

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторного практикуму

з дисципліни

„СХЕМОТЕХНІКА АНАЛОГОВИХ І ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ

ОБРОБКИ СИГНАЛІВ“

ЧАСТИНА ПЕРША

для студентів спеціальностей

175 „Інформаційно-вимірювальні технології“,
освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“;

176 „Мікро- та наносистемна техніка“,
освітня програма: „Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої“
першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
денної й заочної форм навчання

Методичні вказівки до лабораторного практикуму з дисципліни „Схемотехніка аналогових і цифрових пристроїв обробки сигналів“. Частина перша. Для студентів спеціальностей: 175 „Інформаційно-вимірювальні технології“, освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“; 176 „Мікро- та наносистемна техніка“, освітня програма: „Мікро- та нанoeлектронні прилади і пристрої“ першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної й заочної форм навчання / Укл.: Ніна НАГОРНА. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2025. – 75 с.

Укладач: Ніна НАГОРНА, ст. викладач,

Рецензент: Валентин ПОГОСОВ, проф., д-р фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: Андрій КОРОТУН, канд. фіз.-мат. наук,
професор

Затверджено
на засіданні кафедри
інформаційної безпеки та
наноелектроніки

Протокол № 5
від “ 22 ” січня 2025 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФІБЕК
Протокол № 6
від “ 29 ” січня 2025 р.

ЗМІСТ

Частина перша	
Загальні методичні вказівки	4
1 Лабораторна робота №1 „Підсилювач на біполярному транзисторі з двополярним живленням”	5
1.1 Теоретичні відомості	5
1.2 Обладнання	10
1.3 Порядок виконання роботи	11
1.4 Порядок обробки результатів експериментів	12
1.5 Вимоги до звіту	13
1.6 Контрольні запитання	14
2 Лабораторна робота №2 „Диференційний каскад”	15
2.1 Теоретичні відомості	15
2.2 Обладнання	24
2.3 Порядок виконання роботи	24
2.4 Вимоги до звіту	28
2.5 Контрольні запитання	29
3 Лабораторна робота №3 „Двокаскадний підсилювач”	30
3.1 Теоретичні відомості	30
3.2 Дослідження двокаскадного підсилювача	35
3.3 Дослідження впливу кін зворотних зв'язків на параметри двокаскадного підсилювача	39
3.4 Вимоги до звіту	41
3.5 Контрольні запитання	41
4 Лабораторна робота №4 „Операційний підсилювач”	42
4.1 Теоретичні відомості	42
4.2 Завдання	49
4.3 Порядок виконання завдання	49
4.4 Вимоги до звіту	55
4.5 Контрольні запитання	56
5 Лабораторна робота №5 „Функціональні пристрої на ОП”	57
5.1 Теоретичні відомості	57
5.2 Порядок проведення досліджень	68
5.3 Вимоги до звіту	72
5.4 Контрольні запитання	73
Рекомендована література	73
Додаток А	74
А.1 Підготовка до проведення вимірювань з використанням осцилографа С1-73	74
А.2 Проведення вимірювань	74
А.3 Параметри осцилографа С1-73	75

ЗАГАЛЬНІ МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

Лабораторний практикум виконує важливу роль при вивченні сучасної мікроелектроніки, методів вимірювань, принципів побудови інформаційно-вимірювальних систем. Лабораторні заняття дають студентам наочне уявлення про роботу окремих електронних елементів і мікросхем, про їх властивості, характеристики та можливості.

В процесі лабораторних занять з дисципліни „Схемотехніка аналогових і цифрових пристроїв обробки сигналів“ студент отримує необхідні знання, уміння і навички в організації та проведенні досліджень із самостійною оцінкою одержаних результатів, а також освоює технологію монтажу, настроювання і експлуатації електронних схем.

Задачами лабораторного практикуму є: поглиблене вивчення прослуханого на лекціях і придбаного в результаті самостійної роботи теоретичного матеріалу, розвиток практичних навиків розрахунку, побудови і налагодження електронних схем, їх експериментальне дослідження, обробка одержаних результатів, оформлення звітної документації.

Основні принципи, що складають основу лабораторного практикуму:

- послідовність проведення досліджень з наростаючою складністю досліджуваних елементів і мікросхем;
- дослідження типових базових схем мікросхемотехніки;
- максимальна самостійність студентів як під час підготовки до робіт, так і під час проведення досліджень.

Виконання кожної лабораторної роботи складається з 3-х етапів:

1) підготовка до лабораторної роботи, вивчення теоретичного матеріалу, виконання попередніх розрахунків, ознайомлення з ходом виконання роботи;

2) збирання схем і проведення досліджень відповідно до плану виконання роботи, а також реєстрація практичних результатів, їх аналіз;

3) оформлення звіту з лабораторної роботи відповідно до вимог ЄСКД до текстових документів.

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1 „ПІДСИЛЮВАЧ НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ З ДВОПОЛЯРНИМ ЖИВЛЕННЯМ”

Мета роботи - вивчення принципу роботи підсилювача, дослідження його схемотехнічних особливостей і характеристик, розрахунок параметрів.

1.1 Теоретичні відомості

Схема найпростішого підсилювача на біполярному транзисторі з двополярним живленням показана на рис. 1.1.

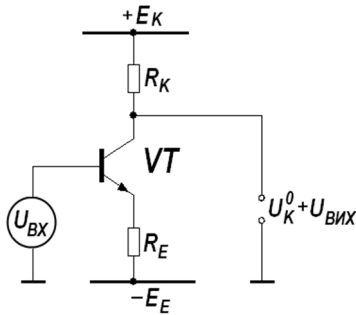


Рисунок 1.1 - Схема підсилювального каскаду

Якщо вхідний сигнал U_{BX} дорівнює нулю, то у схемі протікають складові струмів, обумовлені джерелами E_K і E_E . Режим відсутності вхідного сигналу прийнято називати режимом спокою підсилювача.

При наявності вхідного сигналу до постійних складових додаються змінні складові, пропорційні величині U_{BX} . Отже, у робочому режимі повні величини напруг і струмів можна записати у вигляді:

$$U = U^0 + \Delta U, \quad I = I^0 + \Delta I.$$

Тут верхній індекс "0" відповідає постійним складовим, змінні складові позначені як збільшення.

Аналіз постійних і змінних складових можна проводити незалежно. Роздивимось постійні складові, властиві режиму спокою.

Прийmemo $U_{BX} = 0$ і зобразимо еквівалентну схему (рис. 1.2).

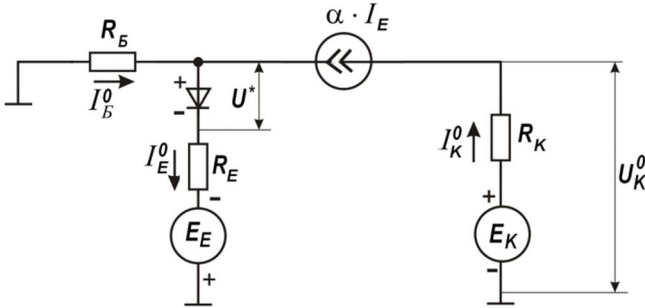


Рисунок 1.2 - Еквівалентна схема каскаду для постійних складових

У еквівалентній схемі на рис. 1.2 використана спрощена модель Еберса-Молла, що відповідає активному режиму роботи транзистора, а в ланцюг бази для спільності введений опір R_B . Він містить у собі внутрішній опір r_b базової області транзистора, а також опір джерела сигналу або попереднього каскаду.

При обході вхідного контуру схеми на рис. 1.2, отримаємо рівняння

$$I_B^0 R_B + U^* + I_E^0 R_E - E_E = 0, \quad (1.1)$$

де U^* - падіння напруги на відкритому емітерному переході.

Після підстановки $I_B^0 = (1 - \alpha) I_E^0$ у (1.1) легко знайти струм емітера

$$I_E^0 = \frac{E_E - U^*}{R_E + (1 - \alpha)R_B}. \quad (1.2)$$

Потенціал колектора отримується зі співвідношення:

$$U_K^0 = E_K - I_K^0 R_K, \quad (1.3)$$

$$\text{де } I_K^0 = \alpha I_E^0.$$

Сукупність величин I_E^0 та U_K^0 визначають робочу точку транзистора в режимі спокою.

Опір R_E , як правило, вибирають з умови:

$$R_E \gg (1 - \alpha)R_B.$$

Сигнал $U_{ВХ}$ викликає зміни потенціалів і струмів у схемі, тобто "породжує" змінні складові. Для знаходження цих складових використовують малосигнальну модель транзистора.

Малосигнальна еквівалентна схема каскаду в області низьких частот показана на рис. 1.3.

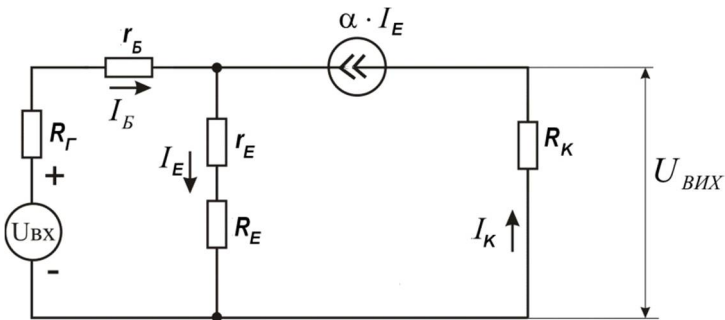


Рисунок 1.3 - Малосигнальна еквівалентна схема каскаду в області низьких частот

На схемі рисунку 1.3 величини струмів і напруг записані без знаку Δ .

Відповідно схемі рисунку 1.3

$$U_{BX} = I_B(R_\Gamma + r_B) + I_E(R_E + r_E),$$

де r_E - внутрішній опір емітерної області транзистора.

Підставляючи $I_B = (1 - \alpha)I_E$, легко знайти струм емітера:

$$I_E = \frac{U_{BX}}{R_E + r_E + (1 - \alpha)(R_\Gamma + r_B)}. \quad (1.4)$$

Коефіцієнти (розмірні і безрозмірні), що зв'язують змінні складові між собою і з вхідним сигналом, називають диференціальними параметрами підсилювача.

Найбільш важливим з цих параметрів є коефіцієнт підсилення:

$$K = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}.$$

Вихідним сигналом прийнято вважати змінну складову колекторної напруги ΔU_K .

З рис. 1.3 випливає:

$$U_{ВИХ} = -\alpha I_E R_K.$$

З урахуванням виразу для струму I_E з (1.4) і ділення частин рівняння на U_{BX} , знаходимо коефіцієнт підсилення

$$K = -\frac{\alpha R_K}{R_E + r_E + (1 - \alpha)(R_\Gamma + r_B)}. \quad (1.5)$$

Знак "мінус" свідчить про розходження полярностей вхідного і вихідного сигналів.

Якщо перетворити співвідношення (1.5), підставивши в нього R_K і R_E зі співвідношень (1.2) та (1.3), і вважаючи $r_E \ll R_E$, можна одержати:

$$K = -\frac{E_K - U_K^0}{U_E - U^*}. \quad (1.6)$$

З даного співвідношення витікає обмеженість значення коефіцієнта підсилення і його залежність від робочих струмів.

Важливим параметром підсилувача є вхідний опір

$$R_{BX} = U_{BX} / I_{BX},$$

де I_{BX} - змінна складова базового струму;

U_{BX} - змінна складова вхідної напруги, яка прикладається безпосередньо до бази, тобто $R_{\Gamma} = 0$.

Стосовно джерела сигналу вхідний опір відіграє роль навантаження. Тому, чим більше вхідний опір, тобто чим менше навантажене джерело сигналу, тим краще передається його напруга на вхід каскаду.

Зі схеми на рис. 1.3, вважаючи $R_{\Gamma} = 0$, одержуємо

$$U_{BX} = I_B r_B + I_E (R_E + r_E).$$

Підставивши $I_E = (\beta + 1)I_B$ і розділивши рівняння на $I_B = I_{BX}$, знаходимо вхідний опір у загальному вигляді:

$$R_{BX} = r_B + (\beta + 1)(R_E + r_E). \quad (1.7)$$

Третій важливий параметр підсилювача - вихідний опір

$$R_{ВІХ} = (U_{ВІХ})_{ХХ} / (I_{ВІХ})_{КЗ},$$

де $(U_{ВІХ})_{ХХ}$ - вихідна напруга при холостому ході каскаду (при цьому $R_H = \infty$);

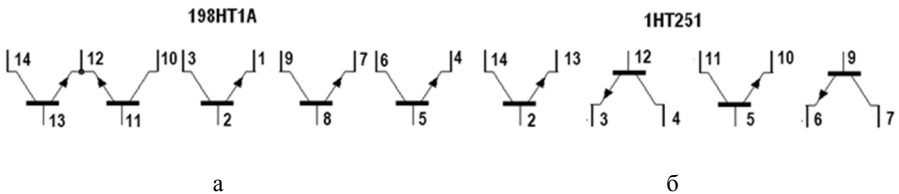
$(I_{ВІХ})_{КЗ}$ - вихідний струм при короткому замиканні вихідних затискачів (мається на увазі коротке замикання для змінних складових).

Вихідний опір характеризує навантажувальну здатність каскаду: чим він менше, тим більший струм можна відбирати у зовнішнє навантаження і тим менше може бути зовнішній опір.

Для схеми, показаної на рис. 1.3, немає необхідності проводити спеціальні розрахунки. Оскільки вхідна частина схеми відділена від виходу генератором струму і оскільки цей генератор при $U_{ВХ} = 0$ не діє, можна відразу записати $R_{ВІХ} = R_K$.

1.2 Обладнання

У даній лабораторній роботі використовується збірка транзисторів 198НТ1А (рис. 1.4, а) або збірка транзисторів 1НТ251 (рис. 1.4, б).



- а - маркування мікросхеми 198НТ1А;
- б - маркування мікросхеми 1НТ251

Рисунок 1.4 - Маркування мікросхем

1.3 Порядок виконання роботи

1.3.1 Складіть схему для зняття вихідних характеристик інтегрального транзистора (рис. 1.5).

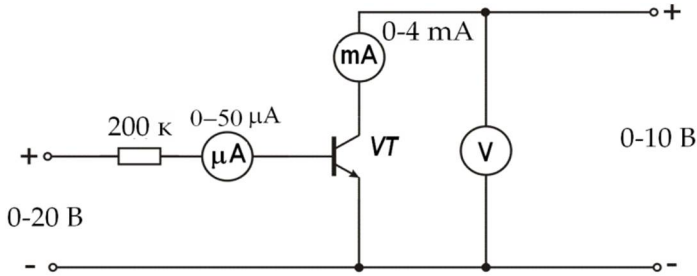


Рисунок 1.5 – Схема для зняття вихідних характеристик транзистора $I_K = f(U_{KE})$

1.3.2 Зніміть вихідні характеристики інтегрального транзистора.

Вихідні характеристики транзистора знімаються при трьох значеннях струму бази в інтервалі $I_B = 10 \dots 35$ мкА. На схемі рис. 1.5 біля приладів зазначені границі їх вимірювань.

1.3.3 Зберіть схему підсилювального каскаду на інтегральному транзисторі з двополярним живленням (рис. 1.6).

В схемі $R_K = 1000$ Ом; $R_E = 200$ Ом. Необхідно пам'ятати, що вивід резистора R_E зв'язується з мінусовим полюсом джерела живлення E_E , а полюс "плюс" джерела живлення E_E необхідно з'єднати з "землею".

1.3.4 Зніміть передавальну і вхідну характеристики підсилювача. Для цього необхідно спочатку установити напруги живлення $E_K =$ плюс 4В; $E_E =$ мінус 1 В, а потім, змінюючи вхідну напругу, зніміть залежності $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$ та $I_{ВХ} = f(U_{ВХ})$.

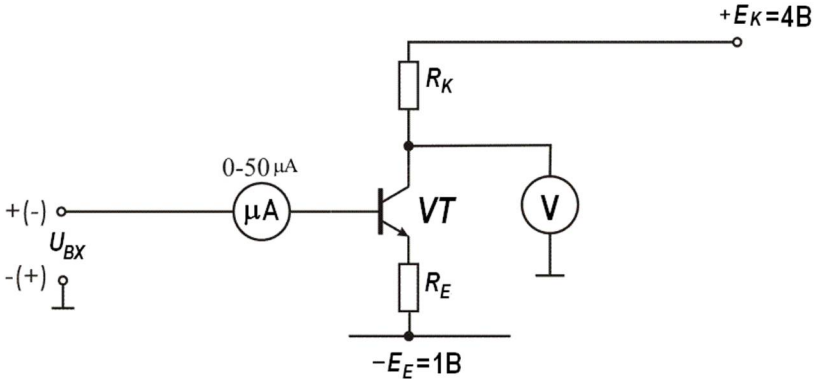


Рисунок 1.6 - Схема підсилювального каскаду на інтегральному транзисторі з двополярним живленням

Передавальна характеристика підсилювача, що досліджується, розташована у I та II квадрантах координатної площини. Тому для зняття її ділянки у II квадранті необхідно змінити полярність вхідного джерела напруги.

1.4 Порядок обробки результатів експериментів

1.4.1 По вихідних характеристиках визначте коефіцієнт підсилення транзистора:

$$\beta = \Delta I_K / \Delta I_B \quad \text{при} \quad U_{KE} = 1 \text{ В.}$$

1.4.2 На вихідних характеристиках транзистора проведіть навантажувальну пряму за виразом:

$$U_{KE} = E_K + E_E - I_K (R_K + R_E / \alpha),$$

на котрій необхідно зазначити робочу точку підсилювача (U_{KE}^0, I_K^0).

Коефіцієнт підсилення за струмом транзистора в схемі зі спільною базою $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$.

Використовуючи отримані залежності $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$ та $I_{ВХ} = f(U_{ВХ})$, визначте коефіцієнт підсилення каскаду і вхідний опір каскаду.

Коефіцієнт підсилення каскаду розраховується за формулою:

$$K = \Delta U_{ВИХ} / \Delta U_{ВХ}.$$

Отримане значення треба порівняти з розрахунковим, обчисленим за формулами (1.5) і (1.6). При виконанні розрахунків прийняти, що опір в колі бази дорівнює опорі мікроамперметра, тобто $R_B = 2000$ Ом. Його необхідно урахувати у формулі (1.5).

Параметри транзистора $r_E = 15$ Ом; $r_B = 10$ Ом. Падіння напруги на відкритому емітерному переході U^* необхідно визначити з формули (1.2).

Вхідний опір каскаду:

$$R_{ВХ} = \Delta U_{ВХ} / \Delta I_{ВХ}.$$

Отримане значення треба порівняти з розрахунковим, обчисленим за формулою (1.7).

1.5 Вимоги до звіту

Звіт повинен містити :

- найменування і мету роботи;
- схему для зняття вихідних характеристик інтегрального транзистора;
- схему для зняття параметрів підсилювального каскаду;
- таблиці спостережень;
- вихідні характеристики транзистора;
- передавальну і вхідну характеристики підсилювального каскаду;
- розрахунки параметрів;
- стислі висновки за результатами роботи.

1.6 Контрольні запитання

- 1 Які схематичні особливості має досліджуваний підсилювач?
- 2 Що являє собою режим спокою підсилювача?
- 3 Як можна визначити значення елементів схеми, якщо задана робоча точка транзистора в режимі спокою?
- 4 Як визначаються значення змінних струмів і напруг підсилювача, якщо відоме значення вхідної напруги?
- 5 Як побудувати навантажувальну пряму транзистора за постійним струмом?
- 6 Що являють собою диференціальні параметри підсилювача?
- 7 За схемою підсилювального каскаду визначте спосіб вмикання транзистора.
- 8 За рахунок чого в підсилювачі відбувається підсилення потужності вхідного сигналу?
- 9 Чому в малосигнальній еквівалентній схемі каскаду (рис. 1.3) відсутні джерела E_E , E_K ?
- 10 Якщо до підсилювача з двополярним живленням під'єднується значне ємнісне навантаження, то малий вихідний опір підсилювача сприяє цьому?
- 11 Виведіть формулу $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$.
- 12 Як зміниться навантаження джерела вхідного сигналу, якщо вхідний опір підсилювача збільшити?
- 13 Як визначається коефіцієнт підсилення за напругою у схемі зі спільним емітером?
- 14 У якому режимі працює транзистор у досліджуваному підсилювачі?

2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2 „ДИФЕРЕНЦІЙНИЙ КАСКАД”

Мета роботи - вивчення принципу роботи каскаду; визначення його основних малосигнальних параметрів; виявлення розбалансу каскаду від дестабілізуючих факторів.

2.1 Теоретичні відомості

2.1.1 Режим спокою диференційного каскаду

Диференційний каскад є основою для побудови операційного підсилювача. Схема диференційного каскаду приведена на рис. 2.1.

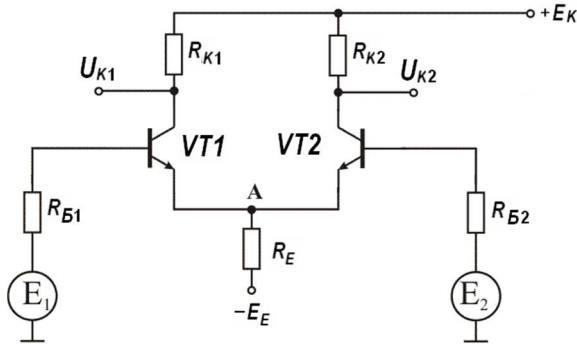


Рисунок 2.1 - Схема диференційного каскаду

За своїми підсилювальними властивостями транзистори $VT1$ і $VT2$ повинні бути ідентичними (так само, як і резистори R_{K1} та R_{K2}). Це досягається виконанням їх методом планарної технології на одній кремнієвій пластині в безпосередній близькості один від одного в єдиному технологічному циклі. Режим роботи каскаду за постійним струмом задається за допомогою резистора R_E .

При цьому струми у колекторних ланцюгах схеми

$$I_{K1} = I_{K2} = \frac{\alpha}{2} \left(\frac{E_E - U_{EB} - I_B R_B}{R_E} \right).$$

Робоча точка знаходиться в активній області характеристик транзистора.

Ідентичність елементів каскаду забезпечує за відсутністю сигналів на входах рівність потенціалів U_{K1} та U_{K2} і приблизно однакове їх змінювання з температурою. Це, в кінцевому підсумку, дозволяє використовувати каскад для підсилювання малих сигналів, що повільно змінюються.

2.1.2 Підсилювальні властивості диференційного каскаду

Для аналізу підсилювальних властивостей каскаду зручно розглянути реакцію каскаду на парафазний і синфазний сигнали.

Щоб подати на входи парафазний сигнал, треба установити напруги генераторів $E1$ та $E2$ рівними за величиною і протилежними за фазою. Прикладення на входи каскаду такої напруги приведе до однакового за абсолютною величиною і протилежного за фазою змінювання струмів колекторів транзисторів. В такому випадку їх сумарний струм, що протікає крізь резистор R_E , не змінюється.

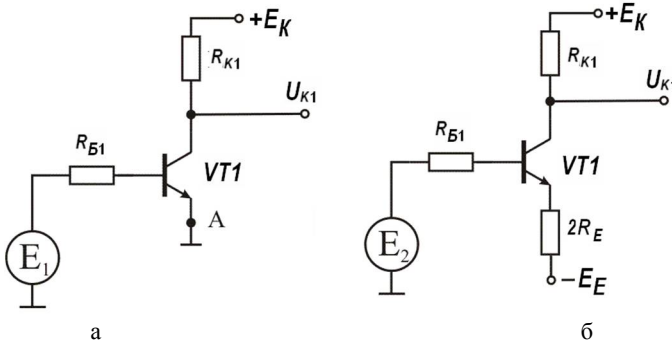
Не зміниться також потенціал точки A (рис. 2.1). Це дає можливість оцінити підсилювальні властивості каскаду на основі аналізу одного його плеча, вважаючи його каскадом зі спільним емітером (СЕ). Еквівалентна схема плеча диференційного каскаду для підсилення парафазного сигналу зображена на рис. 2.2, а.

Використовуючи відомі співвідношення для каскаду СЕ, отримаємо вираз для коефіцієнта підсилення парафазного сигналу:

$$K_{U \text{ пар}} = \frac{U_{ВИХ}}{E_{ВХ}} = \beta \frac{R_{K1}}{R_B + R_{ВХE}}, \quad (2.1)$$

де $R_{ВХE}$ - вхідний опір каскаду зі спільним емітером;

β - диференціальний коефіцієнт передачі базового струму ($\beta = \frac{dI_K}{dI_B}$ при $U_{KE} = const$).



а - для підсилення парафазного сигналу;
 б - для підсилення синфазного сигналу

Рисунок 2.2 - Еквівалентні схеми плеча диференційного каскаду

Якщо опір бази $R_B \ll R_{BX_E}$, то

$$K_{Unap} = \beta \frac{R_K}{R_{BX_E}} = \frac{\alpha R_K}{R_{BX_B}} \approx \frac{R_K}{r_E} = \frac{R_K I_K}{\varphi_T}, \quad (2.2)$$

де α - диференціальний коефіцієнт передачі емітерного струму ($\alpha = \frac{dI_K}{dI_E}$ при $U_{KB} = const$);

R_{BX_B} - вхідний опір каскаду зі спільною базою;

φ_T - тепловий потенціал;

r_E - опір емітерної області транзистора.

Останнє співвідношення у формулі (2.2) дає значення K_{Unap} з деяким завищенням, яке тим менше, чим менше струм I_K . Вхідний опір каскаду для парафазного сигналу:

$$R_{BXnap} = R_{BX_E} = r_B + r_E(\beta + 1) \approx \frac{\varphi_T(\beta + 1)}{I_K} \quad (2.3)$$

може становити одиниці - десятки кілоом у залежності від величини струму через каскад.

Напруги генераторів E_1 і E_2 при поданні синфазного сигналу повинні бути рівними не тільки за величиною, але також повинні збігатися і за фазою. Подання такої напруги на входи каскаду спричиняє ідентичні синфазні змінення струмів колекторів. При цьому змінення струму через резистор R_E дорівнює подвоєному зміненню струму колектора. Ця умова дозволяє аналіз каскаду для змінного струму звести до аналізу одного плеча, якщо включити у емітерне коло опір $2R_E$ (рис. 2.2, б).

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу дорівнює:

$$K_{U\text{синф}} = \frac{U_{ВИХ}}{E_{ВХ}} = \frac{\beta R_K}{R_B + R_{ВХ_E} + 2R_E(\beta + 1)}. \quad (2.4)$$

На практиці $R_B, R_{ВХ_E} \ll 2R_E(\beta + 1)$.

У такому випадку

$$K_{U\text{синф}} \approx \frac{\alpha R_K}{2R_E}. \quad (2.5)$$

Через те, що $2R_E \gg r_E$, то $K_{U\text{синф}} \ll K_{U\text{пар}}$.

Вхідний опір каскаду для синфазного сигналу можна виразити як:

$$R_{ВХ\text{синф}} = R_{ВХ_E} + 2R_E(\beta + 1) \approx 2R_E(\beta + 1). \quad (2.6)$$

Неважко побачити, що $R_{ВХ\text{синф}} \gg R_{ВХ\text{пар}}$.

Реальний сигнал може бути розкладений на синфазну і парафазну складові:

$$E_{ВХпар} = \pm \frac{E_1 - E_2}{2}; \quad E_{ВХсинф} = \frac{E_1 + E_2}{2}.$$

У такому випадку підсилення довільного сигналу можна оцінити, якщо використати лінеаризовану модель каскаду, припускаючи при цьому, що підсилення кожного сигналу відбувається незалежно:

$$\begin{aligned} U_{K1} &= K_{Uпар} E_{1пар} + K_{Uсинф} E_{1синф}, \\ U_{K2} &= K_{Uпар} E_{2пар} + K_{Uсинф} E_{2синф}. \end{aligned}$$

Якщо вимірювати вихідний сигнал як різницю напруги між колекторами $U_{ВІХ} = U_{K1} - U_{K2}$, то виявиться, що за умови ідентичності елементів каскаду

$$\begin{aligned} U_{ВІХпар} &= (E_1 - E_2) K_{Uпар}; \\ U_{ВІХсинф} &= 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Тобто каскад реагує тільки на різницю вхідних напруг. Тому він називається диференційним.

Можна показати, що при неідентичності елементів каскаду подання синфазного сигналу приведе до появи на виході парафазного сигналу, і навпаки. Це небажане явище.

Значно менше підсилення синфазного сигналу в порівнянні з парафазним є цінною властивістю каскаду і дозволяє зменшити вплив змінення температури і напруг живлення E_K , E_E на вихідний сигнал. Такі змінення однаково діють на обидва транзистори і тому є синфазними. Прагнуть так побудувати каскад, щоб ослаблення синфазного сигналу, яке характеризується коефіцієнтом ослаблення синфазного сигналу $K_{ОСсинф}$:

$$K_{ОСсинф} = K_{Uпар} / K_{Uсинф},$$

було максимальним.

З цією метою замість резистора R_E часто використовують динамічний вихідний опір транзистора r_{KE} (рис. 2.3).

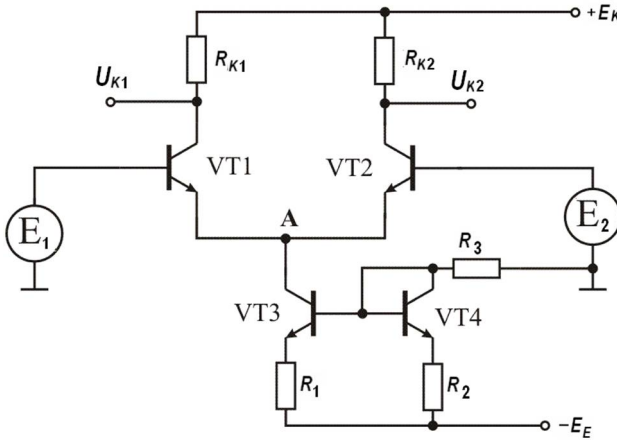


Рисунок 2.3 - Схема диференційного каскаду з джерелом струму на транзисторі

Транзистор $VT3$ при цьому задає і стабілізує струми транзисторів $VT1, VT2$. Ослаблення синфазного сигналу тоді буде дорівнювати

$$K_{OC\text{синф}} = \frac{2r_{KE}}{r_E}.$$

2.1.3 Передавальна характеристика каскаду

Подання на входи диференційного каскаду парафазного сигналу приводить до рівних, але протилежних змінень потенціалів його колекторів. Передавальні характеристики каскаду зображені на рис. 2.4. По нахилу передавальної характеристики легко визначається коефіцієнт K_{Unap} . Максимально можлива амплітуда вихідного сигналу визначається тоді, коли один транзистор знаходиться у режимі відсікання, а другий - у режимі насичення.

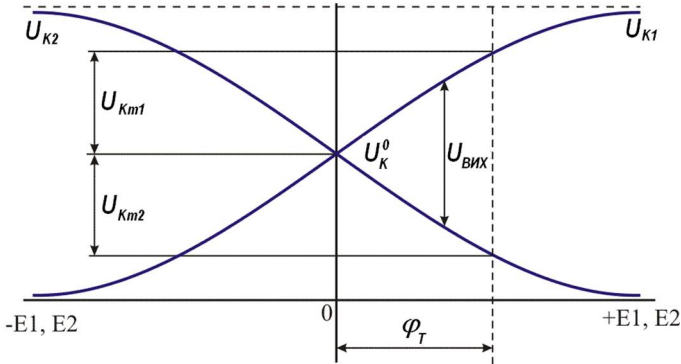


Рисунок 2.4 - Передавальні характеристики каскаду для парафазного сигналу

Оцінка максимальної зміни потенціалу колектора і відповідного вхідного сигналу робиться за положенням робочої точки

$$U_K^0 = E_K - I_K R_K. \quad (2.8)$$

З рис. 2.4 видно, що при максимальній амплітуді вихідної напруги, рівній U_{Km1} або U_{Km2} , максимально допустима вхідна напруга, що відповідає роботі в активній області характеристик транзистора, складає $\varphi_T = 25$ мВ при $T = 300$ К.

2.1.4 Розбаланс і температурний дрейф каскаду

У реальному каскаді невелика, але кінцева різниця у властивостях транзисторів $VT1$ і $VT2$, а також резисторів R_{K1} та R_{K2} , завжди має місце. Це приводить до появи різниці напруг на виходах каскаду:

$$U_{K1} - U_{K2} = I_{K1} R_{K1} - I_{K1} R_{K2}$$

навіть при відсутності вхідного сигналу. Розглядаючи малі збільшення ΔI_{K1} , ΔI_{K2} , ΔR_{K1} , ΔR_{K2} і нехтуючи членами вищого порядку малості, можна записати

$$U_{K1} - U_{K2} = I_K \Delta R_K - \Delta I_K R_K, \quad (2.9)$$

$$\text{де } I_K = (I_{K1} + I_{K2})/2; \quad R_K = (R_{K1} + R_{K2})/2.$$

Розбаланс каскадів оцінюють напругою зміщення U_{3M}^0 , яку необхідно прикласти до входу, щоб збалансувати каскад:

$$U_{3M}^0 = (U_{K1} - U_{K2}) / K_{Unap}. \quad (2.10)$$

Найбільш суттєво впливає на розбаланс неідентичність параметрів транзисторів, а також опорів у колах їх баз. Це приводить до переваги другого члена у виразі (2.9). **Сильний вплив на розбаланс струмів робить нерівність напруг $U_{E\beta 1}$ і $U_{E\beta 2}$.** Різниця напруг:

$$\Delta U_E = U_{E\beta 1} - U_{E\beta 2}$$

еквівалентна парафазному сигналу, поданому на вхід схеми. **Розбаланс струмів колектора, викликаний цією причиною, дорівнює:**

$$\Delta I_K / I_K = \Delta U_E / \varphi_T.$$

Другою причиною розбалансу струму каскаду є різниця коефіцієнтів підсилення за струмом транзисторів ($\beta_1 \neq \beta_2$). У цьому випадку навіть при рівності емітерних струмів

$$I_{E1} = I_{E2} = (E_E - U_{EB}) / (2R_E),$$

струми їх колекторів, так само як і базові струми, виявляться різними. Різниця колекторних струмів приводить до розбалансу каскаду.

Різниця базових струмів створює на опорах R_B розбаланс вхідних напруг $\Delta U_{BX} = \Delta I_B R_B$, що еквівалентно вхідному парафазному сигналу, який викличе додаткову зміну вихідної напруги $\Delta U_{ВИХ} = \Delta U_{BX} K_{Unap}$.

До аналогічного ефекту приводить **третья причина** – нерівність опорів джерел сигналу у колах баз ($R_{B1} \neq R_{B2}$), що створює розбаланс вхідного сигналу $\Delta U_{BX} = \Delta R_B I_B$ навіть за умови повної симетрії транзисторів.

Для зменшення впливу базового струму бажано, щоб диференційні каскади працювали при малих струмах, транзистори мали високе β , а джерело сигналу було низькоомним.

Сумарне зміщення нуля каскаду від трьох причин можна записати як

$$U_{3M}^0 = \Delta U_E + \Delta I_B R_B + \Delta R_B I_B, \quad (2.11)$$

де $I_B = (I_{B1} + I_{B2}) / 2$; $R_B = (R_{B1} + R_{B2}) / 2$.

При добре підібраній парі транзисторів ΔU_{3M}^0 знаходиться в межах ± 2 мВ. Якщо $R_{B1} = R_{B2} = 0$, то $\Delta U_{3M}^0 \cong \Delta U_E$.

Температурний дрейф вихідної напруги зміщення у припущенні, що $\Delta U_{3M}^0 \cong \Delta U_E$, можна оцінити за формулою

$$\varepsilon_{3M}^T = \Delta U_{3M}^0 / \Delta T = \Delta U_{3M}^0 / T,$$

тобто дрейф прямо пропорційний початковому зміщенню каскаду і обернено пропорційний температурі. На практиці температурний дрейф ε_{3M}^T складає 3...10 мкВ/К при 300 К.

2.2 Обладнання

При виконанні лабораторної роботи на стенді встановлюється панель "Диференційний каскад", на якій змонтована схема диференційного підсилювача. Схема досліджуваного каскаду приведена на рис. 2.5. Вона має високе значення K_{Unap} . Для зручності вимірів на панелі змонтований дільник напруги, що дозволяє подавати на входи як синфазний, так і парафазний сигнали. Дана схема дозволяє ввести в кола баз транзисторів резистори R_6 , R_7 для здійснення розбаланса опорів баз транзисторів. Резистор R_1 необхідний для зняття вихідних характеристик транзистора.

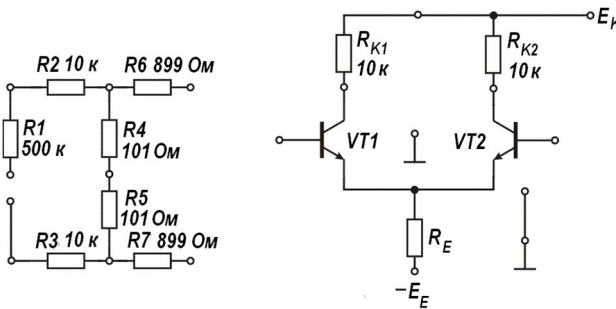


Рисунок 2.5 – Схема досліджуваного каскаду

2.3 Порядок виконання роботи

2.3.1 Установіть на стенд панель "Диференційний каскад".

2.3.2 Зніміть вихідні характеристики транзистора. Для цього необхідно зібрати схему, показану на рис. 2.6. В коло бази транзистора підключіть резистор R_1 . Вихідні характеристики транзистора зніміть при трьох значеннях струму бази (4, 8, 12 мкА), змінюючи напругу E_2 у межах від 0 до 10 В.

2.3.3 Оцініть параметри диференційного каскаду в режимі за постійним струмом. Для цього зберіть схему, показану на рис. 2.7. Встановіть напруги джерел живлення $E_K = E_E = 10$ В. Виміряйте потенціали колекторів і емітерів, при цьому бази транзисторів повинні бути заземлені.

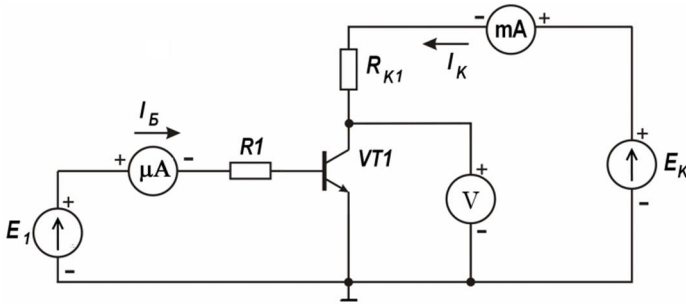
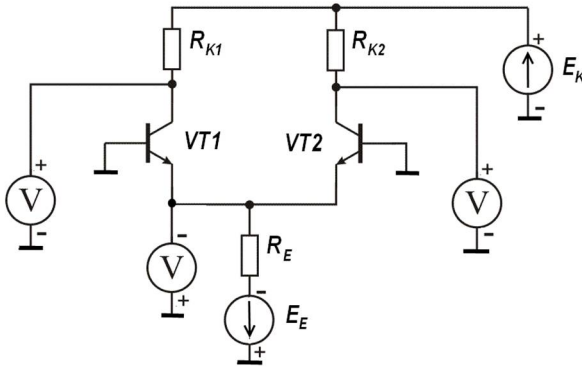


Рисунок 2.6 - Схема для отримання вихідних характеристик транзистора

Рисунок 2.7 - Схема для вимірювання U_{K1}^0, U_{K2}^0, U_E

Оцініть струми колекторів транзисторів за формулами

$$I_{K1} = \frac{E_K - U_{K1}^0}{R_{K1}}; \quad I_{K2} = \frac{E_K - U_{K2}^0}{R_{K2}}$$

Використовуючи параметри елементів, приведені на схемі досліджуваного каскаду (рис. 2.5), і результати оцінки струмів транзисторів, розрахуйте $K_{Uнар}$, $K_{Uсінф}$, $R_{ВХнар}$, $R_{ВХсінф}$ за формулами (2.2), (2.5), (2.3), (2.6) відповідно. Оцініть величину $K_{ОСсінф} = K_{Uнар} / K_{Uсінф}$ та максимальну амплітуду вихідного сигналу

$$U_{Km1} = U_{Km2} = E_K - U_K^0.$$

2.3.4 Зніміть передавальні характеристики диференційного каскаду, побудуйте їх, визначте параметри диференційного каскаду. Для цього подайте на входи підсилювача постійну напругу через дільник сигналу. Зніміть і побудуйте передавальні характеристики каскаду як для парафазного, так і для синфазного сигналів на входах підсилювача. Схема для зняття передавальних характеристик каскаду при парафазному сигналі на входах приведена на рис. 2.8, при синфазному сигналі - на рис. 2.9.

По нахилу передавальних характеристик знайдіть $K_{U\text{пар}}$, $K_{U\text{синф}}$. Визначте робочу точку на вихідних статичних характеристиках транзистора.

Порівняйте результати вимірювань і розрахунків за п. 2.3.4 з результатами розрахунків за п. 2.3.3.

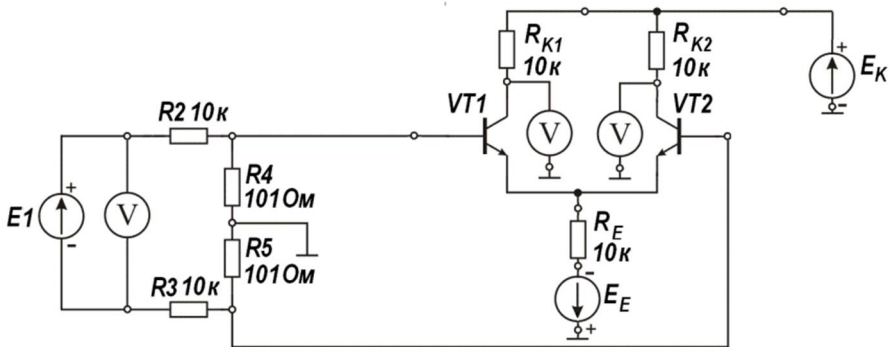


Рисунок 2.8 - Схема для зняття передавальних характеристик каскаду для парафазного сигналу

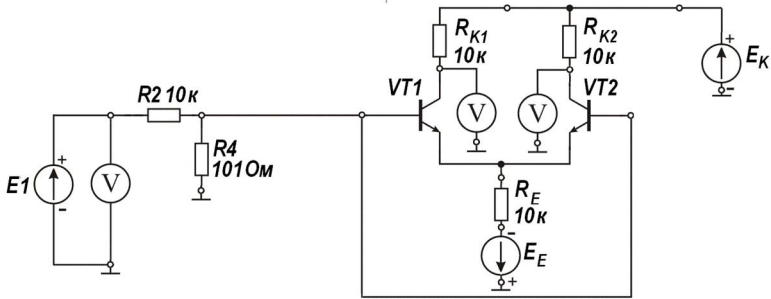


Рисунок 2.9 - Схема для зняття передавальних характеристик каскаду для синфазного сигналу

2.3.5 Визначте напругу зміщення диференційного каскаду ΔU_{3M}^0 . Напруга зміщення каскаду розраховується за формулою

$$\Delta U_{3M}^0 = (U_{K1} - U_{K2}) / K_{Unap}, \quad (2.11)$$

при цьому різниця $U_{K1} - U_{K2}$ вимірюється при замкнених на землю входах. Напруга зміщення каскаду зв'язана з різницею напруг ΔU_E співвідношенням $\Delta U_E \approx \Delta U_{3M}^0$.

2.3.6 Оцініть вплив розбалансу опорів в колах баз транзисторів на напругу зміщення. Для цього необхідно здійснити розбаланс опорів у колах баз транзисторів (рис. 2.10) та виконати спостереження за показами вимірвальних приладів.

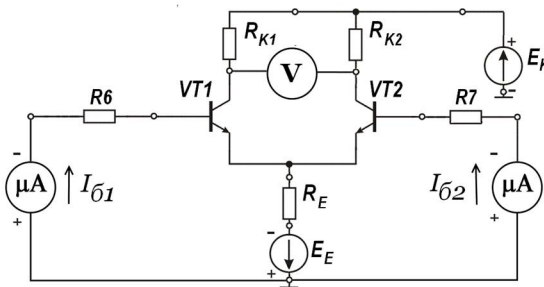


Рисунок 2.10 - Схема для дослідження розбалансу у колах баз транзисторів

Оцініть напругу зміщення нуля каскаду за формулою (2.11). Порівняйте отриманий експериментальний результат з теоретично очікуваним, розрахованим за формулою (2.11).

2.3.7 Оцініть вплив зміни напруги живлення ΔE_1 і ΔE_2 на напругу зміщення нуля каскаду. Для цього E_1 , і E_2 змінюйте по черзі в межах $\pm 25\%$ від номінальних значень. Розрахуйте коефіцієнти чутливості $\Delta U_{3M}^0 / \Delta E_1$ і $\Delta U_{3M}^0 / \Delta E_2$.

2.4 Вимоги до звіту

Звіт повинен містити:

- найменування і мету роботи;
- схему диференційного каскаду (рис. 2.1);
- схему (рис. 2.6), таблиці спостережень вихідних характеристик транзистора і графіки вихідних характеристик;
- схему для вимірювання параметрів U_{K1}^0 , U_{K2}^0 , U_E (рис. 2.7) та результати їх спостережень;
- розрахунки параметрів диференційного каскаду за п. 2.3.3;
- схему (рис. 2.8), таблиці спостережень передавальних характеристик каскаду для режиму парафазного сигналу і графіки передавальних характеристик;
- схему (рис. 2.9), таблиці спостережень передавальних характеристик каскаду для режиму синфазного сигналу і графіки передавальних характеристик;
- результати розрахунків параметрів диференційного каскаду за п. 2.3.4;
- порівняльний аналіз результатів вимірів і розрахунків за п. 2.3.3 з результатами розрахунків за п. 2.3.4;
- результати вимірювань і розрахунок напруги зміщення диференційного каскаду ΔU_{3M}^0 за п. 2.3.5;
- результати вимірювань і розрахунок напруги зміщення диференційного каскаду ΔU_{3M}^0 за п. 2.3.6;

- порівняльний аналіз результатів розрахунків напруги зміщення нуля каскаду за п. 2.3.5 і п. 2.3.6;
- оцінку впливу зміни напруг живлення ΔE_1 і ΔE_2 на зміщення нуля каскаду;
- стислі висновки за результатами роботи.

2.5 Контрольні запитання

- 1 Який принцип роботи диференційного каскаду?
- 2 Методика знаходження вхідних опорів.
- 3 Яке призначення генератора струму в диференційному каскаді?
- 4 Визначення парафазного сигналу. Підсилювальні властивості каскаду при подаванні парафазного сигналу. Коефіцієнт підсилення парафазного сигналу.
- 5 Визначення синфазного сигналу. Підсилювальні властивості каскаду при подаванні синфазного сигналу. Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу.
- 6 Розкладання довільного сигналу на парафазну і синфазну складові.
- 7 Як можна виміряти вихідний сигнал диференційного каскаду? Чому такий каскад зветься диференційним?
- 8 Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу. Що він характеризує?
- 9 Розбаланс диференційного каскаду та його основні причини.
- 10 Розрахувати напругу зміщення, необхідну для того, щоб збалансувати каскад, якщо відомі величина розбалансу та K_{Unap} (за завданням викладача). На який вхід каскаду у даному випадку треба подавати ΔU_{3M}^0 ?
- 11 Визначення температурного дрейфу вихідної напруги. Шляхи його зменшення.
- 12 Як працює диференційний каскад в режимі спокою?
- 13 Як забезпечується ідентичність елементів диференційного підсилювача?
- 14 Чому при поданні парафазного сигналу підсилювальні властивості диференційного каскаду оцінюються на основі аналізу роботи його одного плеча?

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3

„ДВОКАСКАДНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ”

Мета роботи - вивчення принципів побудови багатокаскадних підсилювачів, ознайомлення з системою параметрів підсилювачів, дослідження характеристик і параметрів двокаскадного підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком, дослідження впливу кін. зворотних зв'язків на параметри двокаскадного підсилювача.

3.1 Теоретичні відомості

3.1.1 Основні властивості двокаскадного підсилювача

Окремий підсилювальний каскад, як правило, не може забезпечити потрібний коефіцієнт підсилення. Тому будують багатокаскадні підсилювачі, у яких окремі каскади з'єднуються послідовно.

Сучасні інтегральні багатокаскадні підсилювачі мають різне призначення. Це готові функціональні вузли з відомими параметрами. Комбінуючи та з'єднуючи їх поміж собою відповідним способом, реалізують багатокаскадні підсилювачі, які мають необхідні параметри та характеристики перетворення.

Існують наступні види зв'язків між підсилювальними каскадами: гальванічний (безпосередній), резистивно-ємнісний (за допомогою RC -кіл), трансформаторний, оптронний, зв'язок за допомогою частотно-залежних кіл. Частіше використовують гальванічний і резистивно-ємнісний зв'язки.

На рис. 3.1 приведена схема двокаскадного підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком на n - p - n транзисторах.

Підсилювач складається з двох підсилювальних каскадів зі спільним емітером, з'єднаних між собою через ємність зв'язку $C3$, ввікнену між колектором транзистора $VT1$ і базою транзистора $VT2$. Ємність $C3$ не пропускає постійну складову колекторної напруги транзистора $VT1$ у базове коло транзистора $VT2$. Ємність $C4$ не пропускає постійну складову колекторної напруги транзистора $VT2$ на навантажувальний пристрій, який підключають до цієї ємності. Ємність $C1$ не пропускає постійну складову на вхід підсилювача.

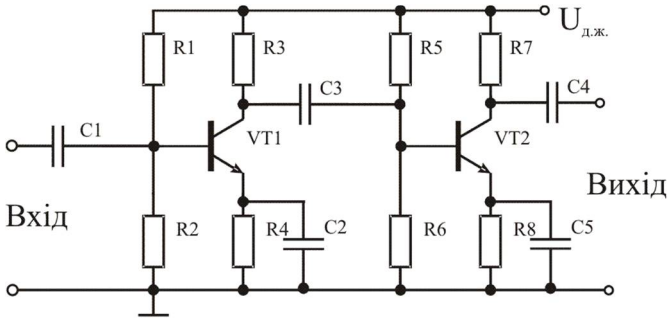


Рисунок 3.1 – Схема двокаскадного підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком

Для зменшення впливу температури на характеристики підсилювальних каскадів зі спільним емітером (СЕ) у коло емітерів $VT1$ та $VT2$ вмикаються резистори, шунтовані ємностями ($C2$ і $R4$, $C5$ і $R8$). Наявність зазначених резисторів приводить до зростання падіння напруги на них при збільшенні емітерного струму I_E внаслідок підвищення температури. Це викликає зниження потенціалу бази по відношенню до потенціалу емітера, а тому і до зменшення струмів I_E та I_K .

Величини ємностей підбираються так, щоб при всіх частотах підсилюваної змінної напруги їх активний опір був меншим опорів у колах емітерів. При цьому падіння напруги на ділянці $C2$, $R4$ (чи $C5$, $R8$) від змінної складової емітерного струму I_E буде незначним. Тому напруга на емітерному переході $VT1$ практично дорівнює вхідній: $U_{BE} \approx U_{BX}$. Дільники $R1$, $R2$ і $R5$, $R6$ створюють початкове зміщення на базах транзисторів. Наприклад, напруга U_{BE} транзистора $VT1$ залежить від опору резисторів $R1$ і $R2$:

$$U_{BE} = \frac{E_K R2}{R1 + R2} - I_E R4,$$

де E_K – напруга, що відповідає напрузі живлення.

Виконання каскаду підсилювача за схемою зі спільним колектором (СК) (рис. 3.2) дозволяє отримати коефіцієнт підсилення за напругою каскаду рівним $0,9 \dots 0,99$.

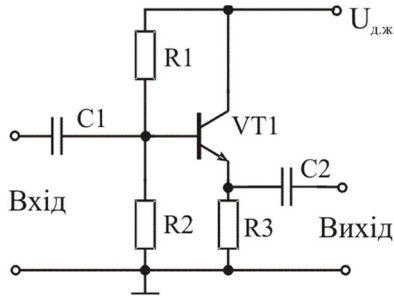


Рисунок 3.2 – Підсилювальний каскад зі спільним колектором

Схему зі СК називають *емітерним повторювачем*, тому що її вихідна напруга майже не відрізняється від вхідної за амплітудою і фазою.

Вхідний опір емітерного повторювача досягає декілька сотень кілоом. Вихідний опір має значення порядку десятків ом. Отже, емітерний повторювач має великий вхідний і малий вихідний опори. Тому його коефіцієнт підсилення за струмом може бути високим.

Емітерний повторювач зазвичай пристосовують для узгодження джерела підсилювальної напруги з високим опором з навантажувальним пристроєм з низьким опором. У підсилювальному каскаді зі СК температурна стабілізація забезпечується опором, ввімкненим у емітерне коло.

3.1.2 Параметри і характеристики підсилювача

Основні параметри підсилювача перелічені нижче.

Коефіцієнти підсилення за напругою, струмом, потужністю

$$K_U = U_{ВИХ} / U_{ВХ}; \quad K_I = I_{ВИХ} / I_{ВХ}; \quad K_P = P_{ВИХ} / P_{ВХ},$$

де $U_{ВИХ}$, $U_{ВХ}$, $I_{ВИХ}$, $I_{ВХ}$, $P_{ВИХ}$, $P_{ВХ}$ - вихідні і вхідні напруги, струми, потужності.

Коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача

$$K_U = K_{U1} K_{U2} \dots K_{Un},$$

де n – кількість каскадів; $K_{U1}, K_{U2}, \dots, K_{Un}$ - коефіцієнти підсилення за напругою окремих каскадів.

Вхідний і вихідний опори підсилювача на низьких частотах

$$R_{BX} = U_{BX} / I_{BX}; \quad R_{BIX} = U_{BIX} / I_{BIX}.$$

Для оцінки діапазону змін вхідних напруг, що підсилюються без спотворень, використовується амплітудна характеристика (рис.3.3). У нижній частині амплітудна характеристика має вигін, тому що рівень шумів підсилювача порівняний з амплітудою вхідних сигналів. На ділянці АВ характеристика майже лінійна. При роботі на цій ділянці спотворення сигналу у підсилювача будуть мінімальними. У верхній частині амплітудна характеристика має вигін внаслідок нелінійності характеристик транзисторів.

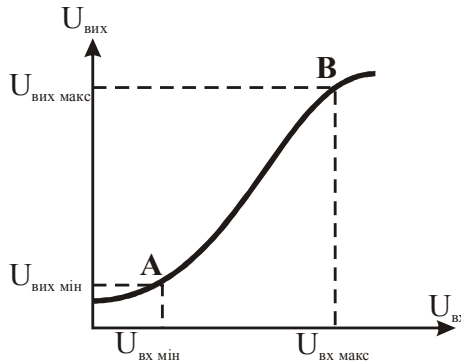
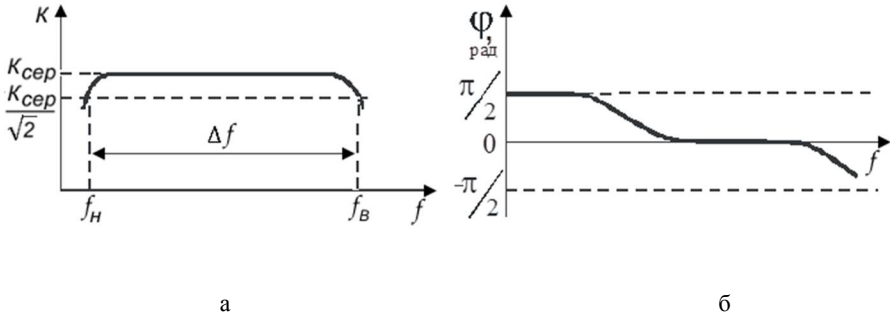


Рисунок 3.3 – Амплітудна характеристика підсилювача

Для оцінки роботи підсилювача на різних частотах використовуються амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики (рис. 3.4).

При дуже низьких частотах $f_H \rightarrow 0$ коефіцієнт підсилення підсилювача наближається до нуля, тому що опір конденсаторів $C3$ і $C4$:

$$X_{C3,4} = 1/(2\pi f_H C_{3,4}) \rightarrow \infty.$$



а - амплітудно-частотна характеристика;
б - фазочастотна характеристика

Рисунок 3.4 – Характеристики підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком

При дуже високих частотах ($f_B \rightarrow \infty$) коефіцієнт підсилення підсилювача наближається до нуля, тому що опір навантажувальної ємності

$$X_{C_H} = 1/(2\pi f_B C_H) \rightarrow 0.$$

Навантажувальна ємність C_H складається з вхідної ємності навантажувального каскаду і ємності монтажу

$$C_H = C_{BX2} + C_M.$$

До виходу підсилювача ємність C_H і резистор R_H під'єднуються паралельно.

На рис. 3.4 застосовуються наступні позначення:

$K_{сер}$ - максимальний коефіцієнт підсилення за напругою (на середніх частотах);

f_H, f_B - нижня та верхня граничні частоти;

$\Delta f = f_B - f_H$ - ширина смуги пропускання.

Послідовне з'єднання каскадів підсилювача приводить до зменшення спільної смуги пропускання.

Фазочастотна характеристика підсилювача (рис. 3.4, б) показує, що на ділянці нижніх частот вихідна напруга випереджає за фазою вхідну, а на ділянці верхніх частот відстає від неї. У граничних випадках $f \rightarrow 0$ та $f \rightarrow \infty$ кут зсуву фаз наближається відповідно до $\pi/2$ та мінус $\pi/2$.

3.1.3 Вплив кіл зворотного зв'язку на роботу підсилювача

Дія зворотного зв'язку у електронних схемах заснована на особливому способі збудження, коли вихідний сигнал схеми впливає на її вхідний сигнал.

Позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ) - це зв'язок, при якому фаза напруги, підведеної з виходу на вхід схеми, збігається з фазою вхідної напруги схеми.

Коли фази обох сигналів збігаються, то на вхід підсилювача подається збільшена напруга порівняно з напругою на вході схеми.

ПЗЗ є основою роботи генераторів.

Негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) - це зв'язок, при якому фаза напруги, підведеної з виходу на вхід схеми, є протилежною фазі вхідної напруги схеми.

НЗЗ викликає зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, тому що із напруги, поданої на вхід схеми, віднімається напруга, що надходить з кола НЗЗ. Внаслідок цього на вході схеми діє більша напруга, ніж на вході підсилювача. При цьому вихідна напруга має менше значення.

Уведення НЗЗ спричиняє розширення смуги пропускання підсилювача, при цьому нижня гранична частота зменшується, а верхня гранична частота збільшується, але добуток коефіцієнта підсилення на ширину смуги пропускання є постійною величиною.

Властивості схеми з НЗЗ, до яких належать і значення вхідного і вихідного опорів, залежать від способу зняття сигналу з виходу схеми і його передачі на вхід.

3.2 Дослідження двокаскадного підсилювача

3.2.1 Ознайомлення з лабораторною установкою ЛУ-4

Уважно розгляньте верхню панель лабораторної установки і засвойте правила використання контрольно-вимірювальних приладів, які використовуються при проведенні даної роботи (додаток А).

3.2.2 Дослідження параметрів, характеристик двокаскадного підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком на каскадах CE-CE

3.2.2.1 Зберіть схему підсилювача (рис.3.5).

3.2.2.2 Ввімкніть установку тумблером „МЕРЕЖА”.

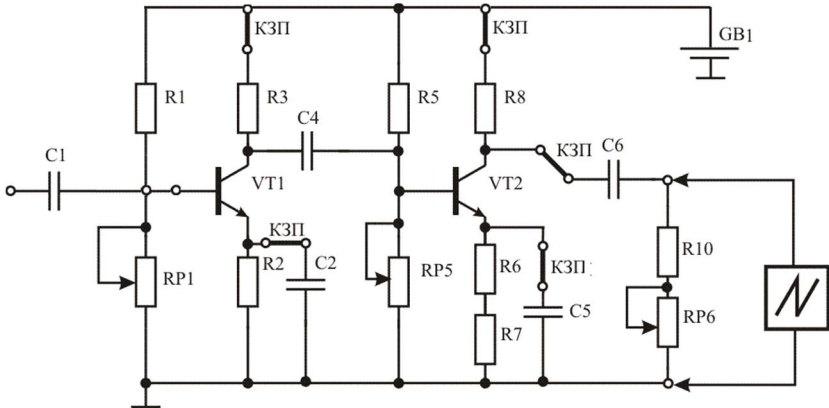


Рисунок 3.5 - Схема підсилювача на каскадах CE-CE

3.2.2.3 Виміряйте величину напруги джерела $GB1$.

3.2.2.4 Задайте положення робочих точок спочатку транзистора $VT1$, а потім транзистора $VT2$. Для цього підключіть вольтметр між колектором транзистора і корпусом. Установіть потенціали колекторів рівними половині напруги джерела $GB1$ за допомогою потенціометрів $RP1$ і $RP5$.

3.2.2.5 Виміряйте напруги $U^1_{be\ 0}$, $U^2_{be\ 0}$, $U^1_{ke\ 0}$, $U^2_{ke\ 0}$ і струми $I^1_{ke\ 0}$, $I^2_{ke\ 0}$ (верхній індекс відповідає номеру каскаду; індекс "0" відповідає режиму спокою). Результати занесіть у табл. 3.1, форма якої наводиться нижче.

3.2.2.6 Підключіть осцилограф з метою спостереження форми вихідного сигналу.

3.2.2.7 На вхід підсилювача подайте безперервний сигнал синусоїдальної форми. Для чого з'єднайте вихід генератора $G1$ за допомогою короткозамкненої перемички (КЗП) зі входом підсилювача і установіть тумблер $SA1$ у положення „~”.

3.2.2.8 Змінюючи амплітуду вхідного сигналу ручкою

потенціометра " $U_{\text{мвх}}$ " і використовуючи органи керування осцилографа, добийтеся стійкого зображення на екрані осцилографа одного періоду вихідного сигналу. При цьому максимально використовуйте площину екрана осцилографа.

Таблиця 3.1- Результати вимірювань

Показники підсилювача	Схема СЕ-СЕ		Схема СЕ-СК		Схема СЕ-СЕ			
	1 каскад	2 каскад	1 каскад	2 каскад	ПЗЗ+НЗЗ		НЗЗ	
					1 каскад	2 каскад	1 каскад	2 каскад
$U_{\text{бс о}}, \text{В}$								
$U_{\text{кв о}}, \text{В}$								
$I_{\text{к о}}, \text{мА}$								
$U_{\text{мвх}}, \text{В}$								
$U_{\text{мвх}}, \text{В}$								
K_U								
$K_{U\Sigma}$								
$R_{\text{вх}}, \text{кОм}$								
$f_{\text{в}}, \text{кГц}$								

3.2.2.9 Виміряйте амплітуди напруги на вході та виході кожного каскаду: $U_{1\text{м вх}}$, $U_{1\text{м вих}}$, $U_{2\text{м вх}}$, $U_{2\text{м вих}}$. Результати вимірювань занесіть у табл. 3.1. Слід пам'ятати, що вольтметр вимірює діюче значення, а осцилограф - амплітудне.

3.2.2.10 Розрахуйте коефіцієнти підсилення за напругою першого і другого каскадів K_{1U} , K_{2U} , а також коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилювача $K_{U\Sigma}$.

3.2.2.11 Виміряйте амплітудну характеристику двокаскадного підсилювача за допомогою вимірювання амплітуди вхідного сигналу синусоїдальної форми, який формується генератором G1, і реєструючи амплітуди вихідного сигналу за допомогою осцилографа. За результатами вимірювань побудуйте амплітудну характеристику підсилювача і знайдіть її робочу ділянку.

3.2.2.12 По черзі замініть резистори у ланцюгах колектора $R3$ на $R4$, $R8$ на $R9$. Змініть величину опору навантаження ($RP6$). Зробіть висновок щодо впливу їх номіналів резисторів на параметри підсилювача.

3.2.2.13 Зробіть оцінку частотним властивостям підсилювача за допомогою імпульсів прямокутної форми. Для чого подайте прямокутні імпульси невеликої амплітуди на вхід схеми за допомогою генератора $G1$. Переконайтеся, що зміна амплітуди вхідного сигналу не приводить до зміщення робочої точки у ділянку насичення, у протилежному випадку необхідно зменшити амплітуду вхідних імпульсів.

За допомогою осцилограми вихідного імпульсу з максимально "розтягнутим" фронтом, виміряйте його час наростання t_H і розрахуйте верхню граничну частоту f_v :

$$f_v = (0,35 \dots 0,5) / t_H.$$

Прогляньте осцилографом осцилограми прямокутних імпульсів на вході і виході першого каскаду, на вході і виході другого каскаду. Зверніть увагу на полярність сигналів у цих точках, результати занесіть у таблицю 3.1.

3.2.3 Дослідження параметрів і характеристик двокаскадного підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком на каскадах СЕ-СК

Зберіть схему підсилювача (рис. 3.6).

Ручкою потенціометра $RP1$ задайте положення робочої точки для $VT1$. Користуючись методикою підрозділу 3.2.2, проведіть дослідження амплітудної та частотної характеристик даного підсилювача. Результати вимірів і розрахунків занесіть у табл. 3.1, а характеристики побудуйте у тих же площинах. Порівняйте їх з даними попереднього підсилювача. Зробіть висновок.

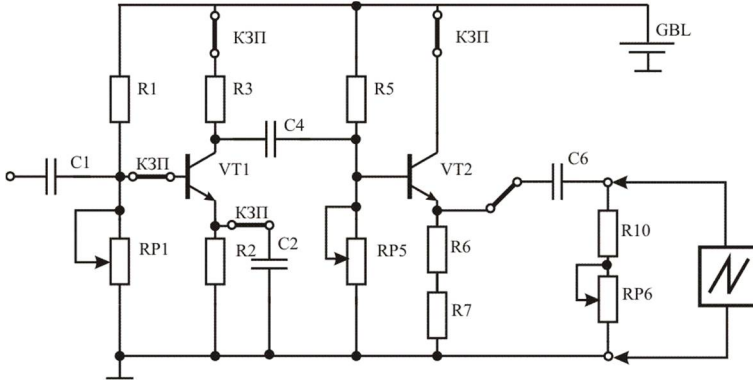


Рисунок 3.6 - Схема підсилювача на каскадах СЕ-СК

3.3 Дослідження впливу кіл зворотних зв'язків на параметри двокаскадного підсилювача

3.3.1 Встановлення робочих точок транзисторів

Зберіть схему підсилювача без підключення кіл ЗЗ (рис. 3.7). Ручками потенціометрів $RP1$, $RP5$ задайте положення робочих точок для $VT1$ і $VT2$ ($U_{ке0}^1 = U_{ке0}^2 = 0,5U_{ж}$). Подайте на вхід підсилювача з генератора $G1$ неперервний сигнал синусоїдальної форми і добийтеся сталого зображення одного періоду вихідного сигналу підсилювача з максимальною амплітудою і мінімальними спотвореннями. Результати досліджень занесіть у табл. 3.1.

Для дослідження впливу кіл ЗЗ зробіть дії у нижченаведеній послідовності.

3.3.2 Дослідження впливу ПЗЗ

Замкніть коло ПЗЗ за напругою за допомогою КЗП, з'єднавши $RP3$ з базою $VT1$. Змінюючи опір $RP3$, добийтеся збудження підсилювача. Повторіть декілька разів цю операцію і зробіть висновок щодо впливу ПЗЗ на роботу підсилювача. Виміряйте величину струму і напруги в колі ПЗЗ.

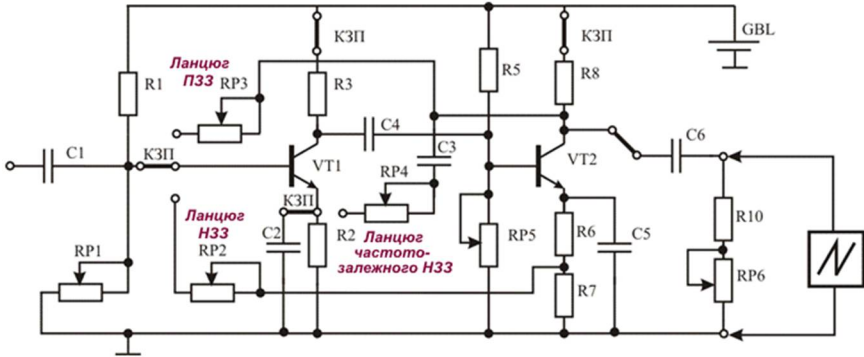


Рисунок 3.7 - Схема підсилювача для дослідження впливу кіл 33

3.3.3 Дослідження впливу ПЗЗ+НЗЗ

Замкніть коло НЗЗ за постійним струмом за допомогою з'єднання $RP2$ з базою $VT1$. Змінюючи опір $RP2$ і спостерігаючи за зміною форми вихідного сигналу, добийтеся сталої роботи підсилювача. Виміряйте величину струму і напруги у колі НЗЗ. Зробіть висновок щодо додаткового впливу на роботу схеми НЗЗ.

Як змінився вихідний опір підсилювача при введенні НЗЗ за струмом?

3.3.4 Дослідження впливу НЗЗ

Зніміть КЗП, що з'єднують $RP2$ з базою $VT1$ і $RP3$ з базою $VT1$. Введіть послідовний частотно-залежний НЗЗ за напругою за допомогою підключення $RP4$ до емітера $VT1$. При цьому $C2$ відімкніть. Змінюючи глибину НЗЗ рукою потенціометра $RP4$, добийтеся сталої роботи підсилювача. За допомогою НЗЗ з виходу другого каскаду через $C3$ і $RP4$ подається частина енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача. Ємність $C3$ вибирається такою, щоб її опір на середніх і високих частотах був достатньо малим. У цьому разі глибина зворотного зв'язку буде визначатися тільки опором $RP4$. Виміряйте вихідний струм і вихідну напругу підсилювача. Розрахуйте $R_{\text{вих}}$ підсилювача з колом НЗЗ. Порівняйте отримані результати і зробіть висновки.

3.4 Вимоги до звіту

Звіт повинен містити:

- мету роботи;
- схеми підсилювачів (рис. 3.5, 3.6, 3.7);
- амплітудні характеристики підсилювачів на каскадах СЕ-СЕ та СЕ-СК;
- результати вимірів і параметри підсилювачів за формою, показаною у табл. 3.1;
- висновки по кожному пункту завдання з аналізом результатів досліджень.

3.5 Контрольні запитання

- 1 Який принцип роботи має двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісним зв'язком?
- 2 Які типи міжкаскадних зв'язків використовують?
- 3 Яке призначення ємностей у двокаскадному підсилювачі з резистивно-ємнісним зв'язком?
- 4 Для чого виконують каскадування?
- 5 Яке призначення підсилювального каскаду зі СК?
- 6 Які характерні ділянки має амплітудна характеристика підсилювача?
- 7 Які основні параметри підсилювача?
- 8 Як визначається ширина смуги пропускання підсилювача?
- 9 Яку форму має фазочастотна характеристика підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком?
- 10 Яка різниця між ПЗЗ і НЗЗ?
- 11 Як діє термостабілізація у каскадах?
- 12 Як зміниться смуга пропускання підсилювача, якщо додати у його схему ще один каскад, що підсилює напругу?

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4 „ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ”

Мета роботи - вивчення принципу дії, основних параметрів і характеристик операційного підсилювача; експериментальне дослідження та аналіз схем на операційних підсилювачах.

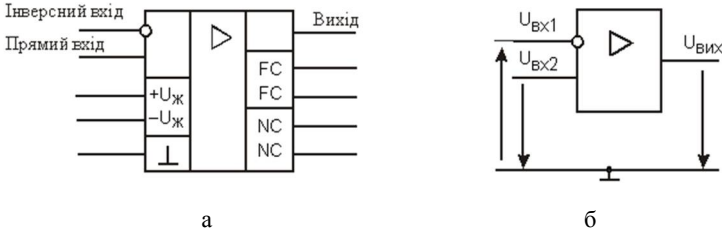
4.1 Теоретичні відомості

Операційним підсилювачем (ОП) називається підсилювач постійного струму, який має коефіцієнт підсилення вище тисячі, великий вхідний та малий вихідний опори, забезпечує підсилення сигналів у смузі частот до десятків мегагерц з низьким рівнем шумів при добрій температурній стабільності. Підсилювачі постійного струму відрізняються від підсилювачів змінного струму тим, що дозволяють підсилювати сигнали, які повільно змінюються у часі. На вході, виході і поміж каскадами у них відсутні реактивні компоненти (конденсатори, трансформатори), які не пропускають постійну складову сигналу.

Спочатку ОП призначався для виконання різних математичних операцій в аналоговій обчислювальній техніці, та надалі став найбільш широко використовуваною універсальною аналоговою ІС. Зараз на основі ОП розробляються схеми виборчих підсилювачів, генераторів, перетворювачів, активних фільтрів, електронних стабілізаторів, а також інші функціональні вузли. Умовне позначення ОП приведене на рис. 4. 1.

Підсилювач (рис 4.1, а) має основні і допоміжні виводи. До основних виводів відносяться вихідний вивід і два вхідних. Вхід, напруга на якому зсунута за фазою на 180° відносно вихідної напруги, називається *інвертувальним* і позначається знаком інверсії. Вхід, напруга на якому збігається за фазою з вихідною напругою, називають *неінвертувальним*.

До допоміжних виводів відносяться виводи для підключення електричного кола, який коригує амплітудно-частотну характеристику ОП, які мають мітки *FC* на допоміжному полі, а також виводи з мітками *NC* - для підключення елементів балансування за постійним струмом (з метою установки нуля на виході при $U_{m\text{ вх}1} = U_{m\text{ вх}2} = 0$).



а – умовне позначення;
б – спрощене умовне позначення

Рисунок 4.1 - Позначення ОП

Допоміжні виводи з мітками $+U_{ж}$, $-U_{ж}$ призначені для організації двополярного живлення схеми, щоб забезпечити можливість роботи як з позитивними, так і з негативними вхідними сигналами. При двополярному живленні постійна напруга на виході відсутня за умови, що постійних напруг на входах немає. Завдяки вказаній якості джерела вхідних сигналів і навантаження можливо безпосередньо підключати до виводів ОП, не турбуючись про розподіл змінної та постійної складових і не ризикуючи змінити статичні режими роботи підсилювальних каскадів. Вивід з міткою "⊥" з'єднується зі спільним виводом пристрою, до якого входить ОП.

Для більшої наочності принципів схем допускається спрощене позначення ОП (рис. 4.1, б), яке має тільки основне поле і сигнальні виводи.

Якщо до входів прикласти синфазні, діючі одночасно, однакові за величиною і фазою відносно спільного дроту сигнали, то їх вплив буде взаємно збалансованим, і вихід буде мати нульовий потенціал. Завдяки цьому параметри ОП мало чутливі до зміни напруги живлення, температури та інших зовнішніх факторів.

Якщо на входи ОП подані різні за фазою і амплітудою сигнали, то ОП підсилює їх різницю: $U_{\text{диф}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$. Такі сигнали називаються диференціальними. Вихідна напруга ОП вимірюється відносно спільного дроту.

При використуванні ОП в схемах з глибоким зворотним зв'язком параметри схем визначаються переважно параметрами кола **негативного зворотного зв'язку (НЗЗ)**, а сам ОП стає функціонально непомітним. Такий ОП за своїми характеристиками повинен наближатися до ідеального, тобто мати нескінченно великий

коефіцієнт підсилення у нескінченно великій смузі пропускання, нескінченний вхідний і нульовий вихідний опори.

Реальні параметри ОП можуть тільки наближатися до ідеальних властивостей. Наприклад, якщо коефіцієнт підсилення схеми, що визначається колом НЗЗ, дорівнює 10, а коефіцієнт підсилення підсилювача дорівнює 10^6 , то з практичної точки зору останній коефіцієнт близький до нескінченності.

На рис. 4.2 приведені амплітудні (передавальні) характеристики ОП для випадків: а - вхідний сигнал подається на інвертувальний вхід 1, а неінвертувальний вхід 2 заземлений ($U_{\text{вих}}$ протифазно $U_{\text{вх1}}$); б - вхідний сигнал подається на неінвертувальний вхід 2, а інвертувальний вхід 1 заземлений ($U_{\text{вих}}$ синфазно $U_{\text{вх2}}$).

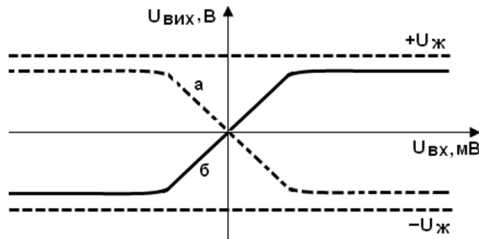


Рисунок 4.2 - Амплітудні характеристики ОП

ОП характеризуються параметрами, за якими вибирають той чи інший прилад для використання у реальній схемі.

До основних параметрів ОП відносяться наступні параметри.

Вхідні опори в залежності від характеру сигналу, що подається на входи, поділяються на диференціальний і синфазний.

Вхідний опір для диференціального сигналу - це повний вхідний опір, визначається формулою:

$$R_{\text{вх диф}} = \Delta U_{\text{вх диф}} / \Delta I_{\text{вх}},$$

де $\Delta U_{\text{вх диф}}$ - прирощення напруги між входами ОП;

$\Delta I_{\text{вх}}$ - прирощення вхідного струму неінвертувального входу у режимі короткого замикання.

Значення $R_{\text{вх диф}}$ знаходиться в інтервалі декількох десятків кілоом - сотень мегаом. Велике $R_{\text{вх диф}}$ дозволяє забезпечити керування підсилювачем при найменших витратах потужності джерела сигналу та передати на вхід ОП без втрат напругу джерела сигналу.

Вхідний опір для синфазного сигналу визначається як зміна вхідного струму під дією вхідної синфазної напруги:

$$R_{\text{вх сф}} = \Delta U_{\text{вх сф}} / \Delta I_{\text{вх}},$$

де $\Delta U_{\text{вх сф}}$ - прирощення вхідної синфазної напруги вхід - "земля".

Вхідний синфазний опір $R_{\text{вх сф}}$ на декілька порядків більше $R_{\text{вх диф}}$, тому що синфазна складова подавляється ОП.

Вхідні струми обумовлені необхідністю забезпечити нормальний режим роботи вхідного диференційного каскаду ОП на біполярних транзисторах. При використанні у схемі польових транзисторів – це струми можливих витоків. Коли до обох входів підключені джерела сигналів з різними внутрішніми опорами, то струми зміщення створюють різні падіння напруги на цих внутрішніх опорах. Між входами ОП з'являється диференціальний сигнал, який змінює вихідну напругу. З метою його зменшення опори, що підключаються до обох входів, треба мати по-можливості однаковими. Реально струми входів ОП відрізняються один від одного на 10 ... 20%.

Середній вхідний струм $I_{\text{вх}}$ - середнє арифметичне значення постійних струмів інвертувального і неінвертувального входів у відсутності сигналу.

Зазвичай $I_{\text{вх}}$ не перевищує сотень наноампер.

Вхідний струм зсуву $I_{\text{вх}} = I_{\text{вх2}} - I_{\text{вх1}}$ - різниця вхідних струмів, він у декілька разів менше середнього вхідного струму. Знаючи струм зсуву, можна підібрати номінал балансувального резистора.

Напруга зміщення нуля $U_{\text{зм}}$ – це потенціал на виході підсилювача при нульовому вхідному сигналі, розділеному на коефіцієнт підсилення. Цей параметр показує яке джерело напруги треба підключити до входу ОП для отримання на виході $U_{\text{вих}} = 0$. Потенціал на виході при відсутності сигналу на вході з'являється внаслідок різниці падіння напруги база – емітер вхідних інтегральних транзисторів, розкиду номіналів їх навантажень і наявності вхідних струмів.

Дрейф вихідної напруги зміщення - $\varepsilon_{\text{зм}} = \Delta U_{\text{зм}} / \Delta T^{\circ}\text{C}$ – відношення прирощення вхідної напруги зміщення до прирощення температури навколишнього середовища. Зазвичай він складає 1...5 мкВ/°С.

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ - внутрішній опір виходу ОП. Зазвичай складає 20...2000 Ом (у залежності від схемотехнічного рішення і призначення ОП). Він зменшує амплітуду вихідного сигналу, особливо при роботі підсилювача на малий опір навантаження при слабкому НЗЗ. Коли у ОП присутня схема захисту від коротких замикань, вихідний опір не обмовляється.

Коефіцієнт підсилення напруги K_U $= \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{вих}} / (\Delta U_{\text{вх2}} - \Delta U_{\text{вх1}})$ - відношення прирощення $U_{\text{вих}}$ до відповідного прирощення різниці вхідних напруг при замкненому колі зворотного зв'язку. У ідеальних ОП $K_U \rightarrow \infty$. У реальних ОП коефіцієнт підсилення складає від сотні до сотень тисяч.

Напруга на виході підсилювача обмежена напругою джерела живлення, яка зазвичай не перевищує 10...15 В, тому при великих коефіцієнтах підсилення напруга $U_{\text{вх}}$ є дуже малою. При більших $U_{\text{вх}}$ транзистори переходять у режим насичення.

Смуга пропускання - смуга частот, у котрій $U_{\text{вих}}$ зменшується не більш, ніж на 0,707 свого максимального значення при незмінній амплітуді на вході. Іноді вказується частота одиничного підсилення f_T , при якій коефіцієнт підсилення зменшується до одиниці.

Частота зрізу $f_{\text{зр}}$ - частота, до якої лінеаризована амплітудно-частотна характеристика підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, залишається плоскою.

Швидкість наростання вихідної напруги $V_{U_{\text{вих}}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta t$ - відношення прирощення $\Delta U_{\text{вих}}$ до інтервалу часу, за який відбувається це прирощення при подачі на вхід прямокутного імпульсу. Чим вище частота зрізу, тим більше швидкість наростання вихідної напруги.

Час установлення вихідної напруги $t_{\text{уст}}$ - час, протягом якого $U_{\text{вих}}$ ОП змінюється від рівня 0,1 до рівня 0,9 сталого значення $U_{\text{вих}}$ при дії на вхід ОП прямокутних імпульсів. Час установлення також є пропорційним частоті зрізу.

Максимальний вихідний струм $I_{\text{вих max}}$ - гранична амплітуда вихідного струму, який може бути поданим на навантаження.

Максимальна потужність розсіювання P_{max} - максимально допустима потужність, котра може бути розсіяна ОП при наявності вхідної напруги і приєднаного навантаження.

Основні параметри ОП 140УД7 приведені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Основні параметри ОП 140УД7

Параметр	Значення параметра
Коефіцієнт підсилення за напругою, в.о.	50000
Напруга джерела живлення $U_{дж}$, В	± 15
Опір вхідний $R_{вх}$, МОм	$\geq 0,4$
Опір вихідний $R_{вих}$, Ом	150
Опір навантаження (максимально допустимий), кОм	2
Струм вхідний $I_{вх}$ при $U_{дж}=\pm 15В$, $R_{н}=2кОм$, нА	200
Різниця вхідних струмів $\Delta I_{вх}$ при $U_{дж}=\pm 15В$, $R_{н}=2кОм$, нА	50
Струм споживання $I_{спож}$ при $U_{дж}=\pm 15В$, $R_{н}=2кОм$, мА	2,8
Максимальний вихідний струм $I_{вих\ max}$, мА	20
Максимальна вихідна напруга $U_{вих\ max}$ при $U_{дж}=\pm 15В$, В	10,5
Максимальна вхідна напруга $U_{вх\ max}$, В	12
Напруга зміщення $U_{зм}$, мВ	4
Напруга синфазного сигналу (максимально допустима) при $U_{дж}=\pm 15В$, В	12
Частота одиничного підсилення f_T , МГц	0,8
Швидкість наростання вихідної напруги $V_{U_{вих}}$, В/мкс	0,7
Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу $K_{ос\ сф}$, дБ	70
Температурний дрейф напруги зміщення $\Delta U_{зм}/\Delta T$, мкВ/°С	6

У роботі досліджується ОП 140УД7, розпіновка його показана на рис. 4.3.

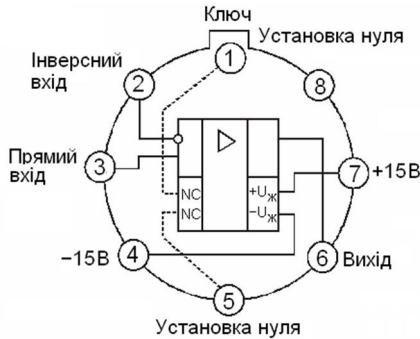
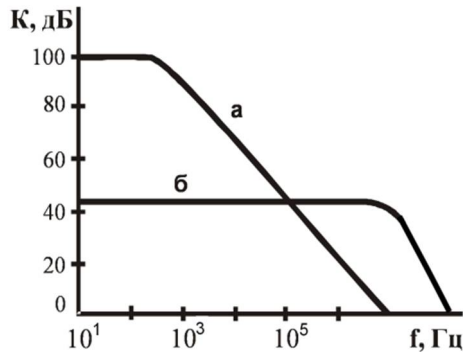


Рисунок 4.3 - Розпіновка ОП 140УД7

ОП 140УД7 має внутрішню частотну корекцію на конденсаторі C_k , котрий створює НЗЗ у проміжному підсилювальному каскаді ОП. При збільшенні частоти опір C_k зменшується, тому глибина ЗЗ збільшується, а коефіцієнт підсилення зменшується.

Частотна корекція необхідна для усунення автоколивань, які можуть виникнути при введенні ЗЗ. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика ОП 140УД7 з внутрішньою частотною корекцією приведена на рис. 4.4 (крива а).



- а – ОП з внутрішньою частотною корекцією;
- б – ОП з випереджальною частотною корекцією

Рисунок 4.4 - Амплітудно-частотна характеристика ОП 140УД7

Внутрішньої корекції іноді недостатньо для забезпечення стійкої роботи підсилювача. Тому її доповнюють зовнішніми ланцюгами корекції. Якщо підключити до виводу 8 додатковий навісний конденсатор, то можна змінити частотну корекцію і ліквідувати автоколивання. При підключенні конденсатора між виводами 2 і 8 з'являється позитивний зворотний зв'язок, який зменшує глибину негативного ЗЗ, здійсненого через внутрішній коригуючий конденсатор. Така частотна корекція називається випереджальною. При цьому збільшується швидкість наростання $U_{\text{вих}}$ і підвищується частота, при якій починається зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача. Логарифмічна АЧХ підсилювача з випереджальною частотною корекцією приведена на рис. 4.4 (крива б).

4.2 Завдання

В роботі необхідно виконати дії у такій послідовності:

- вивчіть принцип дії ОП, ознайомтеся з параметрами, характеристиками, схемами вмикання і можливостями застосування ІМС ОП;
- роздивитесь передню панель установки ЛУ-5 і вивчіть правила роботи з приладами, які використовуються при виконанні роботи (правила роботи з осцилографом С1-73 приведені у додатку А);
- проведіть дослідження роботи інвертувального підсилювача, неінвертувального підсилювача, повторювача напруги, інтегратора, диференціатора.

4.3 Порядок виконання завдання

4.3.1 Дослідження інвертувального підсилювача

Використовуючи короткозамкнені перемички (КЗП), складіть схему підсилювача з паралельним ЗЗ (рис.4.5).

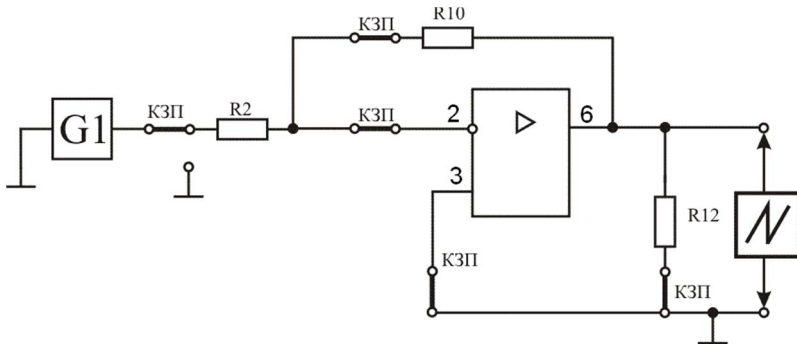


Рисунок 4.5 - Схема інвертувального підсилювача

З дозволу викладача ввімкніть лабораторну установку тумблером "МЕРЕЖА". Виміряйте напругу живлення ОП (виводи 4 і 7).

Зробіть висновок щодо величини і полярності напруги живлення.

Вимкніть КЗП, яка з'єднує джерело напруги $G1$ і резистор $R2$. За допомогою КЗП приєднайте резистор $R2$ до гнізда "⊥". При цьому $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$.

Виміряйте величину вихідної напруги $U_{\text{вих}}$. Якщо $U_{\text{вих}} \neq 0$, то ручкою потенціометра $PR1$ "БАЛАНС" добийтеся, щоб напруга $U_{\text{вих}}$ була нульовою на самій малій межі вимірювання приладу. Після виконання балансування ОП положення ручки "БАЛАНС" змінювати не можна.

Установіть тумблер $SA1$ у положення „ \sim ”. Підключіть до виходу генератора $G1$ осцилограф і за допомогою ручки потенціометра " $U_{\text{м вх}}$ " задайте амплітуду синусоїдального сигналу порядку $0,1 \dots 0,2$ В.

Отримайте на екрані осцилографа стійке зображення одного періоду гармонічного сигналу. Виміряйте його амплітуду і період. Подайте цей сигнал на вхід підсилювача (з'єднайте вихід генератора $G1$ з опором $R2$). Осцилографом виміряйте амплітуду вихідного сигналу.

Розрахуйте коефіцієнт підсилення двома способами: використовуючи амплітудні значення вхідної і вихідної напруги, а також використовуючи значення номіналів резисторів, які установлені у колі НЗЗ (R_0) і на інвертувальному вході (R_B):

$$K = - U_{\text{м вих}} / U_{\text{м вх}} = - R_0 / R_B = - R10 / R2.$$

Замість КЗП підключіть міліамперметр і виміряйте вхідний і вихідний струми. Порівняйте їх з відповідними паспортними параметрами ОП.

Не змінюючи амплітуду вхідного сигналу, замініть опір $R10$ у колі НЗЗ на $R11$. Виміряйте амплітуду вихідного сигналу. Розрахуйте коефіцієнт підсилення підсилювача.

Замініть опір $R2$ у вхідному колі на $R3$. Роздивитесь осцилограму вихідного сигналу. Розрахуйте коефіцієнт підсилення підсилювача.

Зробіть висновки про те, як залежить коефіцієнт підсилення підсилювача від величини резисторів R_0 , R_B і коефіцієнта підсилення самого ОП.

4.3.2 Зняття передавальної характеристики інвертувального підсилювача

Відновіть у вхідному колі опір $R2$, а у колі НЗЗ - $R10$. Зніміть передавальну характеристику підсилювача, тобто залежність $U_{\text{м вих}} = f(U_{\text{м вх}})$. Амплітуду вхідного сигналу змінюйте у діапазоні $0,1$;

0,2...1,2В. Під час роботи не допускайте спотворення форми вихідного синусоїдального сигналу. Результати вимірів занесіть у таблицю.

Передавальна характеристика при побудові повинна знаходитись у II і IV квадрантах координатної площини.

4.3.3 Визначення швидкості наростання вихідної напруги інвертувального підсилювача

Подайте на інвертувальний вхід підсилювача імпульси прямокутної форми амплітудою 0,4...0,5 В. Для цього вимикач *S*_{А1} переведіть у положення „ \square ”. Подивитесь на осцилограму вихідного сигналу. Виміряйте амплітуду і зверніть увагу на полярність виводів. Зробіть висновок.

Одержіть на екрані осцилографу один вихідний імпульс і, розтягнувши його передній фронт, виміряйте час установа. Розрахуйте швидкість наростання вихідної напруги за формулою

$$V = U_{\text{м вих}} / t_{\text{уст.}}$$

Порівняйте значення швидкості наростання з паспортним параметром.

За допомогою КЗП з'єднайте інвертувальний вхід 2 через конденсатор *C*₂ з виводом 8 ОП. Як зміниться при цьому швидкість наростання вихідної напруги?

Зробіть висновок щодо призначення конденсатора *C*₂. Установіть ручку потенціометра "*U*_{м вх}" у крайнє ліве положення і відімкніть установку.

4.3.4 Дослідження неінвертувального підсилювача

Складіть схему неінвертувального підсилювача (рис. 4.6).

Увімкніть установку і зробіть балансування ОП. Для цього неінвертувальний вхід ОП за допомогою КЗП з'єднайте з корпусом, тимчасово відімкніть джерело *G*₁. Після балансування ОП до ручки "БАЛАНС" не доторкайтеся!

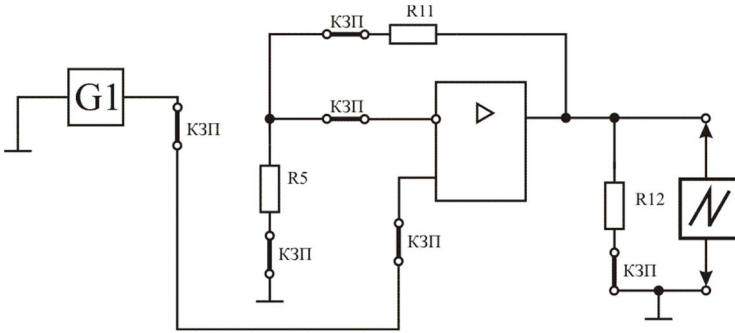


Рисунок 4.6 - Схема неінвертувального підсилювача

З'єднайте джерело $G1$ з неінвертувальним входом ОП і подайте на нього прямокутні імпульси амплітудою $0,2 \dots 0,3$ В. Зверніть увагу на їх полярність. Підключіть осцилограф до виходу підсилювача і виміряйте амплітуду вихідних сигналів. Чи змінилася полярність імпульсів?

Розрахуйте коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача:

$$K = U_{m \text{ вих}} / U_{m \text{ вх}} = 1 + R_O / R_B = 1 + R11 / R5.$$

Замініть резистор $R11$ на $R10$. Як змінилася амплітуда вихідних імпульсів?

Відновіть у колі НЗЗ $R11$ і подайте на вхід підсилювача сигнал синусоїдальної форми.

Зніміть і побудуйте передавальну характеристику неінвертувального підсилювача.

Відімкніть установку і зробіть висновки щодо роботи підсилювача.

4.3.5 Дослідження повторювача напруги

Використовуючи КЗП, зберіть схему повторювача напруги (рис. 4.7).

Увімкніть установку і зробіть балансування ОП. Подайте на неінвертувальний вхід ОП прямокутні імпульси амплітудою $0,6 \dots 0,7$ В. Запам'ятайте їх полярність. Підключіть осцилограф до

виходу підсилювача, виміряйте амплітуду вихідних імпульсів і зверніть увагу на їх полярність. Змінилася вона чи ні порівняно з полярністю вхідних імпульсів?

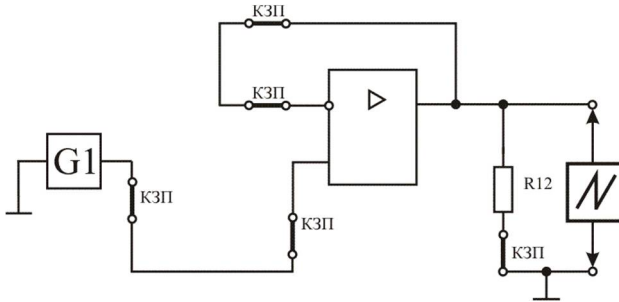


Рисунок 4.7 - Схема повторювача напруги

Змініть амплітуду вхідних імпульсів. Як змінилася амплітуда вихідних імпульсів? Розрахуйте коефіцієнт підсилення для даної схеми:

$$K_U = U_{\text{т вих}} / U_{\text{т вх}}$$

Де може бути пристосований даний підсилювач?

Установіть амплітуду вхідних сигналів на неінвертувальному вході 0,3...0,4 В. Максимально використовуючи робочу площину екрана осцилографа, оцініть кругість вхідних і вихідних імпульсів і визначте швидкість наростання вихідної напруги. Подивитесь, як зміняться осцилограми вихідних імпульсів при зміні амплітуди вхідних.

Відімкніть установку і зробіть висновки щодо роботи підсилювача.

4.3.6 Дослідження інтегратора

Складіть схему активного інтегратора (рис.4.8).

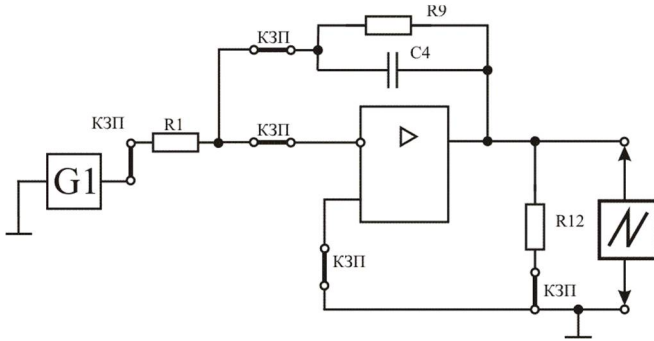


Рисунок 4.8 - Схема інтегратора

Ввімкніть установку і зробіть балансування ОП. Подайте на його вхід прямокутні імпульси з джерела $G1$. Ця схема чутлива до малих змін постійної складової вхідного сигналу (коефіцієнт підсилення при постійному струмі у цієї схеми дорівнює 100). Яка роль опору $R9$? Що відбудеться, якщо його прибрати? Подивитесь при цьому на осцилограми вхідних і вихідних сигналів. Виміряйте амплітуди вхідних і вихідних імпульсів. Вихідна напруга для даної схеми розраховується за формулою

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{R1 \cdot C4} \int U_{\text{вх}} dt + const.$$

Порівняйте її з вимірним значенням.

Змініть $R1$ на $R2$. Як зміниться форма вихідних імпульсів? До чого приведе зміна амплітуди вхідних імпульсів? Проведіть експерименти і зробіть висновок.

Відімкніть установку.

4.3.7 Дослідження диференціатора

Складіть схему активного диференціатора (рис.4.9).

Подайте на вхід диференціатора прямокутні імпульси. Роздивитесь осцилограми вхідних і вихідних імпульсів, виміряйте їх амплітуди.

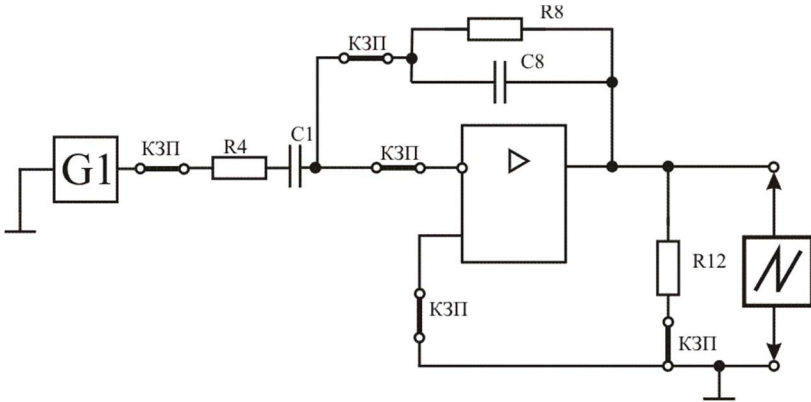


Рисунок 4.9 - Схема диференціатора

Вихідна напруга диференціатора визначається за формулою

$$U_{\text{вих}} = -R8 \cdot C6 \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}.$$

Порівняйте її з вимірним значенням.

Змініть амплітуду вхідних імпульсів. Як зміниться форма вихідних імпульсів? Відімкніть установку. Зробіть висновок.

4.4 Вимоги до звіту

Звіт повинен містити:

- схеми досліджень (рис. 4.5 ÷ 4.9);
- передавальні характеристики інвертувального і неінвертувального підсилювачів;
- формули і результати розрахунків коефіцієнтів підсилення за напругою інвертувального, неінвертувального підсилювачів і повторювача напруги;
- значень швидкості наростання вихідної напруги інвертувального підсилювача та повторювача напруги;
- значень вихідної напруги інтегратора і диференціатора;
- висновки за результатами виконання кожного пункту завдання.

4.5 Контрольні запитання

- 1 Охарактеризуйте призначення ОП.
- 2 Які параметри ОП є найбільш важливими?
- 3 Дайте порівняльну характеристику відносно коефіцієнта підсилення інвертувальної і неінвертувальної схеми ввімкнення ОП.
- 4 Як здійснюється і для чого призначена корекція частотних характеристик ОП?
- 5 Яке призначення повторювача напруги?
- 6 Чому ОП має двополярне живлення?
- 7 Чому при проектуванні ОП прагнуть збільшити коефіцієнт підсилення за напругою і вхідний опір?
- 8 Яке призначення опору R_9 у схемі інтегратора (рис.4.8)?
- 9 Може інтегратор служити для перетворення вхідних сигналів з великим рівнем постійної складової?
- 10 Для чого використовуються виводи з мітками FC на допоміжному полі умовного графічного позначення ОП?
- 11 Чому ОП називають підсилювачем постійного струму?
- 12 Може чи ні коефіцієнт підсилення за напругою повторювача напруги дорівнювати 10?
- 13 З якою метою використовуються виводи з мітками FC на допоміжному полі графічного позначення ОП?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 „ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПРИСТРОЇ НА ОП”

Мета роботи - вивчення принципів роботи, параметрів, умов самозбудження RC -автогенераторів гармонійних коливань та їх схемної реалізації; дослідження роботи регенеративних компараторів на ОП.

5.1 Теоретичні відомості

5.1.1 Автогенератори гармонійних коливань

Автогенератори гармонійних коливань перетворюють енергію джерел живлення в енергію незгасаючих синусоїдальних коливань на виході. Вони містять **активний елемент** і **частотно-виборчий чотириполюсник** (ЧВЧ). В якості активних елементів в автогенераторах широко використовуються транзистори і операційні підсилювачі, а в якості частотно-виборчих чотириполюсників в області низьких частот (звуковий діапазон) RC -чотириполюсники: міст Віна, триланкові RC -ланцюги диференціуючого і інтегруючого типів.

На рис. 5.1 показана структура простого автогенератора, який будується за кільцевою схемою з **позитивним зворотним зв'язком** (ПЗЗ). Його основними елементами є активний елемент і **частотно-виборчий чотириполюсник** (ЧВЧ). Частота, генерована RC -автогенератором, називається квазірезонансною, оскільки чотириполюсники на RC -елементах не мають резонансних властивостей, як, наприклад, LC -контур.

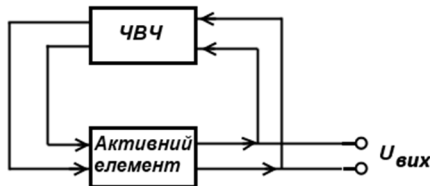


Рисунок 5.1 – Структура автогенератора гармонійних коливань

Позначимо $\beta = K_{\text{ЧВЧ}}$ - коефіцієнт передачі частотно-виборчого чотириполосника. Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого ПЗЗ:

$$K_{\text{ПЗЗ}} = \frac{K'_U}{1 - \beta K'_U},$$

де K'_U - коефіцієнт підсилення підсилювача без позитивного ЗЗ.

Для того, щоб при поданні на схему автогенератора напруги живлення на його виході генерувалися гармонійні коливання, необхідно забезпечити виконання двох умов самозбудження генератора (**умови балансу амплітуд** і **умови балансу фаз**):

$$\beta K'_U \geq 1 \quad (5.1)$$

$$\varphi = \varphi_{\text{нідс}} + \varphi_{\text{ЧВЧ}} = 2\pi n, \quad (5.2)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

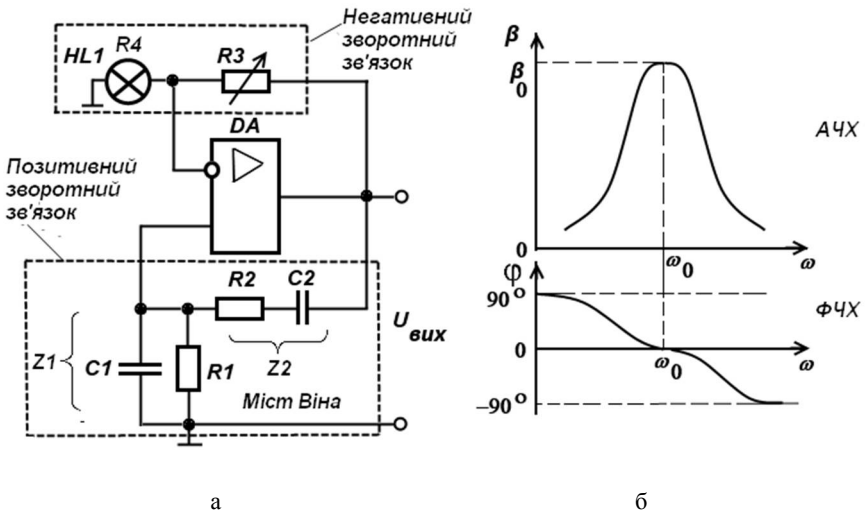
Ці умови означають, що для існування незгасаючих автоколивань на виході необхідно, щоб втрати, що вносяться частотно-виборчим чотириполосником, компенсувалися підсилювачем, тобто виконувався **баланс амплітуд** (5.1), а сумарний зсув фаз, створюваний підсилювачем і частотно-виборчим чотириполосником (рис. 5.1), дорівнював нулю або був кратним 2π , тобто виконувався **баланс фаз** (5.2). Умови (5.1) і (5.2) повинні виконуватися лише на частоті генерованих коливань $\omega_{\Gamma} = \omega_0$ (**частоті квазірезонансу**). Для гарантованого збудження автогенератора при будь-яких коливаннях параметрів підсилювача і ланцюга ПЗЗ коефіцієнт петлевого підсилення $\beta K'_U$ приходиться встановлювати декілька більшим, ніж одиниця. З наростанням амплітуди коливань коефіцієнт петлевого підсилення автоматично зменшується. В момент, коли $\beta K'_U = 1$, відбувається стабілізація амплітуди коливань.

За принципом побудови автогенератори поділяються на дві основні групи:

- автогенератори без повороту фази сигналу в ланцюзі ЗЗ на $\pm\pi$ на квазірезонансній частоті $\omega_0 = 2\pi f_0$;
- автогенератори з поворотом фази сигналу в ланцюзі ЗЗ на $\pm\pi$ на квазірезонансній частоті $\omega_0 = 2\pi f_0$.

5.1.2 RC- автогенератор без повороту фази сигналу в ланцюзі ПЗЗ

У цьому варіанті автогенератора (рис. 5.2, а) у якості частотно-виборчого чотириполосника використовується міст Віна, АЧХ і ФЧХ якого приведені на рис. 5.2, б. Оскільки на частоті квазірезонансу ω_0 міст Віна дає зсув фаз, рівний нулю, то для забезпечення балансу фаз (5.2) вихід чотириполосника пов'язаний з неінвертувальним входом операційного підсилювача *DA*. Елементи негативного зворотного зв'язку (*НЗЗ*) *R3*, *R4* підвищують стабільність роботи генератора. Змінний резистор *R3* змінює глибину *НЗЗ*.



а – схема RC- автогенератора;
б – АЧХ та ФЧХ моста Віна

Рисунок 5.2 - RC- автогенератор без повороту фази сигналу в ланцюзі ЗЗ

Основні розрахункові співвідношення для RC - автогенератора без повороту фази сигналу в ланцюзі ЗЗ схеми приведені нижче.

Коефіцієнт передачі моста Віна

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{21}}; \quad (5.3)$$

де

$$Z_1 = R_1 / (1 + j\omega C_1 R_1) \text{ та } Z_2 = R_2 + 1/(j\omega C_2).$$

Якщо $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, то вираз (5.3) приймає вигляд

$$\beta = \frac{1}{3 + j(\omega CR - \frac{1}{\omega CR})}.$$

Коефіцієнт β буде дійсним на частоті ω_0 , яка визначається з рівняння

$$\omega_0 CR - \frac{1}{\omega_0 CR} = 0.$$

Звідки частота автоколивань $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

На квазірезонансній частоті ω_0 коефіцієнт передачі ПЗЗ $\beta_0 = \frac{1}{3}$.

Тому для виконання умови $\beta K'_U = 1$ підсилювач повинен мати коефіцієнт підсилення напруги, поданої на неінвертувальний вхід:

$$K_U = 1 + \frac{R3}{R4} = 3.$$

Роль резистора $R4$ виконує малопотужна лампа розжарювання, яка є терморезистором, опір якого збільшується з мірою його розігріву. При ввімкненні автогенератора і холодному терморезисторі

коефіцієнт петлевого підсилення $\beta K'_U \geq 1$, що забезпечує стабільність самозбудження схеми. Зі зростанням амплітуди автоколивань і нагріву терморезистора струмом, що протікає через нього, глибина негативного зворотного зв'язку збільшується до виконання умови $\beta K'_U = 1$. Такий інерційний НЗЗ дозволяє стабілізувати амплітуду вихідної напруги при малих спотвореннях форми коливань автогенератора. Малі розміри терморезистора в даному випадку потрібні для того, щоб забезпечити його розігрів відносно малопотужним сигналом.

RC- автогенератори без повороту фази сигналу в ланцюзі ЗЗ на основі моста Віна добре працюють у смузі частот 1 Гц...200 кГц. Коефіцієнт гармонік при ретельній настройці дорівнює близько 0,5%. Перестроювання частоти можна виконати шляхом одночасного змінення опорів резисторів R_1, R_2 .

5.1.3 RC- автогенератор з поворотом фази сигналу в ланцюзі ЗЗ

Такий автогенератор (рис. 5.3) в якості ЧВЧ містить 3-ланковий RC-ланцюг диференціюючого або інтегруючого типу. Схеми, АЧХ і ФЧХ цих ланцюгів приведені на рис. 5.4. Оскільки ЧВЧ такого типу на частоті квазірезонансу зсуває фазу на $\pm\pi$, його вихід в схемі генератора (рис.5.3) сполучений з інвертувальним входом операційного підсилювача DA . Резистор R , включений в ланцюги НЗЗ, виконує одночасно дві функції: елементу третьої ланки ЧВЧ і елементу НЗЗ для підвищення стабільності роботи схеми.

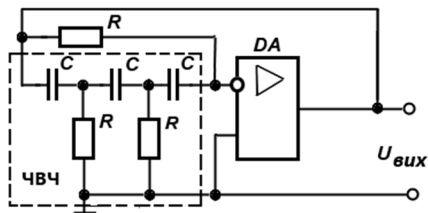
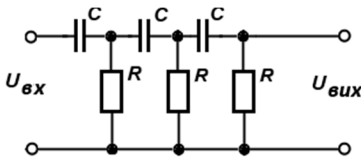
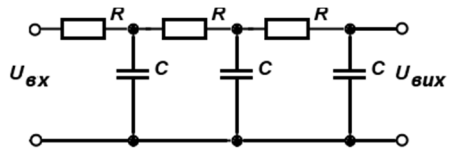


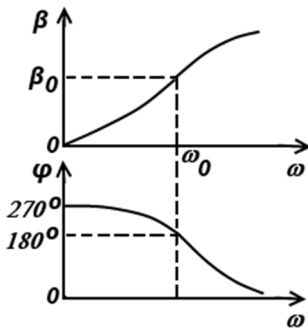
Рисунок 5.3 – Схема RC- автогенератора з поворотом фази сигналу в ланцюзі ЗЗ



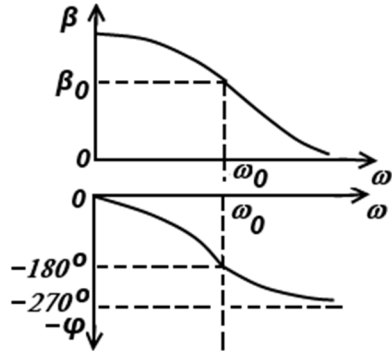
а



б



б



г

- а – схема ЧВЧ-ланцюга диференціюючого типу;
 б – АЧХ та ФЧХ ЧВЧ-ланцюга диференціюючого типу;
 в – схема ЧВЧ-ланцюга інтегруючого типу;
 г - АЧХ та ФЧХ ЧВЧ-ланцюга інтегруючого типу

Рисунок 5.4 - Схеми, АЧХ і ФЧХ частотно-вибірчих чотирьополісників

Основні розрахункові співвідношення для цієї схеми:

а) ЧВЧ генератора із 3-ланковим RC -ланцюгом диференціюючого типу (рис.5.4, а):

$$f_{\Gamma} \approx f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}; \quad \beta_0 = \frac{1}{29}; \quad C = \frac{1}{2\pi Rf_{\Gamma}\sqrt{6}}; \quad (5.4)$$

б) ЧВЧ генератора із 3-ланковим RC -ланцюгом інтегруючого типу (рис. 1.4, в):

$$f_{\Gamma} \approx f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}; \quad \beta_0 = \frac{1}{29}; \quad C = \frac{\sqrt{6}}{2\pi R f_{\Gamma}}. \quad (5.5)$$

З формул (5.4), (5.5) видно, що RC -ланцюги з поворотом фази суттєво зменшують сигнал зворотного зв'язку, що надходить на вхід підсилювача. Тому коефіцієнт підсилення за напругою K_U підсилювача для забезпечення балансу амплітуд на частоті квазірезонансу повинен бути більшим за 29.

Спільною рисою розглянутих схем автогенераторів з ЧВЧ різного типу (рис. 5.2, 5.3) є те, що для виникнення стійких автоколивань при змінах параметрів елементів схеми необхідно, щоб виконувалася умова:

$$K'_U \beta > 1.$$

В той же час, для отримання мінімальних спотворень синусоїдального сигналу вимагається, щоб $K'_U \beta \approx 1$. Для усунення цих протиріч в схемах генераторів використовується інерційно-нелінійне коло з НЗЗ.

Вибірчі RC -ланцюги мають відносно пологі амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики петлевого підсилення $K'_U \beta$. Тому, якщо $K'_U \beta$ більше одиниці навіть на невелику величину, умови виникнення автоколивань виконуються в порівняно широкій смузі частот. При цьому форма вихідного сигналу суттєво відрізняється від синусоїдальної. Тому і вводять додаткові ланцюги автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення (інерційно-нелінійні кола).

RC -автогенератори прості, дешеві, мають низькі масогабаритні показники. Але стабільність частоти невисока, автоколивання мають суттєві спотворення форми (коефіцієнт гармонік $K_{\Gamma} > 0,5\%$).

5.1.4 Регенеративні компаратори

Компаратори широко використовуються в цифрових вимірювальних пристроях, перетворювачах аналог–код, пристроях автоматики як чутливий елемент, за допомогою якого напруга, що вимірюється, порівнюється з еталонною (опорною) напругою.

Компаратор порівнює два аналогові сигнали, один з яких є вхідним, а інший - опорним $U_{оп}$.

Крім функції порівняння, компаратор здійснює формування вихідних сигналів у вигляді двох дискретних рівнів, один з яких відповідає логічній 1, а інший - логічному 0.

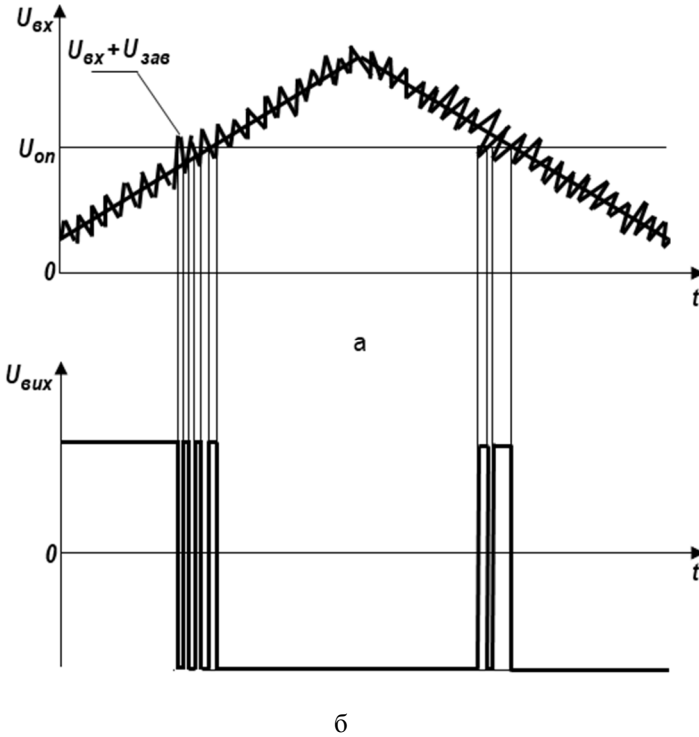
У момент приблизної рівності миттєвих значень вхідних сигналів напруга на виході компаратора різко змінюється. Змінення вихідної напруги у часі буде більш швидким при більшому значенні коефіцієнта підсилення за напругою операційного підсилювача (не охопленого зворотними зв'язками) K'_U .

Точність компаратора визначається величиною коефіцієнта K'_U і точністю, з якою визначена опорна напруга. Тому операційний підсилювач в інтегральному виконанні, що має коефіцієнт підсилення порядку $10^4 \dots 10^5$, є майже ідеальним компаратором з чутливістю $10 \dots 100$ мкВ. Чутливість – це точність, з якою компаратор може розрізнити вхідний і опорний сигнали (мінімальна різниця між сигналами, на яку реагує компаратор).

Для того, щоб підвищити завадостійкість компаратора, використовується схема регенеративного компаратора.

При використанні схем компараторів з низькою завадозахищеністю спостерігається ефект багатократного хибного перемикавання компаратора під дією завади, яка накладається на корисний сигнал (рис. 5.5).

При малій швидкості змінення вхідного сигналу з завадами $U_{зав}$ сумарна напруга $U_{вх} + U_{зав}$ може декілька разів перейти рівень опорної напруги $U_{оп}$ до того, як це зробить вхідний сигнал $U_{вх}$. При цьому вихідна напруга $U_{вих}$ може декілька разів переключитися з логічного 0 у логічну 1 і навпаки, якщо використовувати звичайний компаратор. Вказані перемикавання будуть зафіксовані наступною схемою обробки інформації.

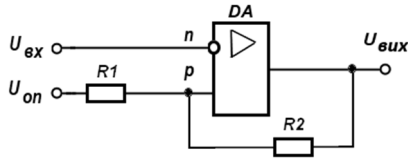


- а – часова залежність вхідного сигналу з завадами;
 б – реакція схеми компаратора на вхідний сигнал з завадами

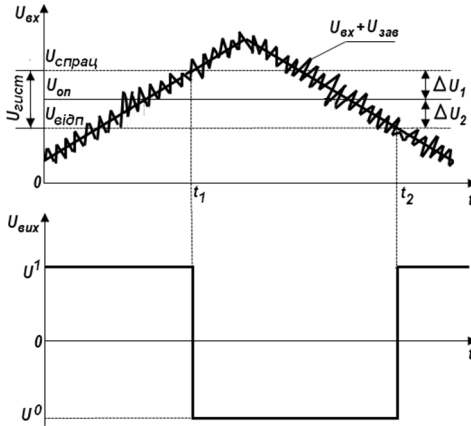
Рисунок 5.5 – Демонстрація ефекту багатократного хибного перемикання компаратора

Більш високу завадозахищеність має регенеративний компаратор (рис. 5.6, а).

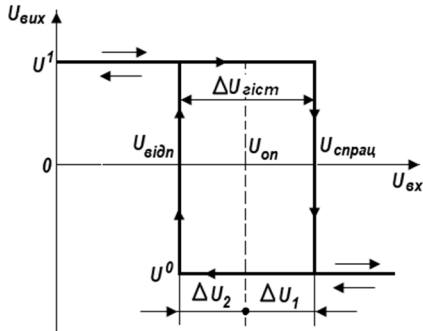
Перехідні характеристики регенеративного компаратора показані на рис. 5.6, б. Передавальна характеристика регенеративного компаратора показана на рис. 5.6, в.



а



б



в

а - схема електрична регенеративного компаратора;
 б – перехідні характеристики вхідного і вихідного сигналів компаратора;
 в - передавальна характеристика регенеративного компаратора

Рисунок 5.6 – Схема і характеристики регенеративного компаратора

В регенеративний компаратор введений позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ, резистори $R1$, $R2$). В цій схемі напруга на неінвертувальному вході p операційного підсилювача

$$U_p = U_{OP} + U_{33},$$

де

$$U_{33} = \frac{(U_{ВИХ} - U_{OP})R1}{R1 + R2}.$$

За рахунок дії ПЗЗ сумарна вхідна напруга $U_{ВХ} + U_{ЗАВ}$ порівнюється з напругою спрацьовування $U_{СПРАЦ}$. Коли сумарна вхідна напруга $U_{ВХ} + U_{ЗАВ}$ менше напруги спрацьовування $U_{СПРАЦ}$, на виході встановлена логічна одиниця (рис.5.6, б).

Напруга спрацьовування $U_{СПРАЦ}$ відрізняється від опорної напруги на величину

$$\Delta U_1 = \frac{(U_{вих}^1 - U_{OP})R_1}{R_1 + R_2}. \quad (5.6)$$

В момент часу t_1 , коли сумарна вхідна напруга $U_{ВХ} + U_{ЗАВ}$ перевищить напругу спрацьовування $U_{СПРАЦ}$, відбувається перемикання компаратора у стан логічного нуля на виході.

Нехай з деякого моменту часу $t_1 < t < t_2$ сумарна вхідна напруга $U_{ВХ} + U_{ЗАВ}$ починає зменшуватись (рис.5.6, б). В момент часу t_2 , коли сумарна вхідна напруга $U_{ВХ} + U_{ЗАВ}$ стане менше напруги відпускання $U_{ВІДП}$, відбувається перемикання компаратора у стан логічної одиниці на виході.

Напруга відпускання $U_{ВІДП}$ менше опорної напруги на величину

$$\Delta U_2 = \frac{(U_{вих}^0 - U_{OP})R_1}{R_1 + R_2}. \quad (5.7)$$

Якщо амплітуда завади $U_{ЗАВ}$ менше різниці напруги спрацьовування і напруги відпускання $(U_{СПРАЦ} - U_{ВІДП}) = \Delta U_1 + \Delta U_2$, то хибного спрацьовування в тому вигляді, як це показано на рис. 5.5, не буде.

За рахунок ПЗЗ регенеративний компаратор має гістерезис:

$$\Delta U_{\text{гіст}} = U_{\text{спрац}} - U_{\text{відп.}}$$

Введення позитивного зворотного зв'язку підвищує завадозахищеність і швидкість перемикання компаратора, але при цьому знижується точність порівняння вхідних напруг, яка залежить від значень прирощень напруг ΔU_1 , ΔU_2 .

Промисловість випускає також компаратори на інтегрованих мікросхемах, які характеризуються багатьма із параметрів операційних підсилювачів: коефіцієнтом підсилення, вхідним опором, коефіцієнтом ослаблення синфазного сигналу, напругою зміщення нуля, значеннями вхідних струмів. Вказані компаратори мають також специфічні параметри: поріг чутливості та час перемикання.

Поріг чутливості (роздільна здатність) характеризує точність порівняння сигналів і відповідає їх мінімальній різниці, при якій напруга на виході досягає рівня спрацьовування логічного елемента.

Час перемикання характеризує швидкодію компаратора і відповідає часу з моменту установлення рівності вхідних сигналів до моменту досягнення вихідним сигналом рівня спрацьовування цифрового елемента.

5.2 Порядок проведення досліджень

5.2.1 Опис лабораторного стенду

В лабораторній роботі використовується універсальний лабораторний стенд OpAmp, який призначений для дослідження аналогових електронних схем, побудованих на основі операційних підсилювачів. До мережі 220 В стенд підключається за допомогою AC/DC – адаптера з вихідною постійною напругою 12 В, максимальним вихідним струмом 500 мА, вихідною потужністю 12 Вт.

До складу стенду входять:

– внутрішній блок живлення, який забезпечує напругу живлення схем на ОП ± 12 В (розташований у верхній правій частині передньої панелі);

– внутрішні контрольно-вимірювальні пристрої, призначені для генерації сигналів різної форми та вимірювання частоти і амплітуди сигналів (розташовані у правій частині передньої панелі);

– окремі функціональні схеми;

– роз'єми для підключення зовнішніх контрольно-вимірювальних пристроїв (розташовані у верхній лівій частині передньої панелі: два роз'єми для підключення зовнішніх контрольно-вимірювальних пристроїв типу BNC та три роз'єми для підключення штирьових виводів, один з яких з'єднано зі спільною шиною 0 В).

До складу внутрішніх контрольно-вимірювальних пристроїв входять:

- два вольтметри, які вимірюють напругу в діапазоні ± 12 В з похибкою не більше $\pm 2,5\%$ (кнопкою "VOLTMETER AC/DC" вибирається режим вимірювань: постійної чи змінної напруги; при виборі змінної напруги засвітується індикатор "AC");

- внутрішній функціональний генератор сигналів з регульованою частотою від 0,1 кГц до 100 кГц (кнопки "FREQUENCY" ("-" зниження частоти; "+" - збільшення частоти);

- частотомір з індикацією "F" сигналів внутрішнього генератора;

- кнопка "SELECT" вибору форми сигналу внутрішнього функціонального генератора із відповідною індикацією світлодіодами (синусоїдальної, прямокутної, трикутної);

- два змінних резистори, які задають амплітуди джерел сигналів постійної напруги "V1" та "V2" в діапазоні від мінус 10 В до плюс 10 В;

- змінний резистор "A", який задає амплітуду сигналу внутрішнього функціонального генератора;

- змінний резистор "OFFSET", який задає зміщення для деяких досліджуваних схем.

До складу функціональних схем входять:

– інструментальний підсилювач (Instrumentation Amplifier);

– активний фільтр низьких частот (Low Pass Active Filter);

– активний фільтр високих частот (High Pass Active Filter);

– випрямляч середніх значень (Full Wave Rectifier);

– компаратор з гістерезисом (Comparator with Hysteresis);

– диференційний підсилювач (Difference Amplifier);

- неінвертувальний підсилювач (Non-Inv Amplifier);
- інвертувальний підсилювач (Inv Amplifier);
- інтегратор (Integrator);
- синусоїдальний генератор (Sine Oscillator);
- мультівібратор (Multivibrator);
- неінвертувальний суматор (Non-Inv Summing Amplifier);
- інвертувальний суматор (Inv Summing Amplifier);
- диференціатор (Differentiator).

Кожна функціональна схема на передній панелі виділена білим прямокутником і представлена принциповою схемою. На стенді передбачена можливість зміни резисторів і конденсаторів з різними номіналами шляхом перемикання перемичок, причому одночасно можуть бути замкненими 1, 2, 3 або 4 перемички.

Біля кожного входу і виходу схеми розташовані групи штирьових контактів, розміщених у три ряди. Контакти центрального ряду з'єднані між собою та входом або виходом схеми. Контакти з крайніх рядів з'єднані кожний зі своєю лінією зв'язку (нумерація ліній: від першої до шостої, від сьомої до дванадцятої). Внутрішні лінії зв'язку конструктивно виконані дванадцятьма друкованими провідниками. Для під'єднання входу або виходу схеми до відповідної лінії зв'язку необхідно з'єднати перемичкою центральний штир'ок і крайній штир'ок з відповідним номером.

5.2.2 Дослідження RC-автогенератора гармонійних коливань

5.2.2.1 Розрахувати значення елементів схеми відповідно до значення частоти квазірезонансу, заданої у табл. 5.1. При розрахунках врахувати, що значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів, які присутні в макеті схеми генератора гармонійних коливань, наведені у табл. 5.2.

5.2.2.2 Зібрати схему генератора в полі лабораторного макету SinOscillator, що відповідає рис. 5.2, а, згідно розрахованих значень елементів схеми.

5.2.2.3 Зафіксувати осцилограми роботи схеми на виході ОП.

5.2.2.4 На основі отриманої осцилограми розрахувати період сигналу. Порівняти його з періодом, розрахованим на основі заданої частоти квазірезонансу.

Таблиця 5.1 - Завдання для дослідження схеми генератора гармонійних коливань

№ варіанта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Частота f , кГц	9,947	0,482	10,429	0,159	10,106	0,641	10,588	0,048	9,995	0,530
№ варіанта	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Частота f , кГц	10,477	0,207	10,154	0,689	10,636	0,482	0,048	0,159	0,641	9,947

Таблиця 5.2 – Параметри компонентів схеми генератора гармонійних коливань

№ компонента	1	2	3	4
C, нФ	100			
R, кОм	0,16	3,3	10	33

5.2.3 Дослідження регенеративного компаратора

5.2.3.1 Зібрати схему компаратора в полі лабораторного макету Comparator with Hystersis, що відповідає рис. 5.6, а. Значення опорів резисторів вибрати довільно.

5.2.3.2 Вибрати значення опорної напруги і подати сигнал $U_{оп}$ від джерела сигналу постійної напруги "V1" на один із входів компаратора. Значення сигналу $U_{оп}$ виміряти за допомогою вольтметра 1. Перед вимірюваннями кнопкою "VOLTMETER AC/DC" вибрати режим вимірювань: режим постійної напруги.

5.2.3.3 На другий вхід компаратора подати вхідний сигнал $U_{вх}$ від джерела сигналу постійної напруги "V2". Значення сигналу $U_{вх}$ у подальшому експерименті виміряти за допомогою вольтметра 2.

5.2.3.4 При незмінному значенні опорної напруги переключити вольтметр 1 на вимірювання вихідної напруги компаратора.

5.3.3.5 Зняти передавальну характеристику компаратора. Для цього вхідну напругу $U_{вх}$ спочатку змінювати від 0 до приблизно 5 В.

До моменту перемикання компаратора зафіксувати вихідну напругу схеми. В момент перемикання компаратора зафіксувати

вхідну напругу спрацьовування компаратора $U_{\text{спрац}}$. Після моменту перемикання компаратора зафіксувати вихідну напругу схеми. Потім змінити вхідну напругу в сторону зменшення: від приблизно 5 В до приблизно 0 В. В момент перемикання компаратора зафіксувати вхідну напругу відпускання компаратора $U_{\text{відп}}$.

5.3.3.6 На основі результатів дослідження побудувати передавальну характеристику компаратора з петлею гістерезиса.

5.3.3.7 З використанням передавальної характеристики визначити завадостійкість компаратора, яка характеризується величиною гістерезиса

$$U_{\Gamma} = \Delta U_1 + \Delta U_2 = U_{\text{спрац}} - U_{\text{відп}}.$$

5.3.3.8 Виміряти значення опорів резисторів R_1 , R_2 . Розрахувати величину гістерезиса за формулами (5.6) і (5.7). Порівняти розраховане значення гістерезиса з отриманим у п.5.3.3.7.

5.3 Вимоги до звіту

Звіт повинен містити:

- схему RC - автогенератора без повороту фази сигналу в ланцюзі 33 (рис. 5.2);
- розрахунки опорів резисторів RC - автогенератора;
- осцилограму вихідного сигналу генератора;
- розрахунок періоду вихідного сигналу генератора;
- схему регенеративного компаратора;
- експериментальну передавальну характеристику компаратора;
- визначення параметрів ΔU_1 , ΔU_2 з експериментальної передавальної характеристики компаратора і розрахунок величини гістерезиса за формулою $U_{\Gamma} = \Delta U_1 + \Delta U_2$;
- розрахунки параметрів ΔU_1 , ΔU_2 за формулами (5.6), (5.7) і розрахунок величини гістерезиса за формулою $U_{\Gamma} = \Delta U_1 + \Delta U_2$;
- висновки за результатами роботи.

5.4 Контрольні запитання

1. Як працює схема генератора гармонійних коливань на основі моста Віна?
2. Які умови виникнення гармонійних сигналів в генераторі гармонічних коливань?
3. Навіщо в схемі генератора гармонійних коливань використаний терморезистор?
4. Яку функцію має негативний зворотний зв'язок в генераторі гармонійних коливань?
5. Які переваги і недоліки має RC - автогенератор без повороту фази сигналу в ланцюзі ЗЗ на основі моста Віна?
6. Які схеми використовуються в RC - автогенераторах з поворотом фази сигналу в ланцюзі ЗЗ? Які їх недоліки?
7. Яка спільна риса схем автогенераторів з ЧВЧ різного типу?
8. Де використовуються компаратори?
9. Навіщо в схему регенеративного компаратора введений ланцюг ПЗЗ?
10. Якими параметрами оцінюється робота компараторів?

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. **Сєдов, С. О.** Оброблення сигналів на базі операційних підсилювачів. Схемотехніка. Розрахунки. Навч. посіб. [Текст] / С. О. Сєдов. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 132 с.
2. **Сенько, В. І.** Електроніка і мікропроцесорна техніка [Текст] / В. І. Сенько, В. П. Лисенко, О. М. Юрченко, В. Є. Лукін, А. А. Руденський. – К.: «Агроосвіта», 2015. — 676 с.
3. **Колонтаєвський, Ю. П.** Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум [Текст] / Ю. П. Колонтаєвський, А. Г. Сосков. – К.: Каравела, 2003.– 368 с.
4. **Коваленко О.Є.,** Комп'ютерна схемотехніка. Частина 2 [навчальний посібник] / О.Є. Коваленко, С.М. Волошин, Б.С. Гусев, С.В. Нікітенко, В.В. Матієвський. - К.: НУБіП України, 2023.- 331с.

ДОДАТОК А

А.1 Підготовка до проведення вимірювань з використанням осцилографа С1-73

А.1.1 Установіть тумблери на передній панелі у наступні положення:

- ручку "↑" у середнє;
- перемикач "~⊥~" - у "⊥";
- ручку "РІВЕНЬ" - у крайнє праве;
- перемикач "СИНХР" - у "~+";
- перемикач "мс/ПОД, мкс/ПОД" - у "1 мс/ПОД";
- ручку "ПОВІЛЬНО" - у крайнє праве;
- ручку "СТАБ" - у крайнє праве;
- ручку "↔" - у середнє.

А.1.2 Ввімкніть тумблер "ЖИВЛЕННЯ" на передній панелі осцилографа. При цьому повинна засвітитися сигнальна лампа. Дайте осцилографу прогрітиса протягом 2...3 хвилин.

А.1.3 Ручкою "ЯРКІСТЬ" установіть зручну для спостереження яскравість зображення.

А.1.4 Ручкою "↑" сумістіть лінію розгортки з центром екрана електронно-випромінювальної трубки.

А.1.5 Ручкою "ФОКУС" установіть однакову чіткість по всій лінії променя.

А.2 Проведення вимірювань

А.2.1 Для проведення вимірювань змінної напруги виконайте перелічені нижче операції.

А.2.1.1 Подайте досліджуваний сигнал до гнізда підсилювача "У".

А.2.1.2 Установіть перемикач "В/ПОД" таким чином, щоб досліджуваний сигнал на екрані електронно-випромінювальної трубки (ЕВТ) займав близько п'яти поділок.

А.2.1.3 Установіть перемикач "~±~" у положення "~" (для низькочастотних сигналів з частотою нижче 50 Гц використовуйте положення "~").

А.2.1.4 Установіть стале зображення за допомогою ручки "РІВЕНЬ".

А.2.1.5 Перемикач "мс/ПОД, мкс/ПОД" установіть таким чином, щоб на екрані спостерігалось декілька періодів сигналу, що досліджується.

А.2.1.6 Ручками " \leftrightarrow " і " \updownarrow " зручно розташуйте сигнал на екрані ЕВТ.

А.2.1.7 Виміряйте відстань по вертикалі у поділках; при цьому ручка "ПІДСИЛЕННЯ" повинна бути у крайньому лівому положенні; помножьте цю величину на коефіцієнт відхилення; розділіть результат на два - це і буде амплітуда сигналу.

А.2.2 Для вимірювання тривалості сигналу виконайте перелічені нижче операції.

А.2.2.1 Виконайте операції А.2.1.1 – А.2.1.6 з підрозділу А.2.1.

А.2.2.2 Виміряйте горизонтальну відстань між вимірюваними точками, помножьте на коефіцієнт розгортки, при цьому ручка "ПОВІЛЬНО" повинна бути установлена у крайнє ліве положення.

А.3 Параметри осцилографа С1-73

Діапазон вимірювальних напруг – 20 мВ ... 350 В.

Діапазон вимірювальних інтервалів часу – 0,4 мкс ... 0,5 с.

Смуга пропускання – 0...5 МГц.

Похибка вимірювання амплітуди сигналу: не більше 15 %.

Похибка вимірювання інтервалів часу: не більше 10 %.

Напруга мережі живлення: 220 В, 50 Гц; 115 В, 400 Гц.

Параметри каналу Y:

– чутливість каналу: 10 мВ/под...20 В/под.;

– вхідний опір каналу: 1 МОм;

– вхідна ємність каналу: 35 пФ.

Параметри каналу X:

– тривалість розгортки мінімальна: 0,1 мкс/под.;

– тривалість розгортки максимальна: 0,05 с/под.