на транзисторі VT_1 . Емітерний струм I_{e1} цього транзистора фіксований постійною напругою, що знімається з діода VD_1 на базу цього транзистора.

Колекторний струм транзистора є теж постійним; на нього практично не впливають зміни вхідної напруги (в схемі рис.5 на струм резистора R_K ці зміни значно впливають). Отже, остання схема має суттєво вищі стабілізуючі властивості.

На основі схеми компенсаційного стабілізатора промисловістю випускається широка номенклатура стабілізаторів у вигляді інтегральних схем. Вони мають високий коефіцієнт стабілізації, малі габарити і вагу, а тому широко використовуються на практиці.

Крім основного призначення (стабілізація напруги) стабілізатори можуть виконувати й інші функції: згладжувального фільтра, захисту від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму і т. п.

2. Підготовка до роботи

2.1. Користуючись навчальними посібниками [1-5], вивчити принципи дії, основні параметри і характеристики напівпровідникових стабілізаторів напруги параметричного компенсаційного типу.

2.2. Накреслити схеми стабілізаторів (рис.6 і 7), які досліджуються в роботі.

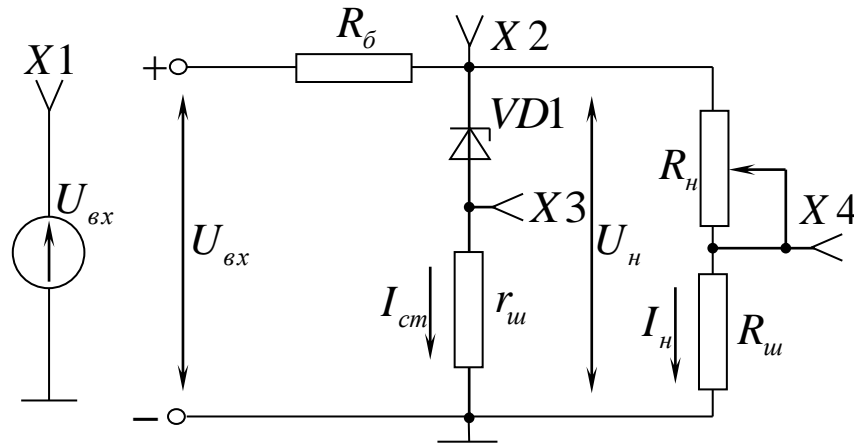


Рис.6. Схема для дослідження параметричного стабілізатора

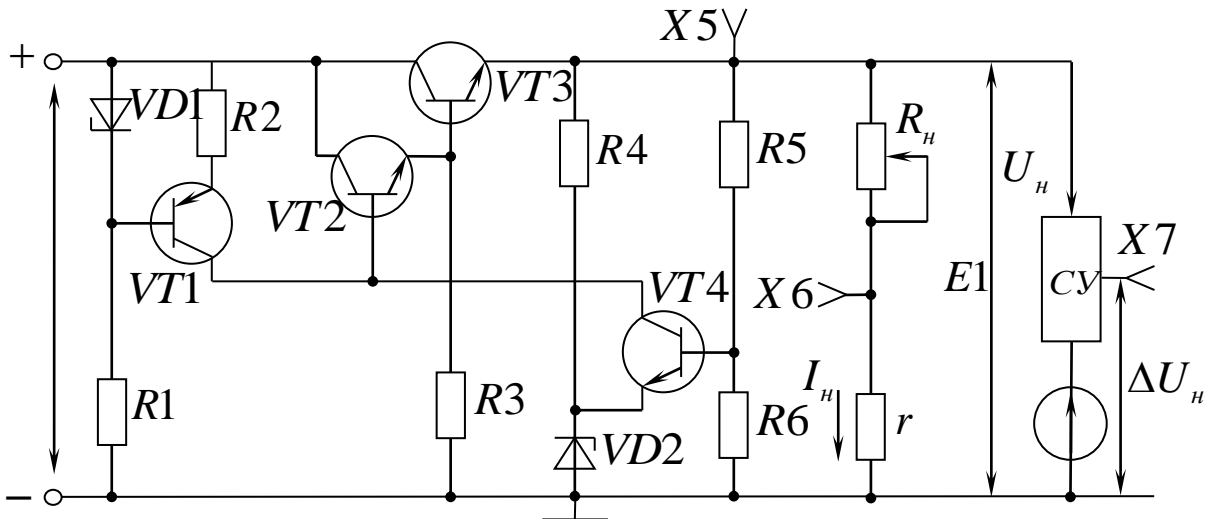


Рис. 7. Схема для дослідження компенсаційного стабілізатора

3. Проведення досліджень

3.1. Дослідження параметричного стабілізатора.

3.1.1. Зняти зовнішню характеристику стабілізатора $U_H=f(I_H)$ при постійній вхідній напрузі $U_{вх}=14В$ (контрольна точка X1). Струм навантаження змінювати ручкою "R_H", а вхідну напругу встановлювати ручкою "U_{вх}". Одночасно зняти і значення струму стабілітрона $I_{ст}$. Визначення цих струмів виконувати шляхом вимірювання спаду напруги на шунтах з опором $r=1$ Ом у контрольних точках X3 і X4.

3.1.2. Зняти й побудувати залежність $U_H= f (U_{вх})$ вихідної напруги стабілізатора від вхідної напруги при струмі навантаження $I_H=7$ мА,

змінюючи вхідну напругу в межах від 12 до 16В. Напругу U_H вимірювати у контрольній точці Х2.

3.1.3. Результати вимірювань оформити у вигляді таблиці.

3.2. Дослідження компенсаційного стабілізатора.

3.2.1. Зняти зовнішню характеристику стабілізатора $U_H=f(I_H)$ при постійній вихідній напрузі $U_B=14В$ (контрольна точка Х5). Струм навантаження I_H змінювати в межах від мінімального до максимального значення за допомогою ручки "R_H". Цей струм визначати шляхом вимірювання спаду напруги на шунті $r_{ш}$ в контрольній точці Х6. У процесі зміни струму навантаження необхідно підтримувати постійною вхідну напругу за допомогою ручки "U_{ВХ}".

Для вимірювання напруги на навантаженні використовувати компенсаційний метод, який дає змогу вимірювати малі прирости вихідної напруги стабілізатора U_H . Процедура вимірювання за таким методом виконувати у такому порядку.

Встановити і виміряти мінімальний струм навантаження I_H .

Виміряти і записати значення вихідної напруги стабілізатора U_{HO} , яка відповідає мінімальному струму I_H , в контрольній точці Х5.

На пристрій порівняння СУ подати вихідну напругу стабілізатора U_H і компенсуючу напругу від джерела E_1 . Повертаючи ручку "E₁", досягнути на виході пристрою порівняння СУ (контрольна точка Х7) напруги не більше 40-50 мВ і зафіксувати її.

Змінюючи струм навантаження, визначити прирости ΔU_H вихідної напруги пристрою порівняння як різницю між новим і зафіксованим значенням напруг із урахуванням знака приростів.

Визначити напругу на навантаженні $U_H=U_{HO}+\Delta U_H$.

3.2.2. Результати вимірювань оформити у вигляді таблиці.

3.2.3. Зняти і побудувати залежність $U_H=f(I_H)$ при струмі навантаження $I_H=80$ мА, змінюючи вхідну напругу в межах від 12 до 16В. При вимірюванні напруги скористатись вищерозглянутим компенсаційним методом.

4. Опрацювання експериментальних даних

4.1. Користуючись таблицями з результатами вимірювань, побудувати зовнішні характеристики $U_H=f(I_H)$ та залежності вихідних напруг $U_H=f(U_{ВХ})$ для параметричного й компенсаційного стабілізаторів.

4.2. Користуючись побудованими характеристиками, визначити:

- внутрішні опори стабілізаторів;
- коефіцієнти стабілізації стабілізаторів із урахуванням, що номінальні вхідна та вихідна напруги дорівнюють, відповідно, $U_{ВХ\text{ ном}}=14$ В; $U_{H\text{ ном}}=U_{HO}$ (U_{HO} відповідає мінімальному струму навантаження I_H).

4.3. Проаналізувати одержані результати і зробити відповідні висновки.

5. Контрольні запитання

1. Зобразити схеми параметричного та компенсаційного стабілізаторів напруг.

2. Пояснити принцип дії параметричного та компенсаційного стабілізаторів.

3. Які вимоги ставляться до параметрів стабілітрона для його застосування в параметричному стабілізаторі?

4. Як експериментальним шляхом визначити коефіцієнт стабілізації стабілізатора та його вихідний опір?

5. Пояснити, чому в компенсаційному стабілізаторі при заміні опору в колі колектора R_k підсилювача на генератор струму зростає коефіцієнт стабілізації.

6. Пояснити, де і яким чином у схемі компенсаційного стабілізатора виробляється сигнал похибки.

Література

- 1 Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. К.: Каравела, 2021. – 496 с.
2. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Електроніка та мікросхемотехніка. К.: Каравела, 2009. – 416 с.
3. Основи електроніки : навч. посіб. / А. С. Васюра, Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, Г. Л. Лисенко. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 197 с.
4. Бобало Ю.Я., Мандзій Б.А., Стахів П.Г, Писаренко Л.Д., Якименко Ю.І. Основи теорії електронних кіл. – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2008. – 332с.
5. Матвієнко М.П. Основи електроніки. / Видавництво: Ліра К. – 2019.- 364 с.
5. Microelectronic Circuits 7th Edition, International Edition /Adel S. Sedra, Kenneth Carless Smith / Oxford University Press, 2015. – 1436 pp.
7. Буняк А. Електроніка та мікросхемотехніка. Київ – Тернопіль, 2001. - 382 с.
8. Промислова електроніка [Текст]: Методичні вказівки до лабораторних робіт і завдання для самостійної роботи / А.М. Лупенко. Тернопіль.: Видавництво ТНТУ, 2009. 129с.

ЗМІСТ

Вступ.....	4
Лабораторна робота №4 Однокаскадні підсилювачі сигналів на транзисторах.....	5
Лабораторна робота №5 Диференціальний підсилювальний каскад.....	14
Лабораторна робота №6 Дослідження операційних підсилювачів.....	52
Лабораторна робота №7 Дослідження неінвертуючого та інвертуючого підсилювачів і суматора сигналів на базі операційного підсилювача.....	59
Лабораторна робота №8 Дослідження активних фільтрів на операційному підсилювачі.....	68
Лабораторна робота №9 Дослідження імпульсних пристроїв на базі операційних підсилювачів...	76
Лабораторна робота №10 Однофазний двопівперіодний випрямляч із згладжувальним фільтром...	88
Лабораторна робота №11 Напівпровідникові стабілізатори напруги.....	97
Література.....	