

**МЕХАНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ**  
Кафедра “Системи електричної тяги”

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**  
до виконання лабораторних робіт  
з дисципліни  
*«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»*

**Частина 2**

**Харків 2009**

Методичні вказівки розглянуто та рекомендовано до друку  
на засіданні кафедри СЕТ 6 жовтня 2008 р., протокол № 3.

Рекомендуються для студентів спеціальностей «Електричний транспорт» і «Електричні системи та комплекси транспортних засобів» та денної та заочної форм навчання.

Укладачі:

доценти В.С.Нікулін,

О.І.Семененко

Рецензент

проф. О.Б.Бабанін

## МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання лабораторних робіт  
з дисципліни

*«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»*

Частина 2

Відповідальний за випуск Нікулін В.С.

Редактор Решетилова В.В.

---

Підписано до друку 14.01.09 р.

Формат паперу 60x84 1/16 . Папір писальний.

Умовн.-друк.арк. 2,0. Обл.-вид.арк. 2,25.

Замовлення № Тираж 150. Ціна

---

Видавництво УкрДАЗТу, свідоцтво ДК № 2874 від. 12.06.2007 р.  
Друкарня УкрДАЗТу,  
61050, Харків - 50, пл. Фейербаха, 7

**УКРАЇНСЬКА ДЕРЖАВНА АКАДЕМІЯ  
ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ**

**Кафедра «Системи електричної тяги»**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до виконання лабораторних робіт з дисципліни  
**«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»**

для студентів денної та заочної форм навчання  
спеціальностей «Електричний транспорт» і  
«Електричні системи та комплекси транспортних засобів»

Частина 2

Харків 2009

Методичні вказівки розглянуті та рекомендовані до друку на засіданні кафедри «Системи електричної тяги» 06 жовтня 2008 р., протокол № 3.

Укладачі:

доц. В.С.Нікулін  
доц. О.І.Семененко

Рецензент

проф. каф. ЕРРС О.Б.Бабанін

# 1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4 ПІДСИЛЮВАЧ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

## 1.1 Мета роботи

Метою роботи є дослідження дрейфу нуля і підсилювальних властивостей схеми диференційного підсилювача постійного струму, виконаного на транзисторах.

## 1.2 Основні теоретичні положення

Слід мати на увазі, що підсилювачі постійного струму (ППС) мають ряд особливостей, які пов'язані з підсиленням сигналів, що повільно змінюються, а нижня частота їх наближається до нуля. Ці особливості викликані необхідністю здійснення безпосередніх зв'язків джерела сигналу із входом підсилювача, а також між каскадами підсилювача. Розділяючі конденсатори в даному випадку не прийнятні.

При безпосередньому зв'язку каскадів істотними стають повільні зміни напруги джерела живлення, а також зміни параметрів елементів схеми від часу та під впливом температури. Ці причини викликають зміни у схемі потенціалів, які не відрізняються від змін через корисний сигнал. Довільна зміна вихідної напруги ППС при незмінній нарузі вхідного сигналу, тобто дрейф нуля підсилювача  $U_{др\ вих}$  визначається як максимальна зміна вихідної напруги при закороченому вході підсилювача. Якість ППС оцінюють за напругою дрейфу, приведеною до входу підсилювача

$$e_{др} = \frac{U_{др\ вих}}{K_U}. \quad (1.1)$$

Слід також мати на увазі, що безпосередній зв'язок потребує погодження потенціалів виходу попереднього каскаду зі входом наступного каскаду, щоб забезпечити нормальний режим роботи. Крім того, необхідні спеціальні заходи узгодження підсилювача з джерелом сигналу та навантаженням. Підключення джерела сигналу не повинно порушувати режиму спокою першого каскаду, а при відсутності сигналу напруга на

виході підсилювача повинна дорівнювати нулю.

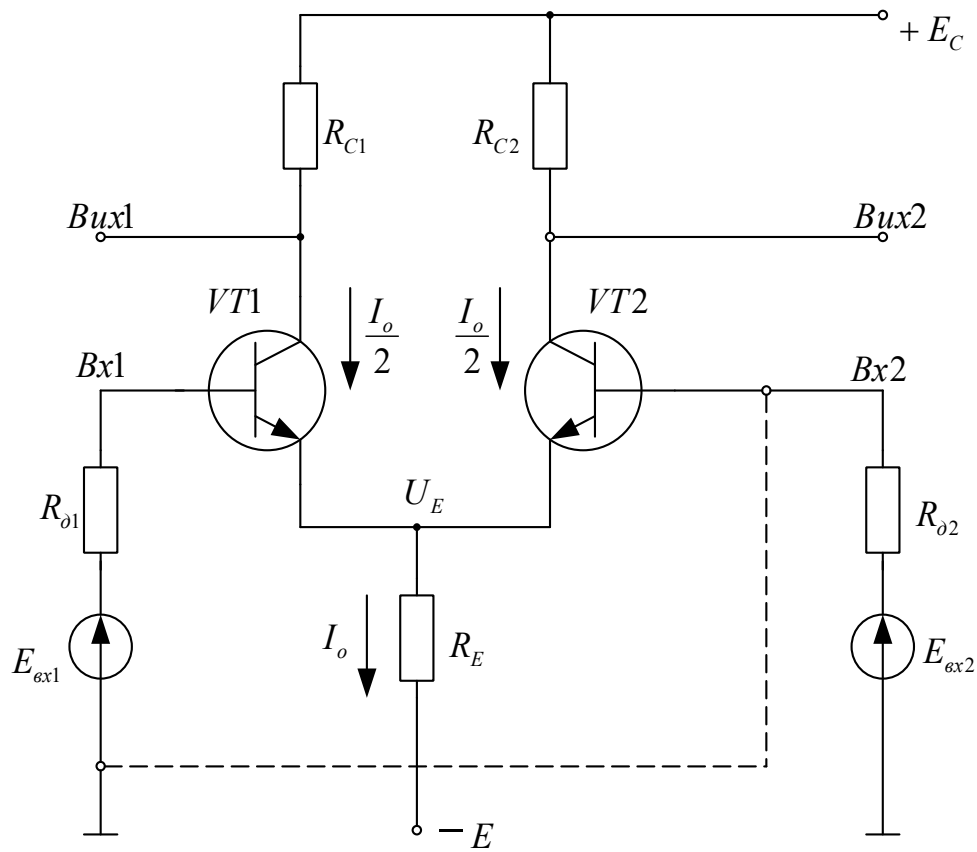
Суттєвим недоліком схем ППС, які побудовані на основі безпосереднього зв'язку найпростіших підсилювальних каскадів, є великий температурний дрейф нуля, оскільки незначні зміни напруги на колекторах перших каскадів підсилюються наступними каскадами та передаються на вихід підсилювача. Радикальним засобом зменшення дрейфу є застосування в ППС паралельно-балансного каскаду.

В даній роботі досліджується диференційний каскад ППС. Диференційний каскад відносять до балансних (мостових) схем підсилювачів постійного струму. Їх застосовують для зниження дрейфу нуля, що викликається зміною напруги живлення і температури навколишнього середовища. Диференційний каскад має два входи, що дозволяє проектувати інвертуючі і неінвертуючі підсилювачі і досить просто узгоджувати кола зворотних зв'язків. В диференційному каскаді легко виконати зміщення рівня вихідного потенціалу, тому можна будувати багатокаскадні підсилювачі без застосування розділяючих реактивних елементів (конденсаторів, трансформаторів). Отже, структура диференційного підсилювача узгоджена з принципами інтегральної технології, при якій можливе виготовлення пари транзисторів з майже ідентичними параметрами. При цій умові диференційні каскади мають майже ідеальні характеристики.

Диференційний підсилювач (ДП) – це балансний підсилювач постійного струму з джерелом постійного струму в колі емітера. Значення цього струму обчислюють за параметрами додаткового джерела живлення і резистором в емітерному колі. На рисунку 1.1,а зображена схема ДП, яка складається з двох транзисторів і трьох резисторів. В окремих випадках напруга вхідного сигналу може бути подана лише на один вхід ( $E_{BX1} = 0$  або  $E_{BX2} = 0$ ).

Напруга вихідного сигналу знімається або між колекторами транзисторів (симетричний вихід), або з колектора одного транзистора відносно заземленого провідника (несиметричний вихід).

а)



б)

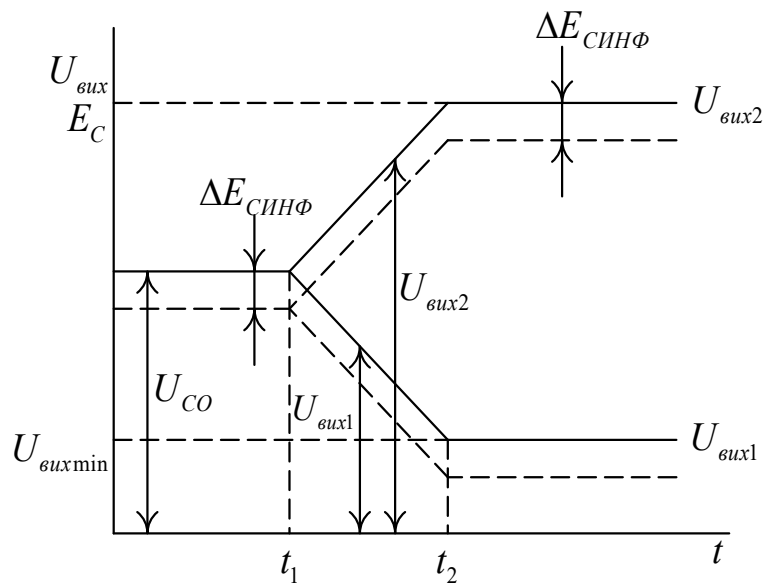


Рисунок 1.1

Опір резистора  $R_E$  повинен значно перевищувати внутрішній опір підсилювача з боку його виходу, щоб значення

стабільного струму  $I_0 = (E - U_{BE}) / R_E$  не залежало від напруги на вході ДП і було постійним навіть при наявності короткого замикання в колі навантаження джерела цього струму. Необхідно також вживати заходи для забезпечення високої стабільності струму  $I_0$  під впливом температури, оскільки параметри ДП сильно залежать від цього струму.

Важлива особливість ДП – високе підсилення різниці вхідних сигналів  $E_{BX1} - E_{BX2}$  (коли вхідні сигнали змінного струму протифазні або різнополярні для сигналів постійного струму) і значне ослаблення сумарного вхідного сигналу  $E_{BX1} + E_{BX2}$ . Це найчастіше сигнал завади, зумовлений напругою дрейфу нуля підсилювача.

При симетричних плечах схеми (транзистори ідентичні, а  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ) і відсутності вхідних сигналів - ДП збалансований, і напруга між колекторами (на виході) дорівнює нулю. Оскільки струм ділиться між плечима порівну, то потенціали колекторів обох транзисторів однакові і дорівнюють  $U_{CO} = U_{ВИХ1} = U_{ВИХ2} = E_C - I_0 \cdot R_C / 2$  (рисунок 1.1, б).

Якщо в момент часу  $t_1$  на вхід транзистора  $VT1$  надійшов позитивний сигнал при  $E_{BX2} = 0$ , то на виході лівого плеча схеми, що є підсилювальним каскадом із ЗЕ, з'явиться підсилений сигнал  $U_{ВИХ1}$  протилежної полярності (інвертований сигнал, як в схемі із ЗЕ). Одночасно на емітерному резисторі  $R'_E$ , який дорівнює

$$R'_E = \frac{R_E \cdot h_{1B2}}{(R_E + h_{1B2})}, \quad (1.2)$$

де  $h_{1B2}$  - вхідний опір транзистора  $VT2$  на емітерному вході;

з'явиться позитивний імпульс  $U_E$ , що дорівнює за амплітудою вхідному імпульсу  $E_{BX} > 0$ . Цей імпульс надходить на емітер транзистора  $VT2$ , викликаючи появу на колекторі підсиленого імпульсу також позитивної полярності (зміщення по фазі відсутнє, як в схемі із ЗБ) з амплітудою  $U_{ВИХ2} \approx U_{ВИХ1}$ . Це означає, що вихідний сигнал з напругою  $U_{ВИХ2}$  неінвертований по відношенню до вхідного сигналу.



Із збільшенням амплітуди вхідного сигналу  $E_{BX1}$  струм транзистора  $VT1$  збільшується, а напруга на його колекторі знижується і, навпаки, струм транзистора  $VT2$  зменшується, що супроводжується зростанням напруги  $U_{ВИХ2}$  (ділянка  $t_1 - t_2$  на рисунку 1.1,б). В момент часу  $t_2$  струм транзистора  $VT1$  досягає максимального значення  $I_0$ , а струм транзистора  $VT2$  дорівнює нулю. При цьому різниця вихідних сигналів  $U_{ВИХ2} - U_{ВИХ1} = I_0 \cdot R_C$ . Описаний процес можливий, якщо між входами прикладено різницю вхідних сигналів, яка називається диференційним сигналом.

При надходженні на вхід ДП синфазного вхідного сигналу  $E_{СИНФ} = E_{BX1} + E_{BX2}$  (обидва входи ДП з'єднані) і у випадку ідеального джерела струму ( $R_E \rightarrow \infty$ ) сигнал на виході ДП відсутній. Оскільки в реальних ДП резистор  $R_E$  має скінчений опір, то під дією синфазного сигналу на виході підсилювача з'явиться невелика напруга розбалансування  $\Delta E_{СИНФ}$ , яка додається до корисного сигналу, зумовлюючи сигнал помилки. Тому ДП тим якісніший, чим меншу різницю вхідних сигналів він може розрізнити на фоні великого синфазного сигналу, як правило, створеного дією дестабілізуючих факторів.

### 1.3 Порядок виконання роботи

1.3.1 Зняття передаточної характеристики підсилювача  $U_{ВИХ} = f(U_{BX1})$  при  $U_{BX2} = 0$ . Для цього за допомогою з'єднувальних провідників підключити джерела сигналів  $E1$  (гніздо  $X1$ ) та  $E2$  (гніздо  $X2$ ) до входів диференційного підсилювача (гнізда  $X4$  і  $X6$ ). Встановити  $E2 = U_{BX2} = 0$ . Змінювати  $E1 = U_{BX1}$  від  $-0,6$  В до  $+0,6$  В і фіксувати потенціали колекторів  $U_{K1}$  і  $U_{K2}$  (гнізда  $X3$  і  $X5$ ). Вихідна напруга визначається з співвідношення  $U_{ВИХ} = U_{K1} - U_{K2}$  з обрахуванням знака різниці.

Таблиця 1.1

При  $U_{BX2} = 0$ .

$U_{BX1}, \text{В}$	$U_{ex}$ <i>min</i>			$U_{ex} =$ $0$			$U_{ex} \text{ max}$
$U_{K1}, \text{В}$							

$U_{K2}, \text{ В}$							
$U_{ВИХ}, \text{ В}$							

1.3.2 Дослідження ослаблення підсилення синфазного сигналу  $U_{СИФ} = U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$  та підсилення диференційного сигналу  $U_{ДИФ} = U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$ . Для цього виміряти потенціали колекторів  $U_{K1}$  і  $U_{K2}$  та визначити  $U_{ВИХ}$  для двох випадків:

- а)  $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$ ;  $U_{ДИФ} = 0$ ;  $U_{СИФ} = 0$  ,  
 б)  $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0,4\text{В}$ ;  $U_{ДИФ} = 0$ ;  $U_{СИФ} = 0,4\text{В}$  .

## 1.4 Обробка експериментальних даних

1.4.1 Побудувати передаточну характеристику підсилювача  $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ1})$  при  $U_{ВХ2} = 0$  .

Визначити із передаточної характеристики:

- коефіцієнт підсилення  $K_U = \Delta U_{ВИХ} / \Delta U_{ВХ1}$  на лінійній ділянці;
- напругу зміщення  $U_{ЗМ}$  (значення  $U_{ВИХ}$  при  $U_{ВХ1} = 0$ );
- максимальні значення вихідної напруги  $U_{ВИХ}^+$  та  $U_{ВИХ}^-$ , які відповідають ділянкам насичення.

1.4.2 Визначити коефіцієнт підсилення синфазного сигналу

$$K_{СИФ} = \Delta U_{ВИХ} / \Delta U_{СИФ} .$$

Коефіцієнт підсилення диференційного сигналу  $K_{ДИФ}$  визначається за формулою для  $K_U$  (п. 1.4.1), одне значення  $U_{ВИХ}$  знаходиться при  $U_{ВХ1} = 0$  та  $U_{ВХ2} = 0$ , а друге - у межах лінійної ділянки передаточної характеристики.

## 1.5 Зміст звіту

У звіті з лабораторної роботи повинно бути зазначено номер роботи, її назву і мету дослідження. Необхідно навести принципову електричну схему дослідженого підсилювача постійного струму (рисунок 1.2), дані вимірювань та результати розрахунків, графік передаточної характеристики.

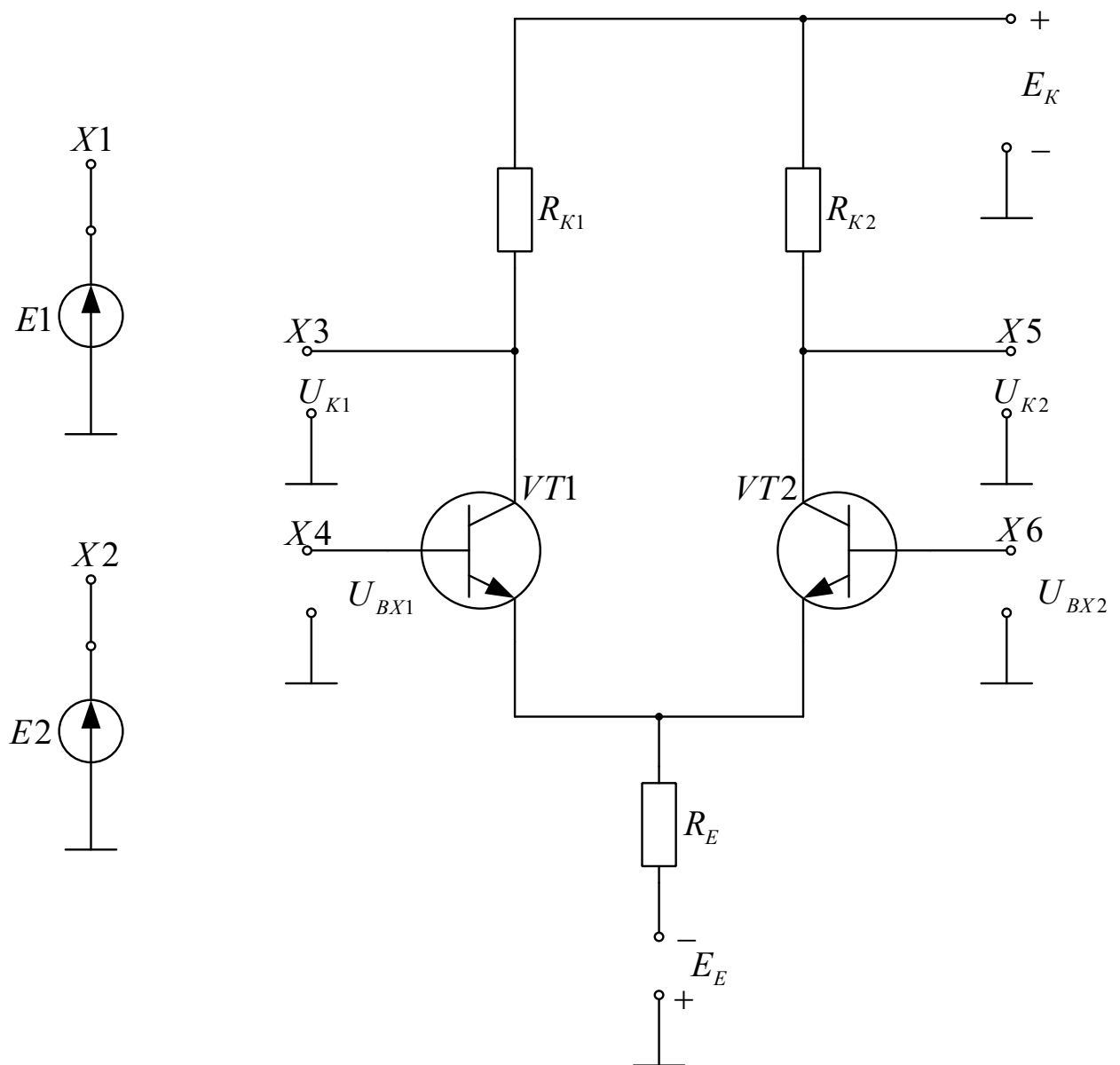


Рисунок 1.2

### Контрольні питання

- 1 Основні особливості ППС.
- 2 Вкажіть причини з'явлення дрейфу нуля в ППС.
- 3 Що таке дрейф нуля, приведений до входу?
- 4 Які особливості схеми паралельно-балансного каскаду?
- 5 Чому емітерний резистор  $R_E$  збільшує стабільність схеми і не впливає на коефіцієнт підсилення каскаду?
- 6 Опишіть способи подачі вхідного сигналу в ППС.

- 7 Як здійснюється у роботі балансування ППС?
- 8 Поясніть вплив зміни напруги живлення на дрейф нуля підсилювача.
- 9 Що таке синфазний та диференціальний сигнали ППС?
- 10 Що таке напруга зміщення ППС?
- 11 Поясніть вид кривої передаточної характеристики ППС.

## **2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5.1 ОДНОКАСКАДНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ**

### **2.1 Мета роботи**

Метою роботи є дослідження характеристик і параметрів підсилювального каскаду на біполярному транзисторі.

### **2.2 Основні теоретичні положення**

Підсилювач – це пристрій, який призначений для підсилення потужності вхідного сигналу за рахунок енергії зовнішнього джерела напруги (струму) значно більшого рівня потужності.

Структурна схема електронного підсилювача має вигляд активного чотириполюсника, до вхідних затискачів (1,2) якого приєднують джерело вхідного сигналу (наприклад, у вигляді джерела напруги, рисунок 2.1). Зовнішнє навантаження  $R_H$ , яке споживає енергію підсиленого сигналу, під'єднується до виходу підсилювача (затискачі 3,4). Джерело вхідного сигналу навантажується вхідним опором підсилювача  $R_{BX}$ , на якому виділяється потужність вхідного сигналу. Цей сигнал керує енергією джерела живлення значно більшого рівня потужності. Таким чином, використання активного керуючого елемента (наприклад, транзистора) та більш потужного джерела живлення дає можливість підсилувати потужність вхідного сигналу.

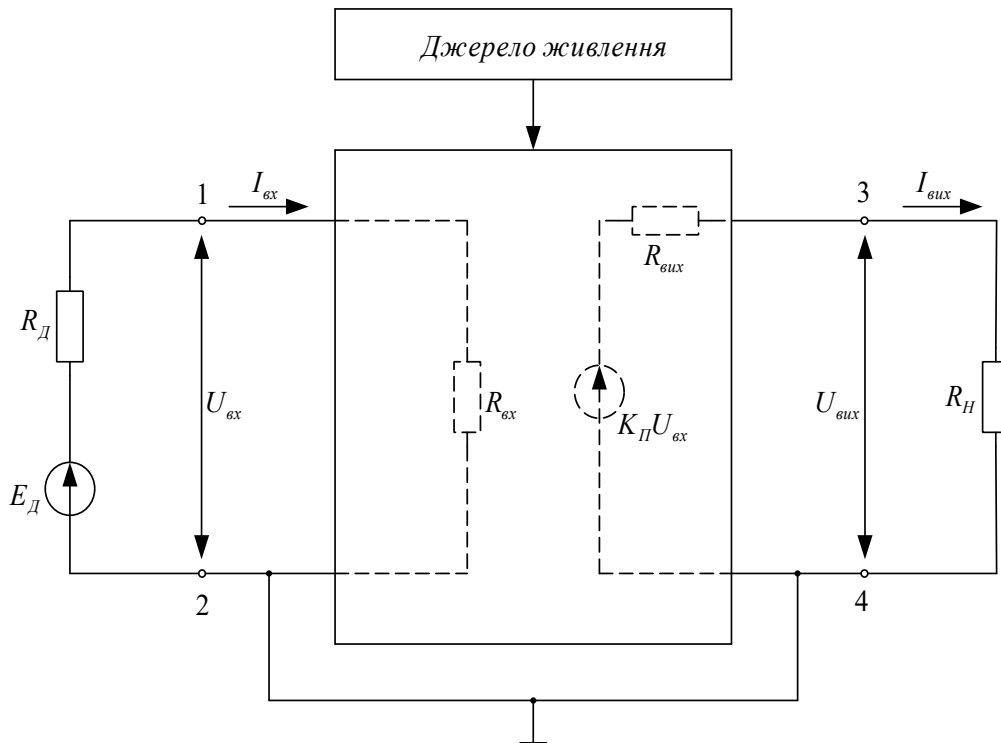


Рисунок 2.1

Розглядаючи вхідне коло підсилювача з джерелом напруги (рисунок 2.1) можемо записати

$$U_{BX} = E_D \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_D}, \quad (2.1)$$

з виразу (2.1) видно, що спад напруги на внутрішньому опорі  $R_D$  джерела вхідного сигналу незначний, тобто  $U_{BX} \approx E_D$ , якщо виконується умова  $R_{BX} \gg R_D$ .

Вихідне коло підсилювача також може бути джерелом напруги (рисунок 2.1) або джерелом струму з внутрішнім опором  $R_{ВИХ}$ .

Всі електронні підсилювачі підвищують потужність. Але в ряді випадків основним показником є підсилення напруги або струму. Тому електронні підсилювачі умовно поділяють на підсилювачі напруги, струму та потужності. Підсилювач напруги забезпечує на навантаженні задане значення вихідної напруги. В такому режимі підсилювач працює, якщо виконуються умови  $R_{BX} \gg R_D$  та  $R_H \gg R_{ВИХ}$ , що забезпечує

відносно великі зміни напруги на навантаженні при невеликих змінах струму у вхідному та вихідному колах .

В режимі підсилення струму необхідне виконання умов  $R_{BX} \ll R_d$  та  $R_H \ll R_{ВИХ}$  , щоб у вихідному колі при малих значеннях напруги протікав струм заданого значення.

Для підсилювача потужності умови узгодження вхідного кола з джерелом вхідного сигналу та вихідного кола з навантаженням для передавання максимальної потужності мають вигляд  $R_{BX} \approx R_d$  та  $R_H \approx R_{ВИХ}$  .

Елементарні підсилювальні каскади являють собою однокаскадні осередки. До таких каскадів на біполярних транзисторах відносять каскади із загальним емітером (ЗЕ), загальним колектором (ЗК) і загальною базою (ЗБ). Схеми із ЗЕ забезпечують як підсилення напруги, так і підсилення струму. Каскад за схемою із ЗК (емітерний повторювач) повторює на виході вхідну напругу, але через підсилення струму забезпечує підсилення потужності. Схеми із ЗБ повторює на виході струм, що надходить у вхідне коло каскаду (повторювач струму). Підсилення потужності в цьому каскаді забезпечується за рахунок підсилення напруги. Найбільше підсилення потужності має схема із ЗЕ.

В даній лабораторній роботі досліджується підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із ЗЕ, призначений для підсилення синусоїдальних електричних сигналів. Робота підсилювача змінних сигналів оцінюється кількісними і якісними показниками.

До кількісних показників відносяться:

1) коефіцієнт підсилення за струмом, який дорівнює відношенню змінного струму на виході каскаду до змінного вхідного струму:

$$K_I = \frac{I_{ВИХ}}{I_{ВХ}} ; \quad (2.2)$$

2) коефіцієнт підсилення за напругою, який дорівнює відношенню змінної напруги на виході каскаду до змінної вхідної напруги:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}; \quad (2.3)$$

3) коефіцієнт підсилення за потужністю, який дорівнює відношенню потужності, яка виділяється у навантаженні, до потужності вхідного сигналу:

$$K = \frac{P_{ВИХ}}{P_{ВХ}} = \frac{U_{ВИХ} I_{ВИХ}}{U_{ВХ} I_{ВХ}} = K_U K_I; \quad (2.4)$$

4) вхідний опір підсилювального каскаду, який дорівнює відношенню напруги на вході каскаду до вхідного струму:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}}; \quad (2.5)$$

5) вихідний опір підсилювального каскаду  $R_{ВИХ}$ , який може бути визначений між вихідними затискачами підсилювального каскаду при вимкненому навантаженні.

Основним якісним показником роботи підсилювача змінних сигналів є точність відтворення на виході підсилювача форми підсиленого сигналу.

Спотворення форми вихідного сигналу у підсилювачах відбувається за рахунок нелінійності характеристик транзистора (нелінійні спотворення), а також за рахунок наявності реактивних елементів (частотні спотворення).

Нелінійність характеристик транзистора призводить до того, що при синусоїдальному вхідному сигналі у змінній складовій вихідного сигналу з'являються вищі гармоніки, які спотворюють його форму. Кількісну оцінку нелінійних спотворень роблять за допомогою коефіцієнта нелінійних спотворень за формулою

$$K_H = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_1}}, \quad (2.6)$$

де  $P_1, P_2, \dots, P_N$  - потужності, які віддаються у навантаження відповідними гармоніками вихідного сигналу.

Для приблизної оцінки нелінійних спотворень використовують амплітудну характеристику (рисунок 2.2), яка являє собою залежність амплітудного значення вихідної напруги  $U_{вих\ m}$  від амплітудного значення вхідної напруги  $U_{вх\ m}$ , яка знята при постійній частоті вхідного сигналу  $f_{вх}$  і постійному навантаженні  $R_H$ .

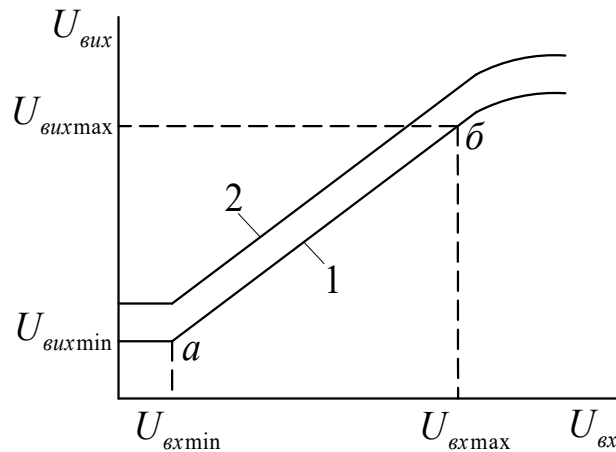


Рисунок 2.2

В робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу  $U_{вх\ min} \dots U_{вх\ max}$  амплітудна характеристика близька до прямолінійної (ділянка  $a, б$  на кривій 1). При великих вхідних напругах змінні складові струмів виходять за межі лінійних ділянок характеристик транзистора, ріст вихідної напруги сповільнюється, і коефіцієнт підсилення зменшується.

При збільшенні опору навантаження  $R_H$  коефіцієнт підсилення  $K_U$  збільшується і амплітудна характеристика розташована вище (крива 2).

Найбільш повне уявлення про частотні властивості підсилювача дає його частотна (амплітудно-частотна) характеристика, яка показує, як змінюється коефіцієнт підсилення від частоти вхідного сигналу (рисунок 2.3). Робочий діапазон звичайно поділяється на три області: низьких, середніх і високих частот. В області середніх частот коефіцієнт підсилення практично не залежить від частоти підсилювального сигналу. В області низьких частот коефіцієнт підсилення спадає



із зниженням частоти сигналу, що пояснюється збільшенням реактивних опорів ємностей підсилювального каскаду. Зменшення підсилення в області високих частот визначається частотними властивостями транзистора підсилюваного каскаду.

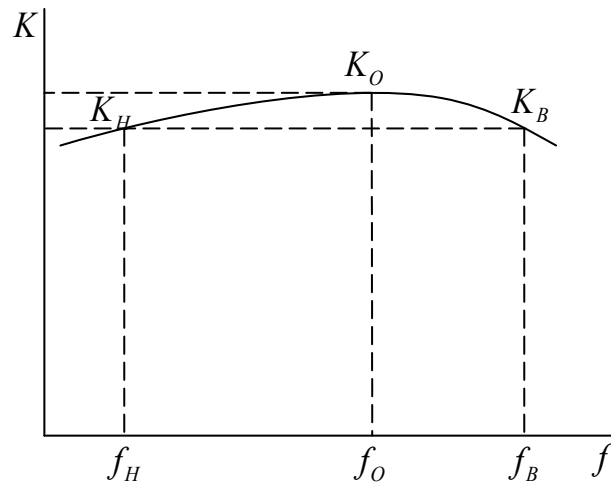


Рисунок 2.3

Кількісну оцінку частотних спотворень роблять за допомогою коефіцієнта частотних спотворень  $M$ , який визначається з виразу

$$M = \frac{K_{uo}}{K_U}, \quad (2.7)$$

де  $K_{uo}$  - коефіцієнт підсилення на середній частоті;

$K_U$  - коефіцієнт підсилення на частоті, для якої розраховуються частотні спотворення.

Звичайно допустимі за технічними умовами зменшення коефіцієнта підсилення не повинні перевищувати 2-3 дБ ( $M \leq 2$ ).

Схеми підсилювальних каскадів можуть бути виконані як на біполярних, так і на польових транзисторах. На рисунку 2.4 наведений підсилювальний каскад на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою із ЗЕ. За допомогою джерела постійної напруги  $E_K$  здійснюється живлення колекторного кола постійним струмом.

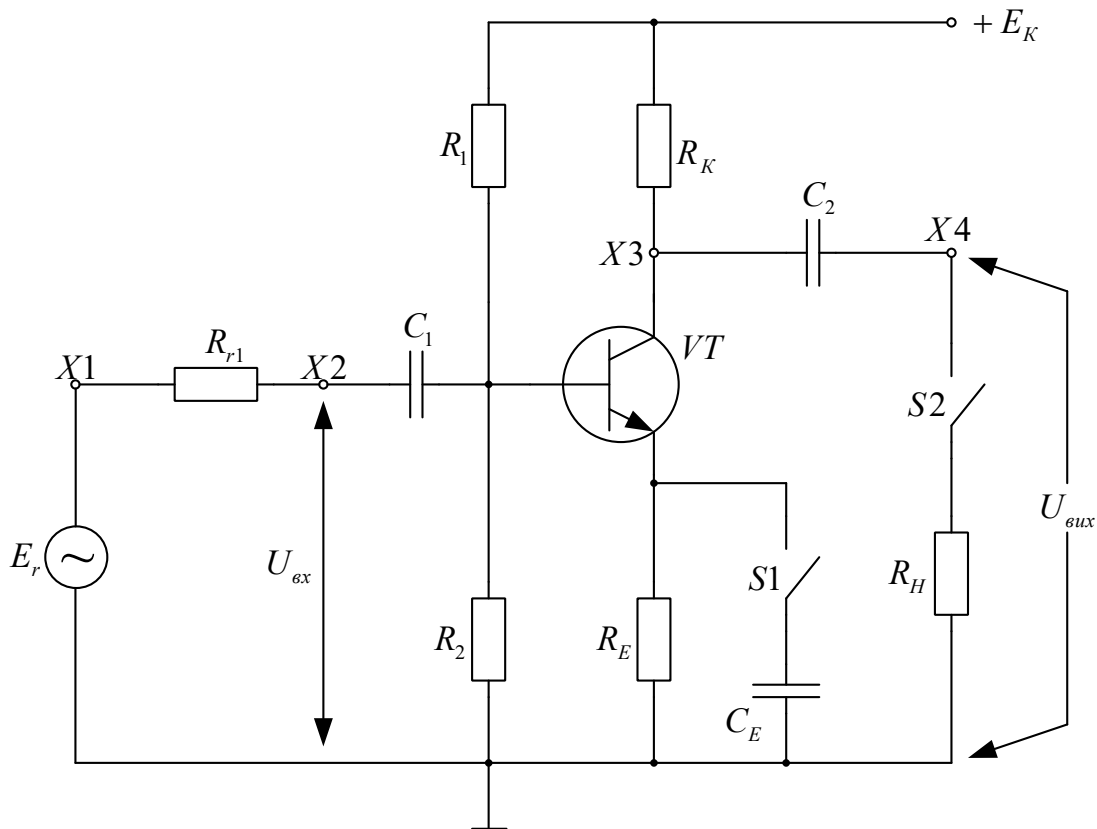


Рисунок 2.4

Живлення постійним струмом базового кола здійснюється від цього ж джерела через подільник  $R_1, R_2$ . Шляхом вибору співвідношення цього подільника і опору  $R_K$  забезпечується потрібний режим спокою. При виборі точки спокою необхідно урахувати, що з підвищенням температури навколишнього середовища збільшується постійна складова струму колектора  $I_K$ , що призводить до зміни режиму спокою і коефіцієнта підсилення  $K_U$ . Для зменшення температурного дрейфу положення робочої точки вводиться негативний зворотний зв'язок за постійним струмом за рахунок падіння напруги від струму емітера  $I_E$  на резисторі  $R_E$ . Коли з ростом температури струм колектора почне зростати, збільшується падіння напруги на опорі  $R_E$ , в результаті чого напруга  $U_{EB}$  і струм  $I_B$  зменшуються, а струм  $I_K$  наближається до первісного значення. Для усунення зворотного зв'язку за змінним струмом (для підвищення коефіцієнта підсилення  $K_U$ ) резистор  $R_E$  шунтується конденсатором  $C_E$ .

Змінна напруга  $U_{BX}$  подається на підсилювач через розподільвальний конденсатор  $C_1$ , який не пропускає у коло джерела вхідного сигналу постійну складову струму від джерела  $E_K$ , а також не пропускає постійну складову струму джерела сигналу на вході транзистора. Конденсатор  $C_2$  не пропускає постійну складову струму колектора в коло навантаження. В даній схемі підсилювача вхідний і вихідний сигнали знаходяться у протифазі.

Крім каналу прямого проходження сигналу (основне коло) підсилювальний каскад може мати кола, якими частина енергії корисного сигналу передається з виходу каскаду на його вхід (рисунок 2.5,а). При цьому в підсилювачі діє зворотний зв'язок. Кола, якими подається сигнал зворотного зв'язку, називають колами зворотного зв'язку. Замкнутий контур, утворений під'єднанням до підсилювача кола зворотного зв'язку, називають петлею зворотного зв'язку. Розрізняють однопетльові (рисунок 2.5, а) та багатопетльові зворотні зв'язки.

Якщо напруга зворотного зв'язку  $U_{зв}$  пропорційна напрузі на споживачі підсилювача, то маємо зворотний зв'язок за напругою (рисунок 2.5, б), а у випадку пропорційності  $U_{зв}$  струму  $I_{вих}$  - зворотний зв'язок за струмом (рисунок 2.5, в).

За способом передавання енергії через коло зворотного зв'язку у вхідне коло підсилювача розрізняють послідовний зворотний зв'язок, коли напруга подається послідовно з напругою вхідного сигналу підсилювача (рисунок 2.5, г), і паралельний (рисунок 2.5, д).

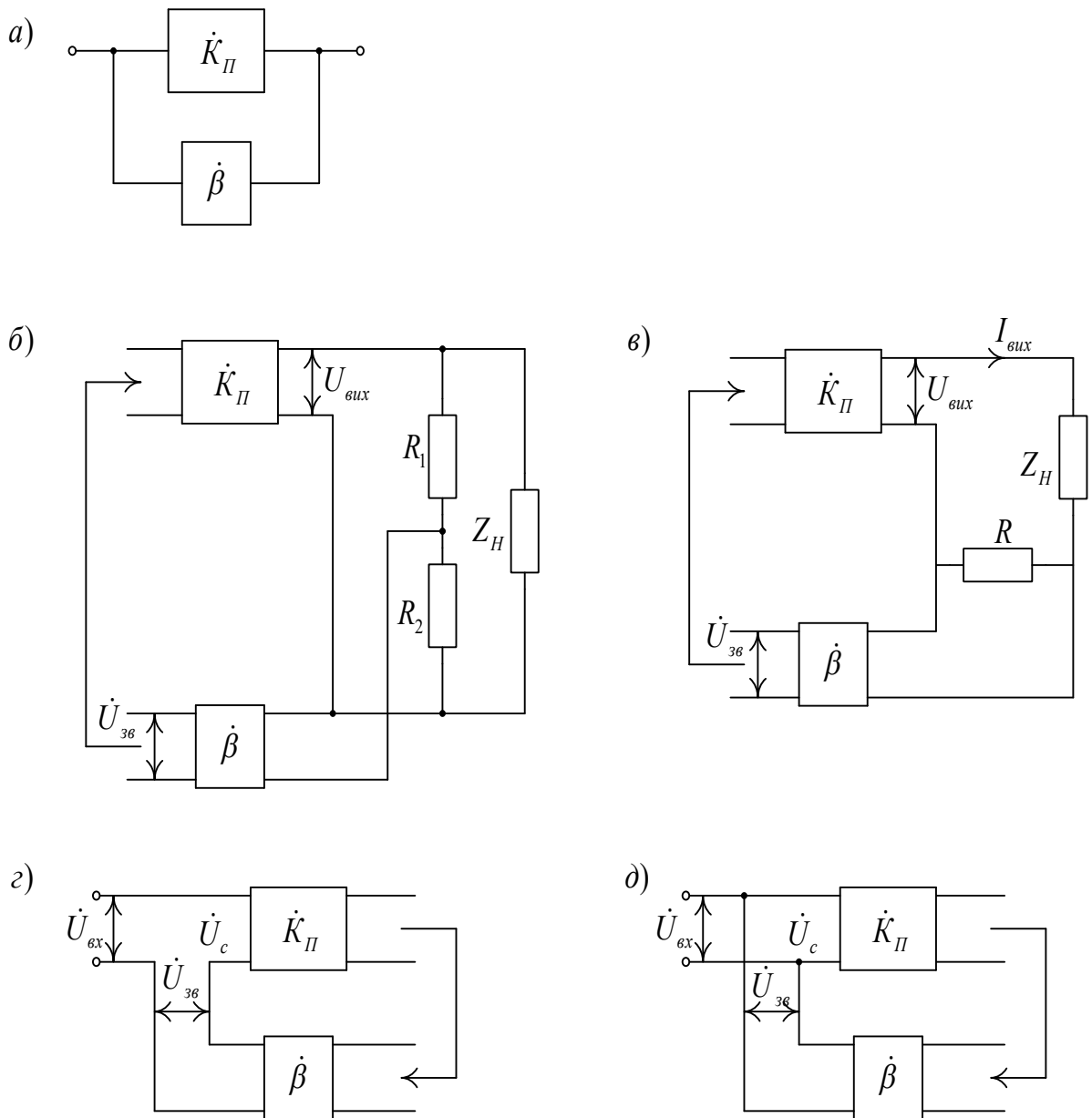


Рисунок 2.5

Основним показником кола зворотного зв'язку за напругою є коефіцієнт передачі  $\beta$ . Він показує, яка частина напруги з виходу підсилювача передається на його вхід

$$\dot{\beta} = U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}} \cdot \dot{K}_{\text{П}} \quad (2.8)$$

Дія зворотного зв'язку виявляється в зміні величини вхідного сигналу підсилювача

$$U_C = U_{BX} + U_{CA} = U_{A\delta} + \beta \cdot U_{A\hat{E}\delta}. \quad (2.9)$$

За умови  $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$ ,  $\beta \cdot K = -\beta \cdot K$ , тобто коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком – величина дійсна та від'ємна.

В цьому випадку

$$\hat{E}_{CA} = \hat{E}_r / (1 + \beta \cdot \hat{E}_r). \quad (2.10)$$

Таким чином, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить на вхід підсилювача в протифазі з вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення зменшується в  $(1 + \beta \cdot \hat{E}_r)$  раз. Такий зворотний зв'язок називають негативним зворотним зв'язком. Незважаючи на зменшення підсилення, негативний зворотний зв'язок широко використовують, оскільки з його введенням значно покращується ряд параметрів підсилювача, наприклад, збільшується стабільність, що підвищує стійкість його роботи. Крім того, вводячи негативний зворотний зв'язок і змінюючи його параметри, можна змінювати в потрібному напрямі вхідний та вихідний опори підсилювача, поліпшувати його частотні, фазові та амплітудні характеристики, тобто зменшувати частотні, фазові та нелінійні спотворення, а також напруги шумів.

При  $\varphi_K + \varphi_\beta = 2 \cdot \pi \cdot n$ , де  $n=0,1,2, \dots$ , коли збігаються фази напруг  $U_{BX}$  та  $U_{CA}$ ,  $\beta \cdot \hat{E}_r = \beta \cdot \hat{E}_r$ , коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком визначається виразом

$$\hat{E}_{CA} = \hat{E}_r / (1 - \beta \cdot \hat{E}_r). \quad (2.11)$$

Зворотний зв'язок, при якому коефіцієнт підсилення підсилювача збільшується, називають позитивним зворотним зв'язком. При  $\beta \cdot \hat{E}_r \rightarrow 1$ ,  $\hat{E}_{CA} \rightarrow \infty$  і коливання на виході підсилювача будуть навіть при відсутності вхідного сигналу, розвиваючись від малих флюктуарних шумових сигналів. Підсилювач самозбуджується, перетворюючись у генератор електричних коливань. Для підсилювача такий режим роботи неприпустимий.

Недоліками підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах є:

- відносно малий вхідний опір, що обмежує їх застосування в схемах з високоомними джерелами сигналу;
- велика залежність характеристик транзистора від температури навколишнього середовища.

В значній мірі цих недоліків позбавлені схеми, які виконані на польових транзисторах.

### 2.3 Порядок виконання роботи

Перед початком дослідження цифровий вольтметр настроїти на вимірювання змінної напруги, а для осцилографування використовувати гнізда «Y1(I)» та «Y3(II)» при натиснутій кнопці «I-II».

2.3.1 Зняття передаточної (амплітудної) характеристики підсилювача  $U_{вих} = f(U_{вх})$  при відсутності зворотного зв'язку для двох випадків:

- навантаження відключено  $R_H = \infty$  (кнопка S2 відтиснута);
- навантаження підключено  $R_H = 3,6 \text{ êÎ ì$  (кнопка S2 натиснута).

Для зняття характеристик слід натиснути кнопку S1, встановити частоту  $f=1\text{кГц}$  перемикачем «êÄö(α)». Вхідну напругу  $U_{вх}$  встановлювати від мінімального до максимального значення за допомогою ручки «E<sub>r</sub>». Значення напруг  $U_{вх}$  і  $U_{\text{êËö}}$  знімають із контрольних точок X2 і X4 за допомогою цифрового вольтметра.

Таблиця 2.1

При  $R_H = \infty, f=1\text{кГц}$

$U_{вх}, \text{ мВ}$	$U_{\text{êËö}}$ <i>min</i>						$U_{\text{êËö}}$ <i>max</i>
$U_{вих}, \text{ В}$							

Таблиця 2.2

При  $R_H = 3,6 \text{ êÎ ì}, f=1\text{кГц}$

$U_{вх}, \text{ мВ}$	$U_{\text{êËö}}$ <i>min</i>						$U_{\text{êËö}}$ <i>max</i>
$U_{вих}, \text{ В}$							

2.3.2 Підключити до контрольних точок  $X2$  і  $X4$  гнізда « $Y1(I)$ » і « $Y3(II)$ » осцилографа. Кнопки  $S1$  і  $S2$  натиснуті. Змінюючи ручкою « $E_r$ » вхідну напругу від мінімального до максимального значення, спостерігати появу спотворень сигналу на виході підсилювача. Зарисувати осцилограми і у момент появи спотворень зафіксувати значення напруг  $U_{BX}$  і  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  за допомогою цифрового вольтметра.

2.3.3 Визначити експериментальним шляхом вхідний опір каскаду. Резистор  $R_{r1} = 1\hat{e}\hat{l}\hat{i}$  відіграє роль внутрішнього опору джерела сигналу. Кнопки  $S1$  і  $S2$  натиснуті. Встановити при частоті  $f=1\text{кГц}$  напругу на виході  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 2\hat{A}$  за допомогою ручки « $E_r$ ». Потім виміряти значення напруг  $E_r$  і  $U_{BX}$  в контрольних точках  $X1$  і  $X2$ .

2.3.4 Зняття амплітудно-частотних характеристик  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \varphi(f)$  при ввімкненому навантаженні (кнопка  $S2$  натиснута) для двох випадків, які пов'язані із впливом конденсатора  $C_E$ :

- при відсутності зворотного зв'язку (кнопка  $S1$  натиснута);
- при наявності зворотного зв'язку (кнопка  $S1$  відтиснута).

Характеристики знімаються шляхом вимірювання напруги  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  при  $U_{BX} = 0,1\text{В}$ , яка підтримується постійною за допомогою ручки « $E_r$ » при зміні частоти від 0,08 до 20 кГц перемикачем « $\hat{e}\hat{A}\hat{o}(\alpha)$ ».

Таблиця 2.3 При  $U_{BX} = 0,1\text{В}$ , при відсутності зворотного зв'язку

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

Таблиця 2.4 При  $U_{BX} = 0,1\text{В}$ , при наявності зворотного зв'язку

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

## 2.4 Обробка експериментальних даних

2.4.1 Побудувати передаточні (амплітудні) характеристики підсилювача  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = f(U_{\hat{A}\hat{O}})$  при відключеному та підключеному навантаженні.

2.4.2 Для лінійних ділянок амплітудних характеристик визначити коефіцієнт підсилення за виразом

$$K = \frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}}.$$

2.4.3 Вхідний опір підсилювача визначається із співвідношення

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{R_r U_{\hat{A}\hat{O}}}{(E_r - U_{\hat{A}\hat{O}})}.$$

2.4.4 Побудувати амплітудно-частотні характеристики  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \varphi(f)$  при відсутності та наявності зворотного зв'язку.

2.4.5 За амплітудно-частотними характеристиками визначити:

- коефіцієнт підсилення на середніх частотах  $\hat{E}_0$ ;
- коефіцієнт частотних спотворень для  $f_H=150$  Гц та  $f_B=20$  кГц за формулами

$$\hat{I}_i = \frac{\hat{E}_0}{\hat{E}_i}; \quad \hat{I}_a = \frac{\hat{E}_0}{\hat{E}_A},$$

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

## 2.5 Зміст звіту

У звіті з лабораторної роботи повинно бути зазначено номер роботи, її назву і мету дослідження. У звіті повинна бути наведена принципова електрична схема дослідженого підсилювача на біполярному транзисторі (рисунок 2.4), дані вимірювань та результати розрахунків, графіки передаточної та амплітудно-частотної характеристик, осцилограми.

### Контрольні питання

1 Перелічіть основні галузі застосування підсилювачів.



- 2 Назвіть основні технічні показники підсилювачів.
- 3 Що називають коефіцієнтом підсилення?
- 4 Що називають зворотним зв'язком підсилювача?
- 5 Назвіть види зворотних зв'язків підсилювачів.
- 6 Які види спотворень вносить підсилювач у форму сигналу, який досліджується?
- 7 Як оцінюють кількісно нелінійні спотворення?
- 8 Як оцінюють кількісно частотні спотворення?
- 9 Поясніть причини з'явлення частотних спотворень на ділянці вищих та нижчих частот.
- 10 Поясніть принцип стабілізації режиму спокою в каскаді із загальним емітером.
- 11 Що називають амплітудною характеристикою підсилювача?
- 12 Що називають амплітудно-частотною характеристикою підсилювача?
- 13 Недоліки підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах.
- 14 Поясніть вплив опору навантаження на параметри підсилювача.
- 15 Поясніть вплив внутрішнього опору джерела сигналу на параметри підсилювача.
- 16 Особливості роботи підсилювача із загальним емітером.

### **3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5.2 ОДНОКАСКАДНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ**

#### **3.1 Мета роботи**

Метою роботи є дослідження характеристик і параметрів підсилювального каскаду на польовому транзисторі.

#### **3.2 Основні теоретичні положення**

Польовий транзистор можна вмикати в підсилювальну схему трьома різними способами: із загальним витоком (ЗВ), загальним стоком (ЗС) і загальним затвором (ЗЗ). Найчастіше використовують схему із ЗВ, аналогічну схемі із ЗЕ на біполярному транзисторі.

На рисунку 3.1 наведена схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі із затвором у вигляді  $p-n$ -переходу, яка використовує одне джерело живлення  $E_c$ . Початковий режим роботи польового транзистора забезпечується постійним струмом стоку  $I_{oc}$  і відповідною йому постійною напругою на стоку  $U_{oc}$ .

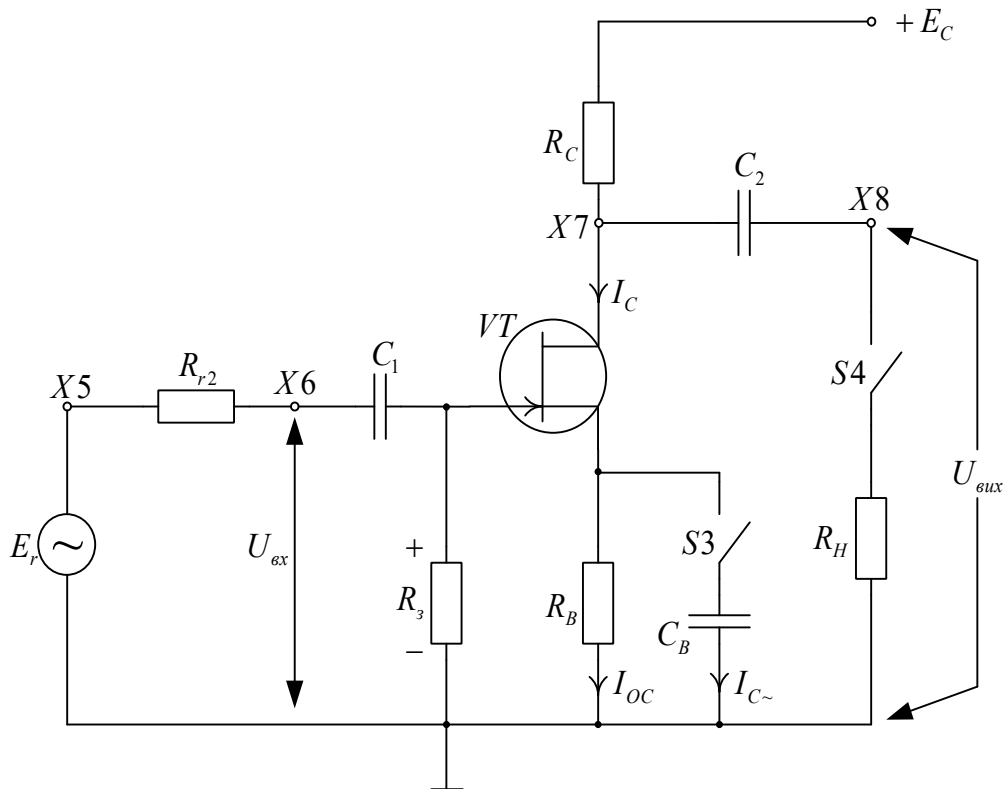


Рисунок 3.1

Струм  $I_{oc}$  у вихідному (стоковому) колі встановлюється за допомогою джерела живлення  $E_c$  і початкової напруги зміщення на затворі  $U_{oz}$ , негативної полярності відносно джерела (для польового транзистора із  $p$ -каналом - позитивної полярності). В свою чергу, напруга  $U_{oz}$  забезпечується за рахунок цього ж самого струму  $I_{oc}$ , який протікає через резистор в колі витоку

$R_B$ , тобто  $U_{O3} = I_{OC} \cdot R_B$ , яка через резистор  $R_3$  прикладається до затвору із полярністю, яка вказана на рисунку 3.1. Змінюючи опір  $R_B$ , можна змінювати напругу  $U_{O3}$  і струм стоку  $I_{OC}$ , встановлюючи потрібне його значення. Резистор  $R_B$ , окрім функції автоматичного зміщення на затворі, виконує також функцію термостабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом, стабілізуючи величину  $I_{OC}$ . Щоб на опорі  $R_B$  не виділялась напруга за рахунок змінної складової струму стоку  $I_{c\sim}$  (це призвело б до негативного зворотного зв'язку), його шунтують конденсатором  $C_B$ , ємність якого визначається з умови

$$C_B \gg \frac{1}{\omega \cdot R_B}, \quad (3.1)$$

де  $\omega$  - кругова частота підсилювального сигналу.

Резистор  $R_3$ , який ввімкнено паралельно дуже великому вхідному опору підсилювача, повинен мати порівняне із ним значення опору.

Динамічний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором у колі стоку  $R_C$ , з якого знімається змінний вихідний сигнал при наявності вхідного підсилюваного сигналу. Звичайно  $R_C \ll R_{C\sim} \approx R_{BX}$ . Тому, якщо навантаженням підсилювального каскаду на польовому транзисторі є вхідний опір аналогічного каскаду підсилення, то опори навантаження підсилювача постійної та змінної складових струму стоку приблизно рівні, тобто

$$R_{C=} \approx R_{C\sim} = \frac{R_C \cdot R_H}{(R_C + R_H)}. \quad (3.2)$$

При цьому припускається, що для ділянки середніх частот опори розподілювальних конденсаторів  $C1$  і  $C2$ , призначення яких таке саме, як і в підсилювальному каскаді на біполярному транзисторі, незначні.

Коефіцієнт підсилення підсилювальних каскадів на польових транзисторах на ділянці середніх частот визначається виразом

$$K_U = -S \cdot R_{c\sim}, \quad (3.3)$$

де  $S$  - статична крутість характеристики польового транзистора;  
 $R_{c\sim}$  - визначається з формули (3.2).

Знак „мінус” у виразі (3.3) вказує на те, що підсилювальний каскад із ЗВ змінює фазу підсилювального сигналу на  $180^\circ$ . Тому при дії на вхід підсилювача змінного вхідного сигналу  $U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\zeta} = U_{\zeta m} \cdot \sin \omega t$  напруга вихідного сигналу

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -S_p \cdot R_{c\sim} U_{\zeta m} \cdot \sin \omega t, \quad (3.4)$$

де  $S_p$  - крутість характеристики в робочій точці ( $I_{oc}, U_{oc}$ ).

Підсилювачі на польових транзисторах, завдяки їх великому вхідному опору (декілька мегаом), широко застосовуються у ролі вхідних каскадів різних електронних пристроїв, датчик вхідного сигналу яких має великий внутрішній опір.

### 3.3 Порядок виконання роботи

Перед початком дослідження цифровий вольтметр настроїти на вимірювання змінної напруги, а для осцилографування використовувати гнізда «Y1 (I)» та «Y3 (II)» при натиснутій кнопці «I-II».

3.3.1 Зняття амплітудної характеристики  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = f(U_{\hat{A}\hat{O}})$  при холостому ході (кнопка  $S4$  відтиснута) і при  $R_i = 6,2 \text{ k}\Omega$  (кнопка  $S4$  натиснута). Характеристики знімаються без зворотного зв'язку (кнопка  $S3$  натиснута). Значення напруг  $U_{BX}$  і  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  знімаються із контрольних точок  $X6$  і  $X8$  за допомогою цифрового вольтметра. Встановити частоту  $f=1 \text{ кГц}$  перемикачем «кГц ( $\alpha$ )». Вхідну напругу  $U_{BX}$  встановлювати від мінімального до максимального значення за допомогою ручки « $E_r$ ».

Таблиця 3.1

При  $R_H = \infty, f=1 \text{ кГц}$

$U_{BX}, \text{ mV}$	$U_{ex \text{ min}}$					$U_{ex \text{ max}}$
----------------------	----------------------	--	--	--	--	----------------------

$U_{вих}$ , В									
---------------	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Таблиця 3.2

При  $R_H = 3,6 \text{ кОм}$ ,  $f = 1 \text{ кГц}$

$U_{вх}$ , мВ	$U_{ex \text{ min}}$								$U_{ex \text{ max}}$
$U_{вих}$ , В									

3.3.2 Підключити до контрольних точок X6 і X8 гнізда «Y1 (I)» та «Y3 (II)» осцилографа. Кнопки S3 і S4 натиснуті. Змінюючи ручкою «E<sub>r</sub>» вхідну напругу від мінімального до максимального значення, спостерігати появу спотворень сигналу на виході підсилювача. Зарисувати осцилограми і у момент появи спотворення зафіксувати значення напруг  $U_{вх}$  і  $U_{вих}$  за допомогою цифрового вольтметра.

3.3.3 Визначити вхідний опір каскаду  $R_{вх}$  при  $R_{r2} = 10 \text{ кОм}$ . Кнопки S3 і S4 натиснуті. Встановити при частоті  $f = 1 \text{ кГц}$  напругу на виході  $U_{вих} = 2B$  за допомогою ручки «E<sub>r</sub>». Потім виміряти значення напруг  $E_r$  і  $U_{вх}$  в контрольних точках X5 і X6.

3.3.3 Зняття частотних характеристик  $K = \varphi(f)$  при підключеному навантаженні (кнопка S4 натиснута) для двох випадків:

- при відсутності зворотного зв'язку (кнопка S3 натиснута);
- при наявності зворотного зв'язку (кнопка S3 відтиснута).

Характеристики знімаються шляхом вимірювання напруги  $U_{вих}$  при  $U_{вх} = 0,1 \text{ В}$ , яка підтримується постійною за допомогою ручки «E<sub>r</sub>» при зміні частоти від 0,08 до 20 кГц перемикачем «кГц (α)».

Таблиця 3.3 При  $U_{вх} = 0,1B$ , при відсутності зворотного зв'язку

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

Таблиця 3.4 При  $U_{вх} = 0,1B$ , при наявності зворотного зв'язку

$f$ , кГц	0,08	0,15	0,4	0,8	1,0	1,2	3,0	5,0	10,0	20,0
-----------	------	------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	------	------

$U_{ВИХ}$ ,										
В										
К										

### 3.4 Обробка експериментальних даних

3.4.1 Побудувати амплітудні характеристики підсилювача  $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$  при відключеному та підключеному навантаженні.

3.4.2 Для лінійних ділянок амплітудних характеристик визначити коефіцієнт підсилення.

3.4.3 Вхідний опір підсилювача визначається за виразом

$$R_{ВХ} = \frac{R_{r2} \cdot U_{ВХ}}{(E_r - U_{ВХ})}.$$

3.4.4 Для побудови частотних характеристик  $K = \varphi(f)$  необхідно знайти значення коефіцієнтів підсилення для кожної частоти, на якій вимірювалася напруга  $U_{ВИХ}$ , за виразом

$$\hat{E} = \frac{U_{A\hat{E}\hat{O}}}{U_{ВХ}}.$$

Побудувати частотні характеристики при відсутності та наявності зворотного зв'язку.

3.4.5 За частотними характеристиками визначити коефіцієнт частотних спотворень для  $f_H = 150$  Гц та  $f_B = 20$  кГц.

### 3.5 Зміст звіту

У звіті з лабораторної роботи повинно бути зазначено номер роботи, її назву і мету дослідження. У звіті повинна бути наведена принципова електрична схема дослідженого підсилювача на польовому транзисторі (рисунок 3.1), дані вимірювань та результати розрахунків, графіки амплітудної та частотної характеристик, осцилограми.

#### Контрольні питання

- 1 Загальні питання з лабораторної роботи № 5.1
- 2 Особливості роботи підсилювальних каскадів на польових транзисторах.
- 3 Особливості роботи підсилювача із загальним витоком.
- 4 Що називають частотною характеристикою підсилювача?
- 5 Переваги підсилювальних каскадів на польових транзисторах.

## **4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6 АВТОКОЛИВАЛЬНИЙ МУЛЬТИВІБРАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ**

### **4.1 Мета роботи**

Метою роботи є дослідження принципу та особливостей роботи автоколивального мультивібратора на біполярних транзисторах.

### **4.2 Основні теоретичні положення**

Мультівібратори відносяться до генераторів релаксаційного типу, у яких форма коливань, що генеруються, суттєво відрізняється від синусоїдальної, а тривалість коливань залежить від реактивних елементів (частіше конденсаторів), які входять до схеми. Мультівібратори широко застосовуються для отримання імпульсів напруги прямокутної форми і у ролі задавальних генераторів різних пристроїв промислової електроніки.

Мультівібратори можуть працювати в таких режимах:

- 1) у режимі автоколивань мультівібратор має два стани квазірівноваги, під час яких у схемі відбуваються відносно повільні зміни струмів та напруг. Стани рівноваги закінчуються лавиноподібними змінами струмів і напруг, тобто стрибками в схемі;
- 2) у загальмованому режимі один стан рівноваги є стійким, другий – квазістійким, при цьому вихідний стан схеми – стійкий.

Щоб перевести схему до квазістійкого стану, необхідний зовнішній запускаючий імпульс, а повернення схеми до вихідного стану відбувається в результаті внутрішніх процесів;

3) у режимі синхронізації на автоколивальний мультивібратор подається зовнішня синхронізуюча напруга. В результаті цього частота повторювання імпульсів на виході мультивібратора кратна частоті синхронізуючої напруги.

На рисунку 4.1 а,б,в наведена принципова електрична схема і діаграми роботи автоколивального симетричного мультивібратора з колекторно-базовим позитивним зворотним зв'язком.

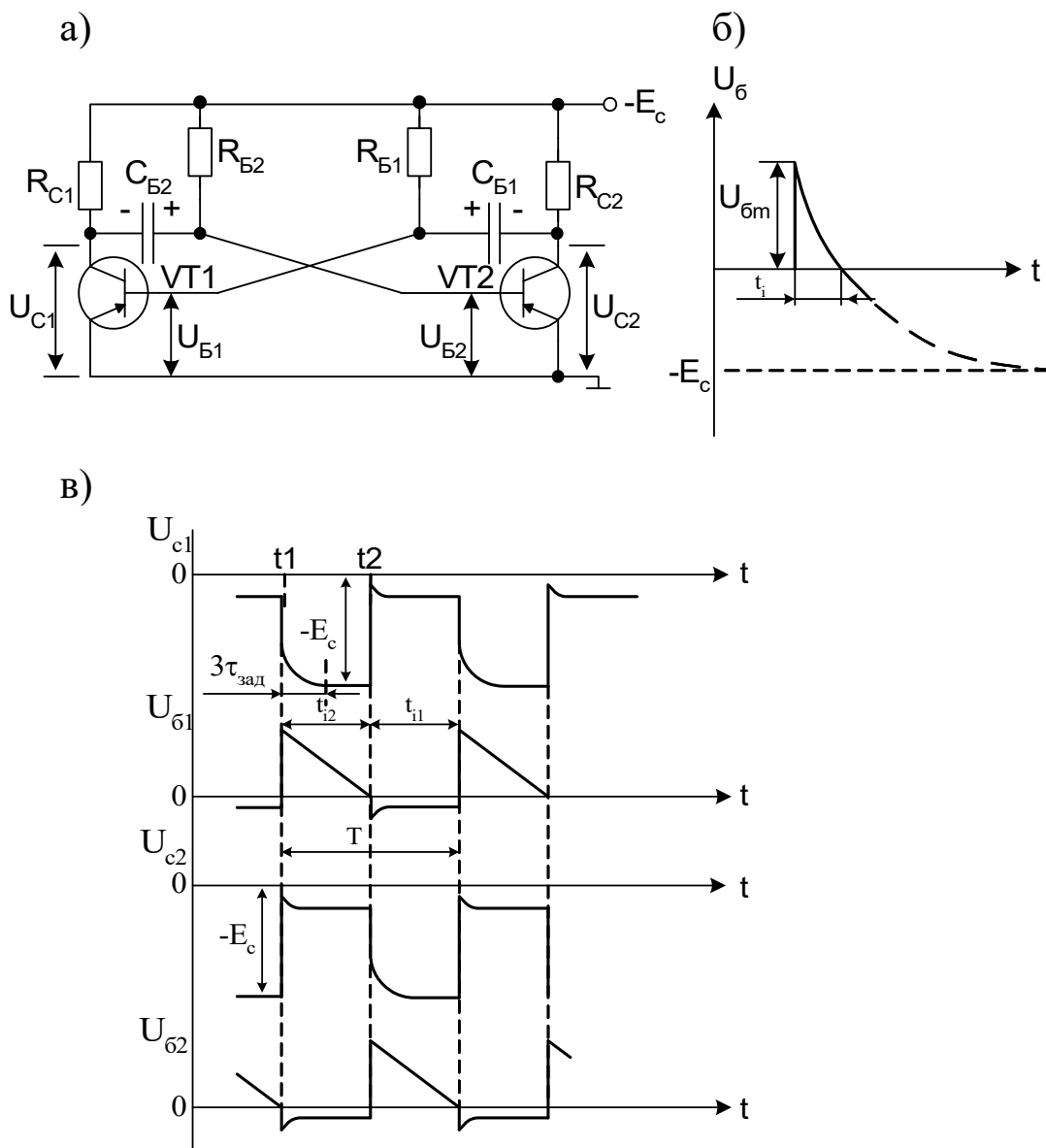


Рисунок 4.1



Симетричність схеми означає ідентичність симетрично розміщених елементів, тобто  $R_{C1} = R_{C2}, R_{B1} = R_{B2}, C_{B1} = C_{B2}$ , параметри транзисторів однакові. Мультивібратор складається з двох підсилювальних каскадів за схемою із ЗЕ, вихідна напруга кожного з яких подається на вхід другого.

Якщо ввімкнути напругу джерела живлення  $E_C$ , то обидва транзистори пропускають колекторні струми (їхні робочі точки знаходяться в активній області), тому, що на бази через резистори  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  подається від'ємне зміщення. Однак такий стан нестійкий. За наявності в схемі позитивного зворотного зв'язку легко виконується умова  $\beta \cdot K_D \geq 1$ , і двокаскадний підсилювач самозбуджується. Починається процес регенерації, тобто швидке збільшення струму одного транзистора й зменшення струму другого.

Якщо в результаті будь – якої випадкової зміни напруги на базах або колекторах транзисторів трохи збільшиться струм  $I_{C1}$  транзистора  $VT1$ , то збільшиться спад напруги на резисторі  $R_{C1}$  і позитивний потенціал колектора в транзисторі  $VT1$  матиме приріст. Через те, що напруга на конденсаторі  $C_{B1}$  миттєво змінитися не може, цей приріст подається на базу  $VT2$ , підзакриваючи його. Колекторний струм  $I_{C2}$  при цьому зменшується, напруга на колекторі транзистора  $VT2$  стане більш негативною і, передаючись через конденсатор  $C_{B2}$  на базу транзистора  $VT1$ , ще більше відкриває його, збільшуючи струм  $I_{C1}$ . Цей процес відбувається лавиноподібно й завершується тим, що транзистор  $VT1$  входить в режим насичення, а транзистор  $VT2$  - в режим відсічки. Схема переходить в один із своїх тимчасово стійких станів (квазістійкий стан). При цьому відкритий стан транзистора  $VT1$  забезпечується зміщенням від джерела  $E_C$  через резистор  $R_{B1}$ , а закритий стан транзистора  $VT2$  - позитивною напругою на конденсаторі  $C_{B1}$  ( $U_{CB1} = U_{B2} > 0$ ), який через відкритий транзистор  $VT1$  ввімкнений у проміжок „база – емітер” транзистора  $VT2$ . Описані процеси відповідають моменту часу  $t=0$  на рисунку 4.1,в. Тепер конденсатор  $C_{B2}$  швидко розряджається в колі  $+E_C$ , „емітер – база”  $VT1$ ,  $C_{B2}$ ,  $R_{C2}$ ,  $-E_C$  до напруги  $E_C$ . Конденсатор  $C_{B1}$ , заряджений в попередньому періоді, перезаряджується через резистор  $R_{B2}$  і

відкритий транзистор  $VT1$  струмом джерела живлення  $E_C$  (рисунок 4.1,б). Напруга на конденсаторі  $C_{B1}$  прагне зменшитися до  $-E_C$ . У момент часу  $t_1$  напруга  $U_{CB1} = U_{B2}$  змінює знак, внаслідок чого відкривається транзистор  $VT2$  й виникає струм  $I_{C2}$ . Збільшення струму  $I_{C2}$  призводить до процесу, описаного вище, коли збільшується струм  $I_{C1}$ . Внаслідок цього транзистор  $VT2$  входить у режим насичення, а транзистор  $VT1$  - в режим відсічки (другий тимчасово стійкий стан). В інтервалі часу  $t_1 - t_2$  відбувається заряджання конденсатора  $C_{B1}$  та перезаряджання конденсатора  $C_{B2}$ .

Таким чином, конденсатор періодично переходить з одного тимчасово стійкого стану в інший, а вихідна напруга, що знімається з колектора будь-якого транзистора, має майже прямокутну форму.

Напруга на базі будь-якого з транзисторів для перезаряджання конденсатора  $C_B$  змінюється за експоненціальним законом. Тривалість одного імпульсу можна визначити з виразу

$$t_{i1} = \tau_A \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot R_A \cdot C_A, \quad (4.1)$$

де  $\tau_B = R_B \cdot C_B$  - постійна часу часозадавального кола.

Період коливань мультівібратора симетричної схеми

$$T = 2t_{i1} = 1,4 \cdot R_A \cdot C_A. \quad (4.2)$$

Отже, частота генерованих коливань визначається швидкістю перезаряджання конденсаторів  $C_{B1}$  та  $C_{B2}$ , які задають час. Амплітуда імпульсу  $U_m$  визначається так, як і для транзисторного ключа:

$$U_m = E_C - I_{CO} \cdot R_C - U_{CEHAC} \approx E_C. \quad (4.3)$$

Тривалість фронту імпульсу з урахуванням постійної часу перехідного процесу в транзисторі  $\tau_{h21E}$  і постійної часу колекторного кола знаходиться за формулою

$$t_{\partial} = \tau_{h21E} + C_C \cdot R_C, \quad (4.4)$$

де  $C_C$  - ємність колектора.

Тривалість зрізу залежить від часу заряджання конденсатора:

$$t_{\zeta} = 3C_A \cdot R_C. \quad (4.5)$$

Від того, що ємність конденсатора, яка задає час, звичайно велика і завжди виконується нерівність  $C_B \gg C_C$ , тривалість зрізу набагато перевищує тривалість фронту імпульсу. Зменшити тривалість фронтів колекторних імпульсів можна без застосування додаткових елементів, але із застосуванням резисторів  $R_C$  менших номіналів. При цьому збільшується швидкість зростання напруги на колекторах транзисторів (збільшується крутизна фронтів). Зменшення опору резисторів  $R_{C1}$  та  $R_{C2}$  призводить до збільшення струму, що протікає через мультівібратор, а отже, і до збільшення розсіюваної ним потужності.

### 4.3 Порядок виконання роботи

4.3.1 Зняття осцилограм у контрольних точках схеми. З'єднати провідниками гнізда «Y1(I)» і X1, «Y2» і X2, «Y3(II)» і X4, «Y4» і X3. Встановити однакове підсилення каналів осцилографа С1 – 93 (2 В/діл) і, використовуючи його ручки вертикального відхилення, а також ручки стенда «Y1», «Y2» і «→», розмістити на екрані і зняти діаграми сигналів у чотирьох зазначених точках схеми (рисунок 4.2).

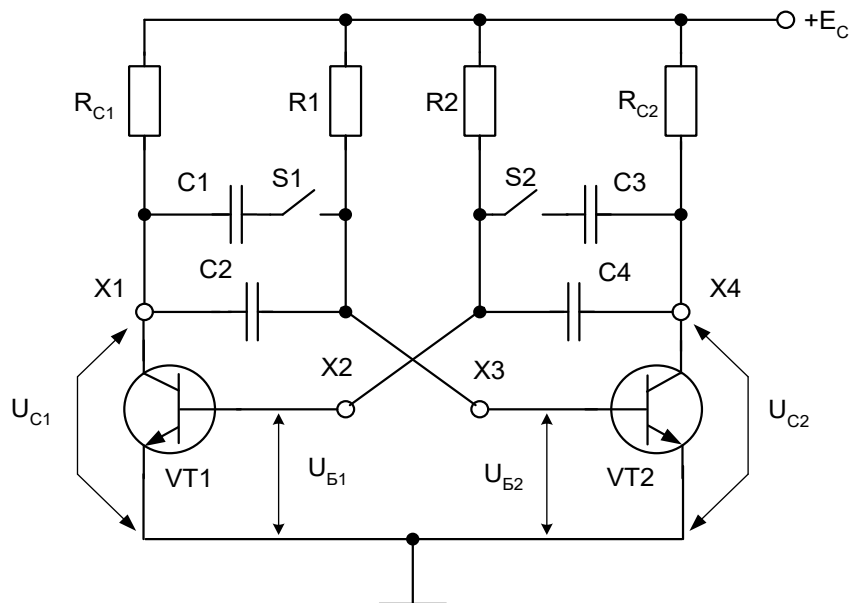


Рисунок 4.2

4.3.2 Вимірювання за допомогою осцилографа періоду коливань Т1 мультивібратора. Натиснути кнопки S1 і S2 та зафіксувати нове значення періоду коливань Т2.

4.3.3 Зняття осцилограм у контрольних точках X1, X2, X3, X4 для випадку несиметричного мультивібратора (кнопка S1 відтиснута), використавши п. 4.3.1.

4.3.4 Вимірювання періоду коливань Т3, тривалості імпульсів  $t_{i1}$  і  $t_{i2}$  несиметричного мультивібратора.

#### 4.4 Обробка експериментальних даних

4.4.1 Визначити розрахункові значення періодів коливань Т1, Т2, Т3 зі співвідношень

$$T1 = 1,414R \cdot C1,$$

де R - резистор у колі бази, ( $R = R1 = R2 = 10 \text{ êÎ } \text{î}$ );

C – часозадавальний конденсатор,  
 ( $C1 = C2 = C3 = C4 = 0,027 \text{ î êÒ$ ),

$$\text{Ò2} = 1,414R \cdot (C1 + C2),$$

$$\dot{O}3 = 0,707R \cdot C1 + 0,707R \cdot (C3 + C4).$$

Порівняти експериментальні та розрахункові результати.

#### **4.5 Зміст звіту**

У звіті з лабораторної роботи повинно бути зазначено номер роботи, її назву і мету дослідження; наведено принципову електричну схему дослідженого автоколивального мультівібратора на транзисторах (рисунок 4.2), дані вимірювань, осцилограми та результати розрахунків.

#### **Контрольні питання**

1 Назвіть режими роботи мультівібратора. Чим вони відрізняються?

2 Принцип роботи мультівібратора з колекторно-базовим зворотним зв'язком.

3 Які елементи схеми визначають період коливань мультівібратора?

4 В якому режимі працюють транзистори мультівібратора?

5 Вкажіть на схемі коло заряду конденсатора мультівібратора.

6 Вкажіть на схемі коло перезаряду конденсатора мультівібратора.

7 Від чого залежить тривалість фронту імпульсу?

8 Від чого залежить тривалість зрізу імпульсу?

9 Вкажіть засоби поліпшення форми вихідних імпульсів мультівібратора.

#### **СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ**

1 Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982.

2 Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Техніка, 1985.

3 Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Промышленная электроника. – К.: Вища школа, 1983.

4 Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990.

5 Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993.

6 Сенько В.И., Панасенко М.В., Сенько Є.В. Електроніка і мікро схемотехніка: У 4-х т.– К.: Обереги, 2000. – Т. 1.

7 Панасенко М.В., Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни „Основи промислової електроніки”. Ч.1. Напівпровідникові прилади. – Харків: УкрДАЗТ, 2005. – 66 с.

8 Панасенко М.В., Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни „Основи промислової електроніки”. Ч.2. Підсилювальні пристрої. – Харків: УкрДАЗТ, 2006. – 69 с.

9 Панасенко М.В., Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни „Основи промислової електроніки”. Ч. 3. Імпульсні пристрої. – Харків: УкрДАЗТ, 2006. – 41 с.

10 Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни „Основи промислової електроніки”. Ч. 4. Перетворювальні пристрої, ведені мережею. – Харків: УкрДАЗТ, 2008. – 85 с.

11 Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни „Основи промислової електроніки”. Ч. 5. Стабілізуючі та автономні перетворювальні пристрої. – Харків: УкрДАЗТ, 2005. – 82 с.



МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ



до виконання лабораторних робіт з дисципліни  
**«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»**

для студентів денної та заочної форм навчання  
спеціальностей «Електричний транспорт» і  
«Електричні системи та комплекси транспортних засобів»

Частина 2

Відповідальний за випуск Нікулін В.С.

Редактор

---

Підписано до друку  
Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.  
Умовн.-друк. арк. 2,5. Обл.-вид. арк. 2.75.  
Замовлення №                      Тираж 100      Ціна

---

Друкарня УкрДАЗТу.  
161050, Харків – 50, пл. Фейєрбаха, 7