



Міністерство освіти і науки України

**ДЕРЖАВНИЙ БІОТЕХНОЛОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ**

**Факультет енергетики, робототехніки та
комп'ютерних технологій**

**Кафедра електромеханіки, робототехніки, біомедичної
інженерії та електротехніки**

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА
ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА**

**Методичні вказівки
до виконання лабораторних робіт по електроніці**

**для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної та
(заочної) форми навчання, технічних спеціальностей**

**Харків
2023**

Міністерство освіти і науки України
ДЕРЖАВНИЙ БІОТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет енергетики, робототехніки та комп'ютерних технологій
Кафедра електромеханіки, робототехніки, біомедичної інженерії та
електротехніки

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА
ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА

Методичні вказівки
до виконання лабораторних робіт по електроніці

для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної та (заочної)
форми навчання, технічних спеціальностей

Затверджено
рішенням Науково-методичної
ради факультету ЕРКТ
Протокол № 3 від 22 лютого 2023 р.

Харків
2023

УДК 621.38+681.3
Е 50

Схвалено
на засіданні кафедри електромеханіки, робототехніки, біомедичної інженерії
та електротехніки

Протокол № 5
від 16 лютого 2023 р.

Рецензент:

О.М. Мороз, д-р тех. наук, проф. кафедри електропостачання та енергетичного менеджменту Державний біотехнологічний університет.

Е 50 Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка: метод. вказівки до виконання лабораторних робіт по електроніці для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної та (заоч.) форми навч., техн. спец. / Державний біотехнологічний університет; уклад. Н.Г. Косуліна, М. О. Чорна, В. В. Сухін, К. С. Коршунов. – Харків: [б. в.], 2023. – 108 с.

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт по електроніці з дисципліни «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка» розроблено відповідно до навчальної програми. Видання включає загальні питання по методиці виконання лабораторного практикуму, мету робіт і опис їх лабораторного устаткування, програму робіт, загальні теоретичні відомості та методику проведення досліджень по кожній роботі, зміст звіту виконання лабораторних робіт, контрольні питання, основні стандарти, що використовуються при оформленні лабораторних робіт, буквені позиційні позначення елементів та список використаних джерел.

Видання призначене здобувачам першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної та (заочної) форми навчання, технічних спеціальностей.

УДК 621.38+681.3

Відповідальний за випуск: В.В. Сухін, ст. викл.

© Н.Г. Косуліна, 2023
© М.О. Чорна, 2023
© В.В. Сухін, 2023
© К.С. Коршунов, 2023
© ДБТУ, 2023

Зміст

1. Загальні питання по методиці виконання лабораторного практикуму	4
2. Лабораторна робота № 1	6
3. Лабораторна робота № 2	38
4. Лабораторна робота № 3	50
5. Лабораторна робота № 4	68
6. Лабораторна робота № 5	79
7. Лабораторна робота № 6	89
8. Лабораторна робота № 7	94
Додаток А.....	104
Додаток Б	106
Додаток В	107
Список використаних джерел	108

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ПО МЕТОДИЦІ ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ

Практичні навички по експериментальному дослідженню студенти одержують у лабораторії кафедри.

Підготовка до лабораторної роботи

При підготовці до лабораторної роботи необхідно вивчити відповідний теоретичний матеріал, засвоїти мету, суть роботи і її зміст, виконати домашнє завдання, що містить розрахунок параметрів досліджуваних схем, підготувати бланк звіту.

Допуск до виконання лабораторної роботи

До виконання роботи допускаються студенти, які не мають заборгованостей за попередні лабораторні роботи.

Студенти, які не допущені до роботи залишаються в лабораторії для самостійної підготовки до виконання лабораторної роботи. Якщо студент підготувався, він може бути допущений до роботи, у іншому випадку – відпрацювання призначається на додатковий час.

Порядок виконання роботи

Лабораторний практикум побудований так, що всі роботи виконують по бригадам, фронтальним методом, тобто всі бригади виконують аналогічні роботи.

При необхідності, перед початком виконання робіт, студенти вивчають методику користування вимірювальними приладами.

У процесі експерименту перевіряються результати розрахунків, фіксуються осцилограми, що дають уяву про фізичну суть процесів у схемах, з'ясовується вплив елементів схеми на параметри вихідних сигналів.

Робота вважається закінченою, якщо протокол досліджень перевірений та підписаний викладачем.

На виконання експериментальної частини роботи студенти витрачають 2–4 учбових години.

Протоколи досліджень і пропоновані розрахунки схем по всіх роботах заносяться в зошит, що є єдиним для бригади і зберігається до кінця лабораторного практикуму.

Оформлення звіту

Звіт про лабораторну роботу, що складається студентами, повинен відповідати протоколу проведеного експерименту. Звіт повинен містити досліджувані схеми, мету роботи, перелік використаних приладів, таблиці вимірюваних та обчислених параметрів, часові діаграми напруг, що дають уявлення про фізичні процеси в схемі, висновки по кожному пункту роботи.

При оформленні звіту необхідно дотримуватись ДСТУ (креслення схем, літерні позначення основних величин, елементів схем та ін.). Найменування ДСТУ та буквені позиційні позначення елементів приведені в додатку А.

Правила безпеки роботи в лабораторії

Щоб запобігти ураження електричним струмом під час проведення лабораторних робіт і забезпечення збереження приладів та устаткування, необхідно дотримуватись наступних правил:

– до лабораторних робіт допускаються студенти, що пройшли інструктаж з техніки безпеки, про що виконується запис у спеціальному журналі;

– виконання експерименту проводиться бригадами, що складаються не менш чим з 2-х студентів;

– перед виконанням роботи кожен студент зобов'язаний ознайомитися з правилами експлуатації всієї наявної на робочому місці апаратури;

– зібрану схему дозволяється вмикати тільки після перевірки її викладачем або лаборантом;

– при виявленні оголених провідників або інших неполадок апаратури студент зобов'язаний вимкнути схему і доповісти про це викладачу або лаборанту;

– категорично забороняється під час роботи з електронною чи радіовимірювальною апаратурою доторкатися до радіаторів центрального опалення;

– у випадку ураження електричним струмом негайно вимкнути електроживлення робочого місця, потерпілому надати першу допомогу, у важких випадках викликати лікаря;

– при виникненні пожежі вимкнути електроживлення робочого місця і погасити вогонь вогнегасником;

– під час виконання лабораторних робіт не дозволяється вести голосну розмову, займатися сторонніми справами.

Лабораторна робота №1

«Підсилюючі каскади»

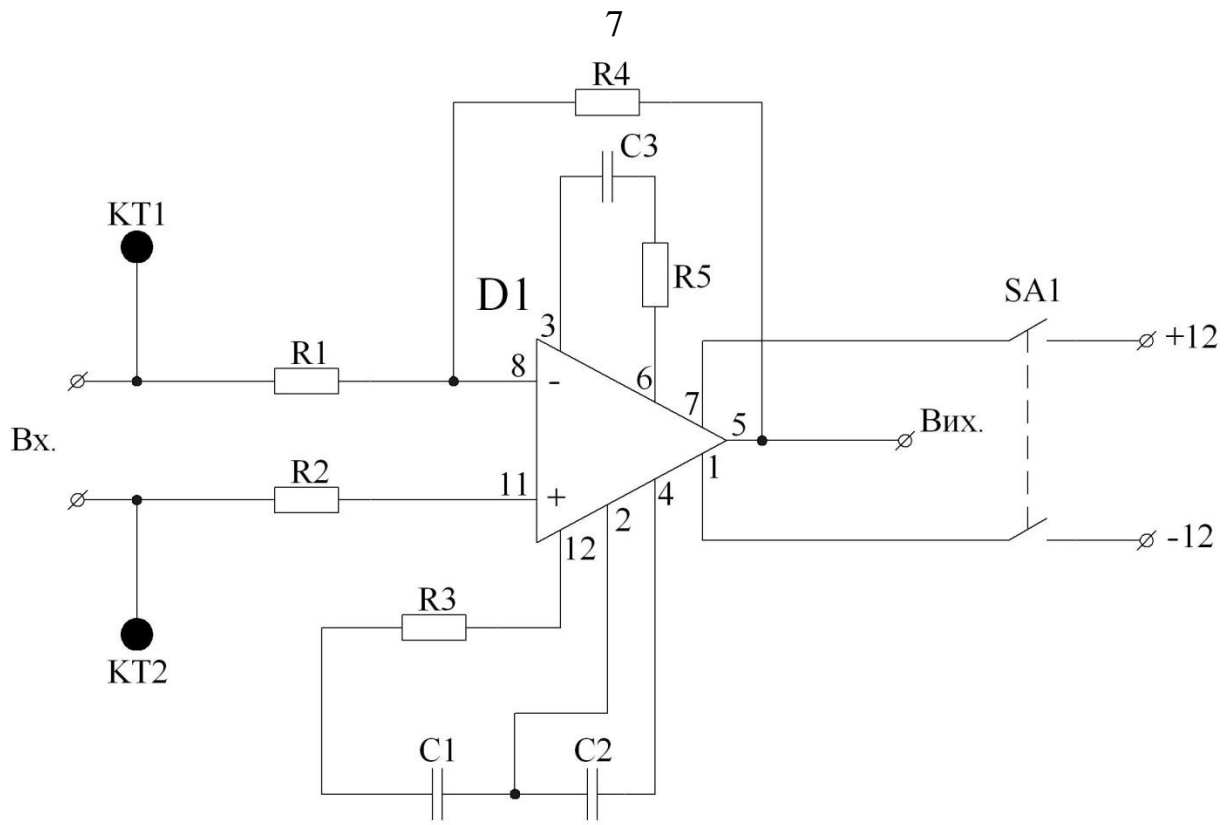
Мета роботи

1. Вивчити та дослідити принцип роботи підсилювачів напруги низької частоти (НЧ), резонансних підсилювачів НЧ, підсилювачів постійного струму.
2. Порівняти роботу підсилювачів зібраних на дискретних елементах (біполярних і польових транзисторах) і підсилювачів на інтегральних мікросхемах.
3. Зняти статичні характеристики (вхідні, вихідні) при ввімкненні транзистора по схемі з СЕ, СБ.
4. Розрахувати вхідний та вихідний опір підсилювача ($R_{вх}$, $R_{вих}$) зібраного на біполярному транзисторі.
5. За побудованими статичними характеристиками для біполярного транзистора навчитись визначати h – параметри та порядок їх використання для розрахунку ПНЧ.
6. Для підсилювача НЧ зібраного на біполярнім транзисторі розрахувати основні параметри (в схемах СЕ, СБ), побудувати АЧХ; для резонансного підсилювача знайти коефіцієнт підсилення на $f_{рез}$, розрахувати ширину смуги пропускання – ΔF , побудувати АЧХ.
7. Удосконалити навички роботи з електронними приладами: осцилографом, частотоміром, вольтметром.

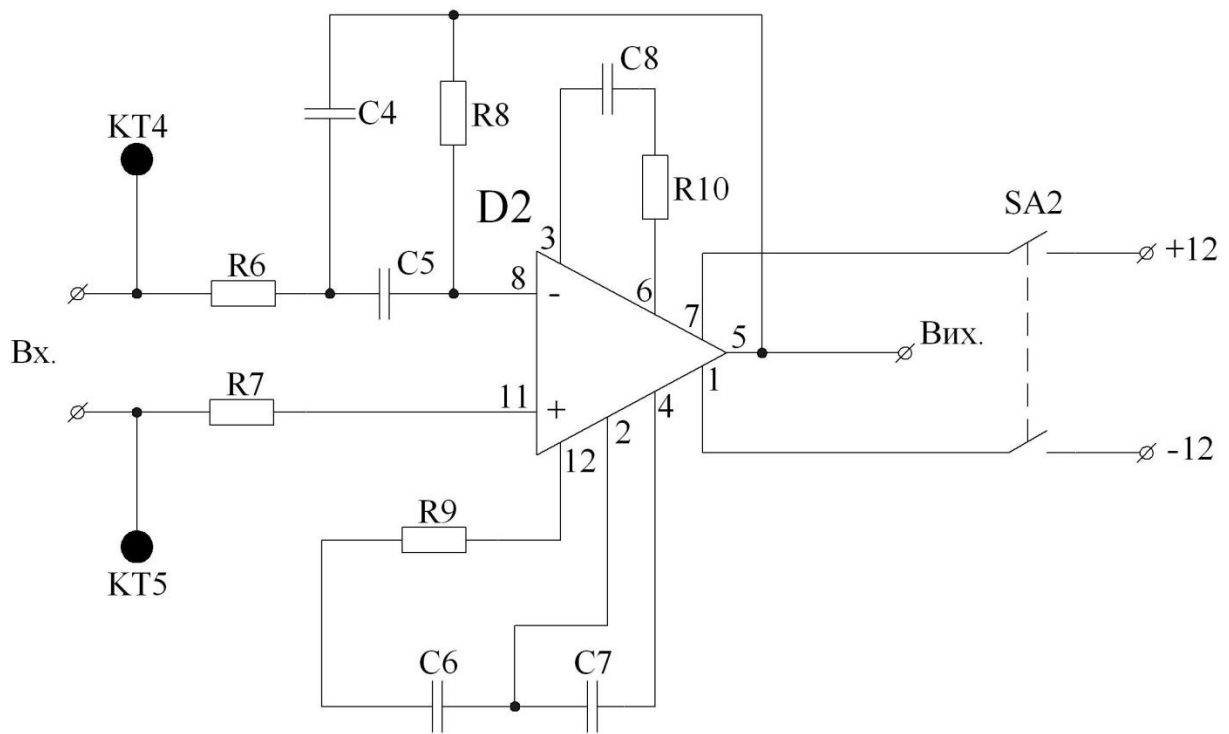
Опис лабораторного устаткування

Лабораторне устаткування містить в собі:

1. Лабораторні стенди, де зібрані на окремих платах схеми підсилювачів НЧ на ІМС, рис. 1.1, на біполярному та польовому транзисторах, резонансний підсилювач на польовому транзисторі, рис. 1.5, 1.5 а), підсилювачі на ОП;
2. Генератор низьких (звукових) частот ГЗ-111;
3. Електронні реєструвальні прилади: осцилограф С1-93, вольтметр В7-16А, частотомір Ч2-36 (ЧЗ-34);
4. Набір резисторів (мости типу Р1-32, Р1-33).



Підсилювач напруги



Резонансний підсилювач напруги
Рисунок 1.1 – Підсилювачі НЧ на ІМС

Загальні відомості

При розв'язанні багатьох інженерних завдань, наприклад, при вимірах електричних та неелектричних величин, прийманні радіосигналів, контролі та автоматизації технологічних процесів та ін. виникає необхідність в підсиленні сигналів. Для цього використовуються підсилювачі напруги, струму, потужності.

Сучасні підсилювачі, що використовуються в промисловій електроніці, будують на біполярних та уніполярних (польових) транзисторах, інтегральних мікросхемах. Останні, особливо, мають високу надійність та економічність, швидкодію, високу чутливість, невеликі за розмірами та масою. Такі пристрої можуть підсилювати дуже слабкі електричні сигнали. В залежності від схеми ввімкнення біполярного, або польового транзистора, підсилювачі діляться на схеми з СЕ, СБ, СК, СВ, СЗ, СС.

Основні параметри підсилювачів:

1. Коефіцієнт підсилення за напругою: $K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}$;

2. Коефіцієнт підсилення за струмом: $K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}}$;

3. Коефіцієнт підсилення за потужністю: $K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}$;

4. Вхідний опір – опір між вхідними клемми підсилювача для змінного вхідного струму:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} \quad (1.1)$$

5. Вихідний опір – опір між вихідними клемми підсилювача для змінного струму без навантаження (R_H):

$$R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вих}}} \quad (1.2)$$

6. Коефіцієнт корисної дії підсилювача – відношення потужності, що виділяється на навантаженні до потужності, що споживається від джерела енергії ($P_{\text{дж}}$):

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\text{дж}}} \quad (1.3)$$

7. Фазочастотна та амплітудна характеристики:

В загальному випадку коефіцієнт підсилення за напругою та струмом є величина комплексна, що характеризується модулем та фазою, які залежать від частоти сигналу, який підсилюється. В зв'язку з цим амплітудно-фазочастотну характеристику розділяють на дві: амплітудно-частотну АЧХ, рис. 1.2, та фазочастотну характеристику ФЧХ, рис. 1.3.

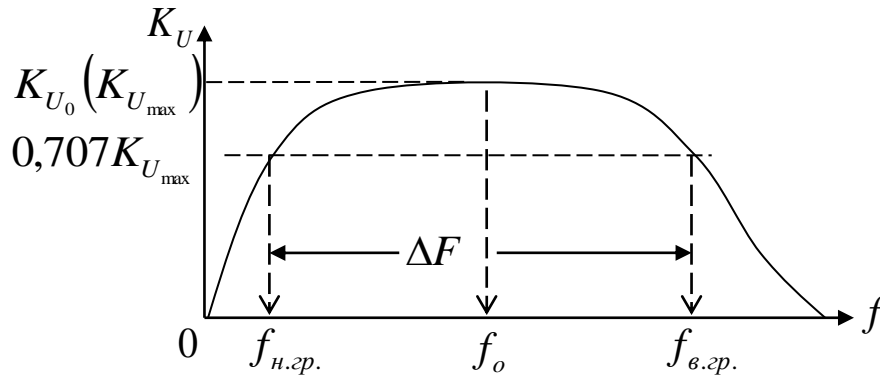


Рисунок 1.2 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача

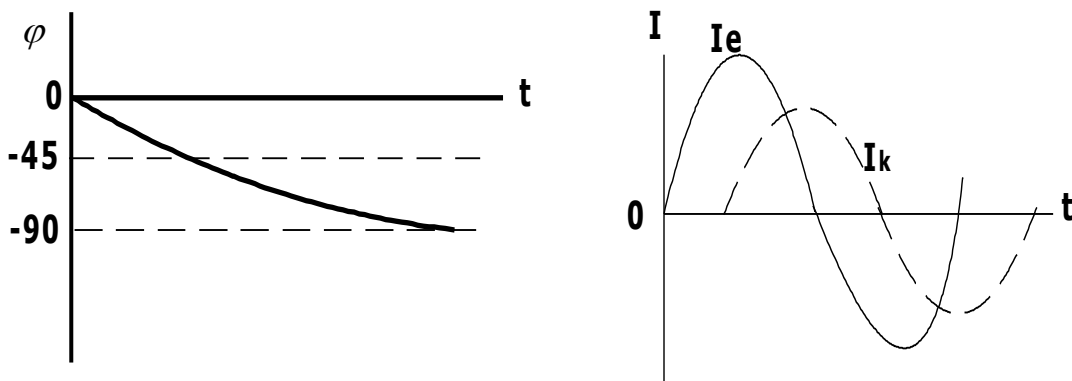


Рисунок 1.3 – Фазочастотна характеристика підсилювача

В схемі підсилювачів присутні реактивні елементи (L, C), крім того параметри транзисторів залежать від частоти сигналу, що підсилюється. В зв'язку з цим значення коефіцієнта підсилення також буде залежати від частоти сигналу. Таке явище носить назву – частотні викривлення сигналу. Для їх оцінки існує параметр – коефіцієнт частотних викривлень – $M(\omega)$ – це відношення коефіцієнту підсилення на даній частоті $K_U(\omega)$ до коефіцієнту підсилення на середніх частотах – K_{U_0} :

$$M(\omega) = \frac{K_U(\omega)}{K_{U_0}} \quad (1.4)$$

Частоти, де коефіцієнт підсилення досягає граничного значення:

$$K_U(\omega)_{зр} = \frac{K_{U_0}}{\sqrt{2}} = 0,707 K_{U_0} \quad (1.5)$$

називаються верхніми і нижніми граничними частотами (частотами зрізу), а різниця:

$$\Delta\omega = \omega_{в.гр.} - \omega_{н.гр.} \quad (1.6)$$

– смугою пропускання, рис. 1.2. Інша форма запису смуги пропускання підсилювача:

$$\Delta F = f_{гр.верх.} - f_{гр.ниж.} \quad (1.7)$$

Амплітудна характеристика – це залежність величини вихідного сигналу від величини вхідного, для ідеального підсилювача – пряма лінія, що проходить через початок координат. Реальний підсилювач має амплітудну характеристику лінійну тільки на відрізку “а-б”, рис. 1.4. При малих і дуже великих вхідних сигналах спостерігається викривлення сигналу на виході підсилювача. Це зв’язано з тим, що робоча точка транзистора попадає в зону відсічки або насичення (тобто виявляються нелінійні властивості транзистора).

Таке явище називається нелінійними викривленнями. При виникненні нелінійних викривлень в спектрі сигналу з’являються додаткові складові. Ступінь викривлень гармонійного сигналу (спектр ідеального гармонійного сигналу має тільки одну складову) характеризують коефіцієнтом гармонік – K_G :

$$K_G = \frac{\sqrt{U_2 + U_3 + \dots + U_n}}{U_1} \quad (1.8)$$

де $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ – діючі значення гармонік спектра сигналу.

В ідеальній синусоїди вищі гармоніки відсутні, в зв’язку з цим $K_G = 0$. Таким чином, чим менший коефіцієнт гармонік, тим ближче реальна синусоїда до теоретичної. На практиці K_G виміряти складно, тому що важко виділити основну гармоніку U_1 . Вимірюють другий параметр – коефіцієнт нелінійних викривлень K_H :

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2 + U_3 + \dots + U_n}}{U} \quad (1.9)$$

де U – діюче значення всього сигналу.

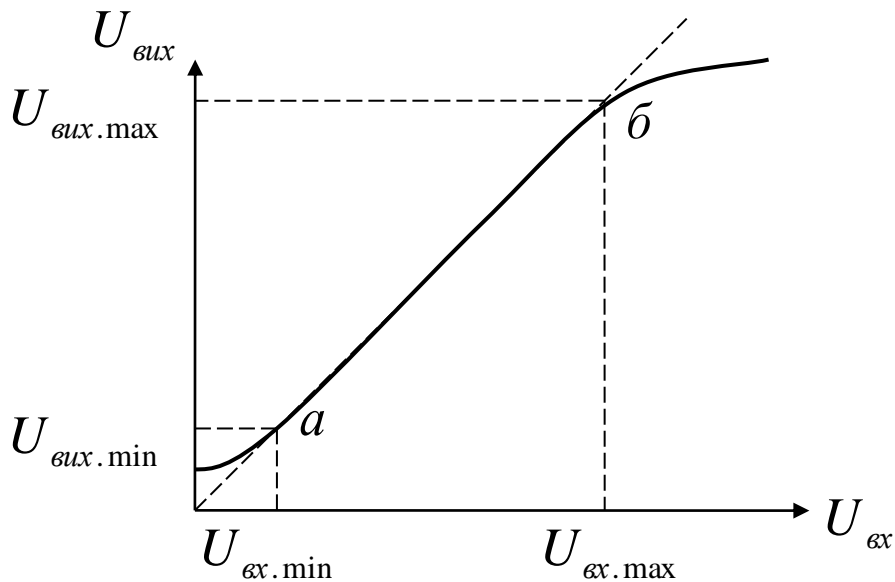


Рисунок 1.4 – Амплітудна характеристика підсилювача

Виміряти K_H можливо за допомогою загороджувального (режекторного) фільтра, що настроєний на частоту основної гармоніки і ввімкненого на виході досліджуваного пристрою. Спочатку вимірюють напругу на виході пристрою без фільтра, ця напруга вміщує всі складові спектру і пропорційна знаменнику (U) в виразі для K_H . Далі вмикають фільтр та вимірюють діюче значення напруги вищих гармонік (тобто, чисельник в виразі для K_H), розраховують K_H по вказаній формулі. Коефіцієнти нелінійних викривлень та гармонік зв'язані між собою співвідношенням:

$$K_H = \frac{1}{\sqrt{1 - K_G}} \quad (1.10)$$

Підсилювач напруги змінної частоти на біполярному транзисторі

Біполярний транзистор підсилювача може бути ввімкнений по схемі: СЕ, СБ, СК. На рис. 1.5 показана схема підсилювача напруги де транзистор ввімкнено з спільним емітером. На рис.1.5 а) показана схема підсилювача, яка реалізує три схеми ввімкнення польового транзистора. Вибір конкретної схеми підсилювача здійснюється перемикачами (тумблерами) SA1–SA6, що розміщені на панелі стенду.

Вхідний сигнал E_G від генератора ГЗ-111 подається через конденсатор C_{p1} , вихідна напруга поступає на реєструвальний пристрій (вольтметр, осцилограф) через конденсатор C_{p2} .

Клеми КТ1-КТ2 – вхідні, на клеми подається сигнал з генератора ГЗ-111. Перемикачі SA1-SA6 використовуються для вибору схеми підсилювача (СЕ, СБ, СК; СВ, СЗ, СС). Перемикачі SA7, SA8 для від'єднання при необхідності R_H .

$R_1 - R_2$ – дільник напруги: забезпечує зміщення (постійну напругу) між базою та емітером $U_{\sigma-e}$ транзистора.

До клем КТ3-КТ4 приєднується навантаження (R_H), або магазин опорів для зміни величини R_H . Транзистор VT1 – керований струмом елемент: біполярний типу “ $p-n-p$ ” або польовий з “ p ” каналом;

R_e – опір в колі емітеру стабілізує роботу при зміні температури “ $p-n$ ” переходів транзистора, а також сумісно з R_K служить для вибору режиму роботи підсилювача за постійним струмом (режим спокою);

C_e – шунтує опір R_e , і, таким чином, усуває негативний зворотний зв'язок на базу транзистора по змінній частоті;

C_{p1}, C_{p2} – розділові конденсатори запобігають проникненню постійної напруги джерела E_K на попередні та послідуєчі каскади і, таким чином, усувають вплив постійної напруги на режим роботи цих каскадів;

R_K – опір в колі колектора;

E_K – джерело живлення підсилювача.

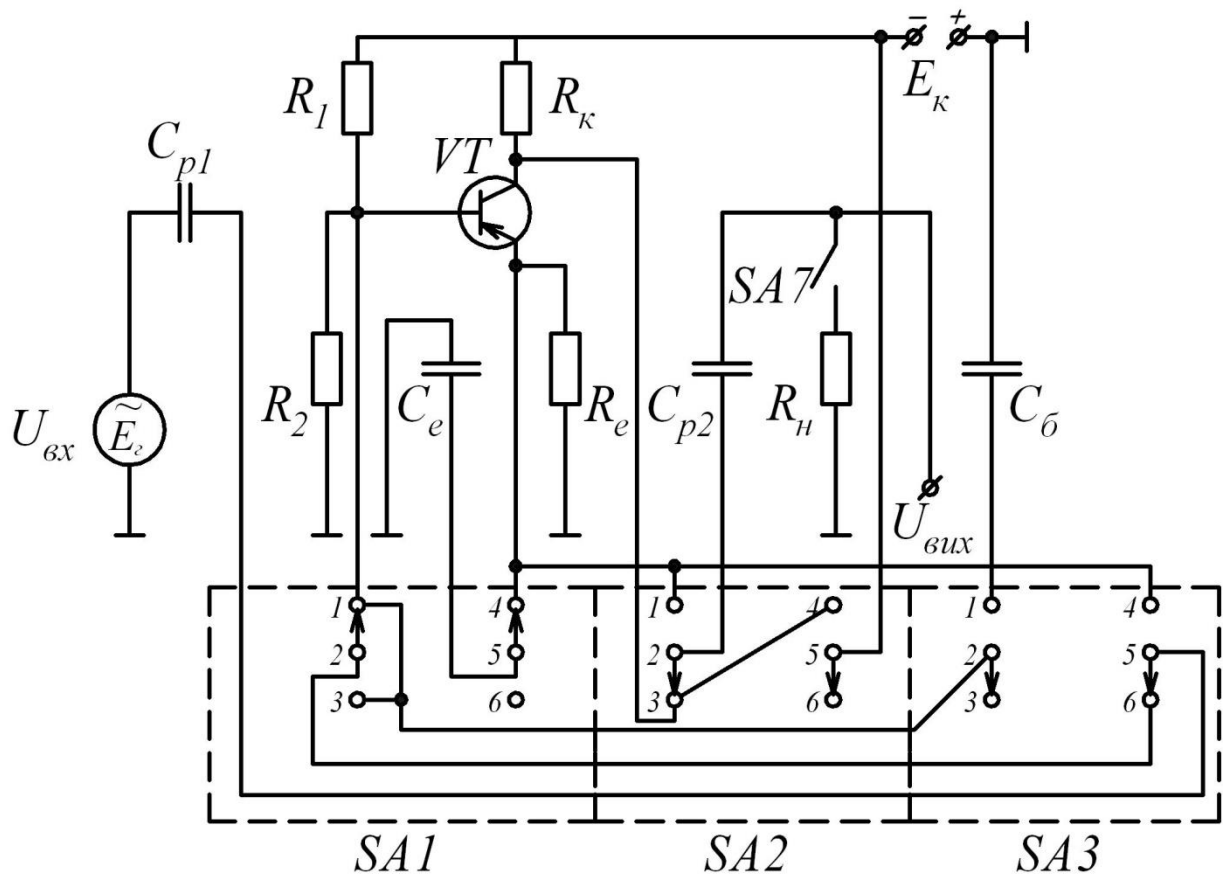


Рисунок 1.5 – Підсилювач низької частоти з ввімкненням транзистора по схемі СЕ

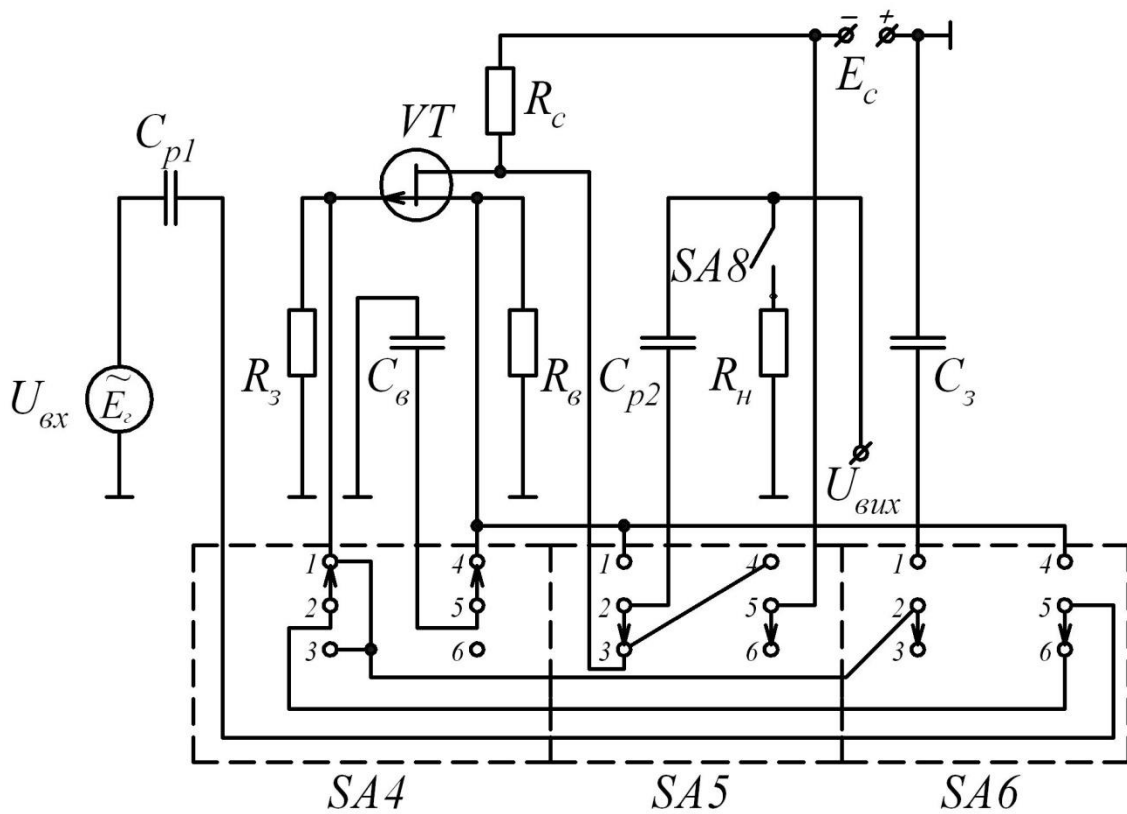


Рисунок 1.5 а) – Підсилювач низької частоти з ввімкненням транзистора по схемі СВ

Проведення досліджень

Схема підсилювача з спільним емітером, рис. 1.5

Підготувати до роботи осцилограф, електронний вольтметр, частотомір згідно інструкції по експлуатації приладів.

Початковий стан генератора ГЗ-111:

- декадний перемикач установки частоти перевести в положення 1;
- ручку (лімба) плавного регулювання частоти перевести на відмітку приблизно “10 Гц”;
- ручку плавного регулювання амплітуди вихідного сигналу перевести в крайнє ліве положення;
- вимірювальні провідники приєднати: сигнальний (потенціальний) до клеми “40 Дб” в цьому випадку вихідний сигнал генератора буде зменшено на 40 децибел (в 100 разів) від номінального; другий провідник під’єднати до клеми \perp (“земля”);
- провідник від клеми \perp генератора приєднати до клеми \perp стенду (КТ2), а провідник від клеми “40 Дб” – до входу підсилювача (КТ1). Провідники осцилографа (канал 2) приєднати до виходу підсилювача (клеми КТ3-КТ4);
- ввімкнути всі вимірювальні прилади; тумблери SA1, SA7 перевести в положення “Угору”, тумблери SA2, SA3 – “Униз”;
- подати постійну напругу на стенд – тумблер “Е_к” “Угору”;
- поступовим поворотом ручки “Амплітуда” ГЗ-111 вправо, подати на вхід підсилювача сигнал, виміряти вхідний сигнал (амплітудне значення – U_m) по осцилографу (канал 1 приєднати до входу підсилювача). Виміряти величину вхідної напруги вольтметром В7-16: $U_{вх} \approx 0.707 \times U_m$;
- довести амплітуду вхідного сигналу до 10 мВ. Надалі положення ручки “Амплітуда” ГЗ-111 не змінювати;
- якщо на виході підсилювача сигнал не з’явиться, необхідно плавно збільшити частоту сигналу з генератора 10, 20, 30...Гц, одночасно збільшити чутливість II каналу осцилографа ручкою “V/дел”;
- в момент появи сигналу на виході вимірити амплітуду підсиленого сигналу (канал II) та частоту сигналу (клеми КТ1-КТ2);
- надалі, збільшуючи плавно частоту сигналу з генератора ГЗ-111 через рівні проміжки в кожному діапазоні, виміряти вихідну напругу – $U_{вих}$. Результати вимірів занести в табл. 1.1;

Таблиця 1.1 – Результати вимірів

f (Гц)	10	50	100	200	500	1000	2000	5000
$\lg(f)$	1	1,7	2,0	2,3	2,7	3,0	3,3	3,7
$U_{\text{вих}}$ (В)								
K_u								
K_H нормований								
f (кГц)	10	50	100	200	500	1000	2000	—
$\lg(f)$	4,0	4,7	5,0	5,3	5,7	6,0	6,3	
$U_{\text{вих}}$ (В)								
K_u								
K_H нормований								

– побудувати амплітудно-частотну характеристику. Щоб розмістити на вісях діапазони змін K_U і частоти f при побудові АЧХ, частоту f необхідно відкладати в логарифмічному масштабі ($\lg f$), а коефіцієнт K_U в нормованому

виді: $\frac{K_U(f)}{K_{U_{\max}}}$;

– визначити на АЧХ: $f_{н.зр.}$, $f_{в.зр.}$, ΔF , див. рис. 1.2;

– вимірити вхідний ($R_{\text{вх}}$) та вихідний ($R_{\text{вих}}$) опори підсилювача з СЕ, рис. 1.5.

Вимір $R_{\text{вх}}$ підсилювача в відповідності до схеми на рис. 1.6.

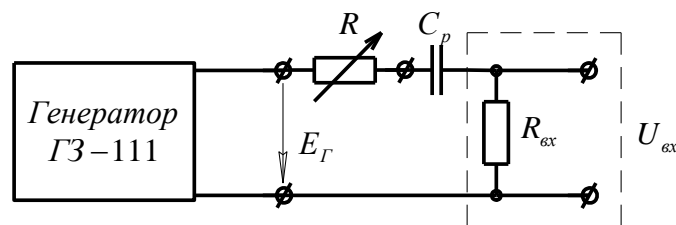


Рисунок 1.6 – Схема виміру вхідного опору ($R_{\text{вх}}$) підсилювача

E_G – напруга на виході генератора ГЗ-111;

R – магазин опорів (каліброваних);

C_p – розділовий конденсатор;

$R_{\text{вх}}$ – вхідний опір підсилювача;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга підсилювача.

Порядок виміру $R_{вх}$ підсилювача

1. На магазині опорів встановлюємо R рівним нулю.
2. На входних клеммах вимірюємо вольтметром $U_{вх}$ при подачі з генератора напругу 10 мВ частотою 1000 Гц:

$$U_{вх} = E_{Г} \quad (1.11)$$

3. Опір резистору R (магазину опорів) змінюємо до значення при якому покази вольтметру на входних клеммах підсилювача будуть становити:

$$U_{вх} = \frac{E_{Г}}{2}, \text{ (В)} \quad (1.12)$$

4. Одержане значення R на магазині опорів дорівнює входному опору підсилювача:

$$R = R_{вх}, \text{ (Ом)} \quad (1.13)$$

Вимір вихідного опору ($R_{вих}$) підсилювача

Виконується вимір згідно схеми рис. 1.7

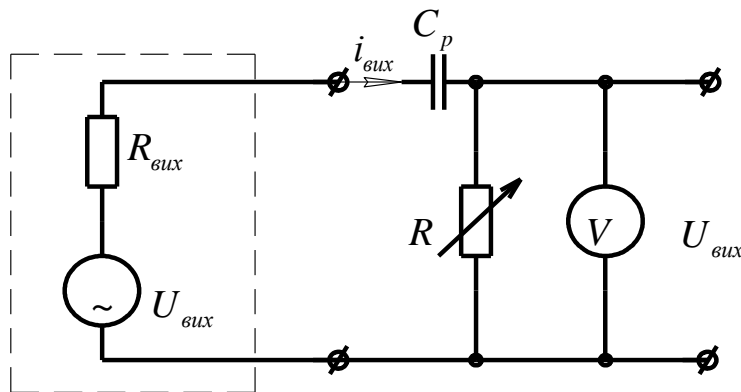


Рисунок 1.7 – Схема виміру вихідного опору $R_{вих}$ підсилювача

Підсилювач зі сторони вихідних клем показаний як активний двополюсник з е.р.с. $U_{вих}$ та вихідним опором – $R_{вих}$, який необхідно знайти:

R – змінний градуйований опір (або магазин опорів);

C_p – розділовий конденсатор ($X_{C_p} \approx 0$);

$i_{вих}$ – вихідний струм (струм навантаження);

V – вольтметр.

Порядок виміру $R_{вих}$ підсилювача

1. Встановити $R = \infty$ (холостий хід), тумблер SA8 в положення “Униз”.
2. Виміряти вольтметром вихідну напругу (на вході підсилювача з генератора, як і в попередньому вимір, зберігається $U_{ex} = 10 мВ$).

$$U_{вих}^* = , (В) \quad (1.14)$$

3. Змінюючи величину R , досягти значення вихідної напруги:

$$U_{вих} = \frac{U_{вих}^*}{2} = , (В) \quad (1.15)$$

4. Зняти покази опору з R (із магазину опорів). Це буде величина $R_{вих}$:

$$R = R_{вих} = , (Ом) \quad (1.16)$$

Проведення досліджень на стенді зі схемою підсилювачів на рис. 1.5, 1.5 а)

1. Зняти та побудувати амплітудну характеристику підсилювачів з СЕ, СБ, СВ, СЗ. При $f_{ген} = 1000 Гц$; $f_{ген} = 5000 Гц$; $E_{ген} = 20, 40, 60, 80, 100 мВ$.

2. Знайти $U_{вих.min}$ – шумову складову вихідного сигналу, плавно подаючи з генератора вхідну напругу від $0 мВ$ до появи на виході підсилювача сигналу. Контролюється вихідний сигнал по осцилографу на максимальній чутливості ($0.005 В/дел.$). Таким чином, визначимо поріг чутливості підсилювача.

3. Визначити $U_{вих.max}$ – максимальну, не викривлену напругу, подаючи на вхід підсилювача плавно зростаючу напругу з генератора до появи викривлень вихідного сигналу (по зображенню на екрані осцилографа).

4. Зафіксувати максимальну вхідну напругу – $U_{вх}$ та розрахувати динамічний діапазон підсилювача:

$$D = 20 \lg(U_{вхmax} / U_{вхmin}), (Дб) \quad (1.17)$$

5. Зробити висновок, маючи на увазі, що для якісного відтворення сигналу динамічний діапазон амплітуд підсилювача повинен бути не менше 60 децибел.

6. Зняти АЧХ для підсилювачів з СБ, СВ. Для набору ввімкнення транзистору по тій чи іншій схемі використати тумблери SA1 – SA6, SA7 – SA8 “Угору”. Перевірити: як змінюється коефіцієнт підсилення K_U на $f_{ген} = 1000 Гц$ та $E_{Г} = 10 мВ$ при зміні R_H . Зміна R_H – через приєднаний до клем КТЗ –КТ4 магазин опорів, починаючи з $R_H = \infty$ (холостий хід – магазин опорів вимкнений), далі поступово зменшуючи опір з десятків $кОм$ до десятків $Ом$, по осцилографу фіксувати зміну амплітуди вихідного сигналу не доводячи підсилювач до перевантаження.

7. Для схем з СК, СБ, СВ, СС вимірити $R_{вх}$, $R_{вих}$.

8. Розрахувати коефіцієнт K_U для схеми СЕ при $f_{ген} = 1000 \text{ Гц}$ та $R_H = R_{вих}$.

9. Розрахувати коефіцієнти підсилення за струмом K_I , та потужністю K_p за виразами:

$$K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = \frac{U_{вих}/R_{вих}}{U_{вх}/R_{вх}} = K_U \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вих}}, \quad (1.18)$$

$$K_p = K_U \cdot K_I = K_U^2 \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вих}} = K_I^2 \cdot \frac{R_{вих}}{R_{вх}} \quad (1.19)$$

Порівняти результати теоретичних розрахунків і практичних досліджень, сформулювати висновки по кожному пункту проведених експериментів.

Таблиця 1.2 – Порівняння результатів розрахунків теоретичних і практичних досліджень

Схема підсилювача	Вхідний опір $R_{вх}$	Вихідний опір $R_{вих}$	K_U	K_I	K_p
СЕ					
СБ					
СК					
СВ					
СЗ					

Статичні характеристики біполярних транзисторів

Транзистор має три електроди, серед яких в схемі ввімкнення один – вхідний, другий – вихідний, а третій спільний для кіл входу та виходу. Постійний струм в кожному колі трьох схем ввімкнення транзистора – СЕ, СБ, СК – тече від позитивного (+) електроду через відповідні області транзистора до негативного (–) електроду джерела живлення. Стрілка емітера показує напрямок струму, що проходить через транзистор.

Принцип роботи транзистора у всіх схемах ввімкнення зберігається однаковим, але властивості схеми різні, різні характеристики та параметри.

У вхідному колі діє вхідна напруга – $U_{вх}$ та вхідний струм $I_{вх}$, в вихідному колі – $U_{вих}$, $I_{вих}$. Ці величини взаємопов'язані і впливають одна на одну.

Характеристики транзистора представляють собою залежність однієї із цих величин від другої при незмінній третій величині. Для того, щоб одну з електричних величин можливо було підтримувати постійною в схему для зняття характеристик вмикають тільки джерела живлення; навантаження та джерело сигналів – відсутні. Для регулювання напруг вмикають потенціометри, для виміру напруг та струмів – вимірювальні прилади.

На рис. 1.8, 1.9 показані схеми для зняття характеристик транзистора ввімкненого з спільним емітером (СЕ) та спільною базою (СБ).

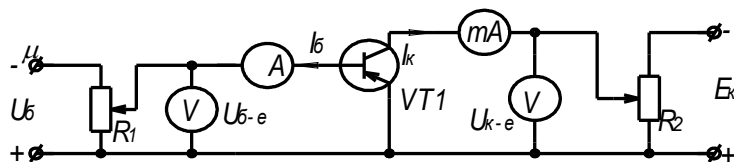


Рисунок 1.8 – Схема для зняття вхідних та вихідних характеристик при ввімкненні транзистора з спільним емітером (СЕ)

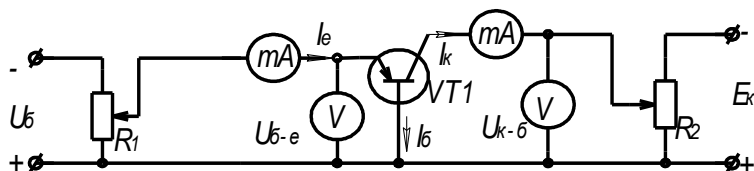


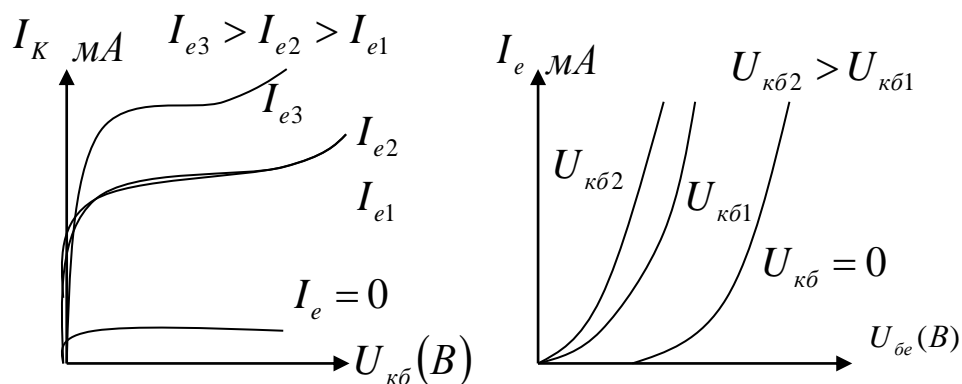
Рисунок 1.9 – Схема для зняття вхідних та вихідних характеристик при ввімкненні транзистора з спільною базою (СБ)

Характеристики, що зняті без навантаження, коли одна з величин підтримується незмінною називають статичними

Сукупність характеристик, що зняті при різних значеннях цієї постійної величини, представляє собою сімейство статичних характеристик. Розрізняють два види характеристик – вхідні та вихідні.

Вхідна характеристика – це залежність вхідного струму від вхідної напруги при постійній (незмінній) вихідній напрузі.

Вихідною характеристикою називають залежність вихідного струму від вихідної напруги при постійнім вхіднім струмі. На рис. 1.10 показані характеристики транзистора ввімкненого по схемі з спільною базою (СБ).

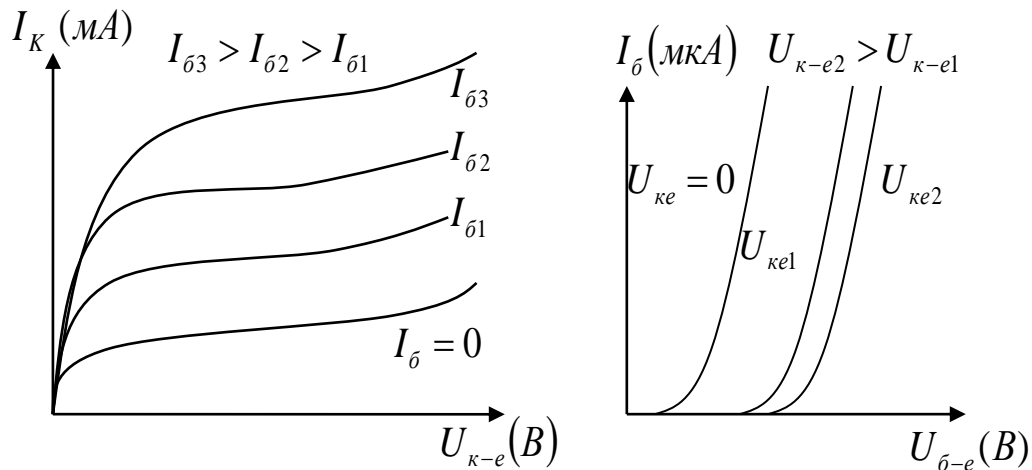


а) вихідні характеристики

б) вхідні характеристики

Рисунок 1.10 – Статичні характеристики транзистора в схемі із спільною базою (СБ)

На рис. 1.11 показані статичні характеристики в схемі з спільним емітером (СЕ).



а) вихідні характеристики

б) вхідні характеристики

Рисунок 1.11 – Статичні характеристики в схемі із спільним емітером (СЕ)

Проведення досліджень

Побудова вихідних характеристик:

а) побудова вихідних характеристик для схеми з СЕ

– змінюючи напругу $U_{\delta-e}$ від 0 до 0,6 В через 0,1 В потенціометром R_1 , при $U_{K-e} = 1$ В (установити потенціометром R_2) вимірити I_{δ} (мкА) і I_K (мА). Заповнити таблицю результатами вимірів, табл. 1.3.

Аналогічно зробити виміри при $U_{K-e} = 5$, В, $U_{K-e} = 10$, В, $U_{K-e} = 15$, В, заповнити таблиці результатами вимірів.

Таблиця 1.3 – Результати вимірів, $U_{K-e} = 1$ В

$U_{\delta-e}$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
I_{δ} (мкА)							

I_{κ} (мА)							
-------------------	--	--	--	--	--	--	--

За результатами вимірів побудувати вихідні характеристики.

б) побудова вхідних характеристик для схеми з СЕ

– змінюючи напругу $U_{\delta-e}$ (потенціометр R_1) від 0 до 0,6 через 0,1 В спочатку при $U_{\kappa-e} = 0$, потім при $U_{\kappa-e} = 5$, В виміряти струм бази I_{δ} , результати вимірів занести в табл. 1.4.

Таблиця 1.4 – Результати вимірів

	$U_{\delta-e}$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
$U_{\kappa-e} = 0$, В	I_{δ} (мкА)							
$U_{\kappa-e} = 5$, В	I_{κ} (мА)							

За результатами вимірів побудувати вхідні характеристики в схемі з СЕ.

Провести виміри на стенді, схема рис. 1.9 з ввімкненням транзистору з СБ.

Результати вимірів занести в табл. 1.5. Побудувати вхідні та вихідні статичні характеристики. Необхідні значення $U_{\kappa-\delta}$ табл. 1.6, I_e табл. 1.7 надає викладач.

Дані експерименту для побудови вхідних характеристик.

Таблиця 1.5 – Результати вимірів

$U_{\delta-e}$ (В)	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
I_e (мА) $U_{\kappa-\delta} = 0$, В							
I_e (мА) $U_{\kappa-\delta} =$, В							

Продовження таблиці 1.5

I_e (мА) $U_{\kappa-\delta} =$, В							
---	--	--	--	--	--	--	--

Дані експерименту для побудови вихідних характеристик.

Таблиця 1.6 – Результати вимірів, $U_{б-е} = 0,1$ В

$U_{к-б}$ (В)	0	1	5	10	15
I_k (мА)					
I_e (мА)					
I_k (мА)					
I_e (мА)					
I_k (мА)					
I_e (мА)					

Виконати подібні виміри для $U_{б-е} = 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6$, В.

Визначення параметрів транзистора

Для оцінки властивостей транзисторів поряд з їх характеристиками використовують параметри. Розрізняють дві групи параметрів: первинні та вторинні.

Первинні – це власні параметри транзистора, що характеризують його фізичні властивості і не залежать від схеми ввімкнення транзистора:

r_e – диференційний опір емітерного переходу в прямому напрямку;

r_b – об'ємний опір бази;

r_k – диференційний опір колекторного переходу в зворотному напрямку;

C_e, C_k – ємності емітерного і колекторного переходів. Вплив цих ємностей на коефіцієнт підсилення на низьких частотах незначний.

Недоліком використання первинних параметрів є те, що їх неможливо виміряти безпосередньо за допомогою приладів, тому що точки для підключення вимірювальних приладів знаходяться в структурі транзистора.

Суть вторинних параметрів можливо пояснити, якщо представити транзистор як чотириполюсник, що має дві вхідні клеми та дві вихідні. Вхідні величини – це I_1, U_1 (вхідний струм та напруга), вихідні – I_2, U_2 . В чотириполюснику прийнято, що сигнали, тобто прирости $\Delta I_1, \Delta U_1, \Delta I_2$ та ΔU_2 незначні. Ці величини взаємно пов'язані. Дві величини приймають як незалежні, дві інші будуть залежними змінними. Для них складається система з двох рівнянь де вони зв'язані з незалежними величинами через коефіцієнти – які називаються системою параметрів. Це система Z – параметрів (має розмірність опору); Y – параметрів (розмірність провідності); h – параметрів (змішана система). Остання використовується найчастіше.

Щоб знайти h – параметри, складається система рівнянь де незалежними змінними є $\Delta I_1, \Delta U_2$:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_1 &= h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

В системі рівнянь (1.20) чотири параметри $h_{11}, h_{22}, h_{21}, h_{12}$ з різною розмірністю. В залежності від схеми ввімкнення транзистора параметри будуть мати відповідні позначення, наприклад, $h_{21e}, h_{216}, h_{21к}$.

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = const, \text{ вхідний опір транзистора [Ом];}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = const, \text{ вихідна провідність [См];}$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = const, \text{ коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку;}$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = const, \text{ коефіцієнт передачі струму.}$$

Визначення h – параметрів

1. На рис. 1.12 показано як розраховуються h – параметри з використанням статичних характеристик транзистора.

2. За побудованими характеристиками для біполярного транзистора розрахувати h – параметри для схеми з СЕ. Результати занести в таблицю.

Таблиця 1.7 – Результати розрахунків. Схема СЕ

Тип транзистору	h_{11e}	h_{22e}	h_{21e}	h_{12e}
1.				
2.				
3.				

3. Використовуючи розраховані величини h -параметрів, знаходимо фізичні (внутрішні) параметри підсилювача.

$$r_e = \frac{h_{12e}}{h_{22e}} = \quad (\text{Ом}) \quad (1.21)$$

$$r_B = h_{11e} \cdot \frac{(1 + h_{21e})}{h_{22e}} = \quad (\text{Ом}) \quad (1.22)$$

$$r_k = \frac{(1 + h_{21e})}{h_{22e}} = \quad (\text{Ом}) \quad (1.23)$$

$$\beta = h_{21e} = (\text{безрозмірна величина}) \quad (1.24)$$

4. Обчислюємо вхідний ($R_{\text{вх}}$) та вихідний ($R_{\text{вих}}$) опір підсилювача. По змінній частоті опори R_1 , R_2 , $r_{\text{вх}}$ з'єднані паралельно, також паралельно з'єднані опори R_k та r_k :

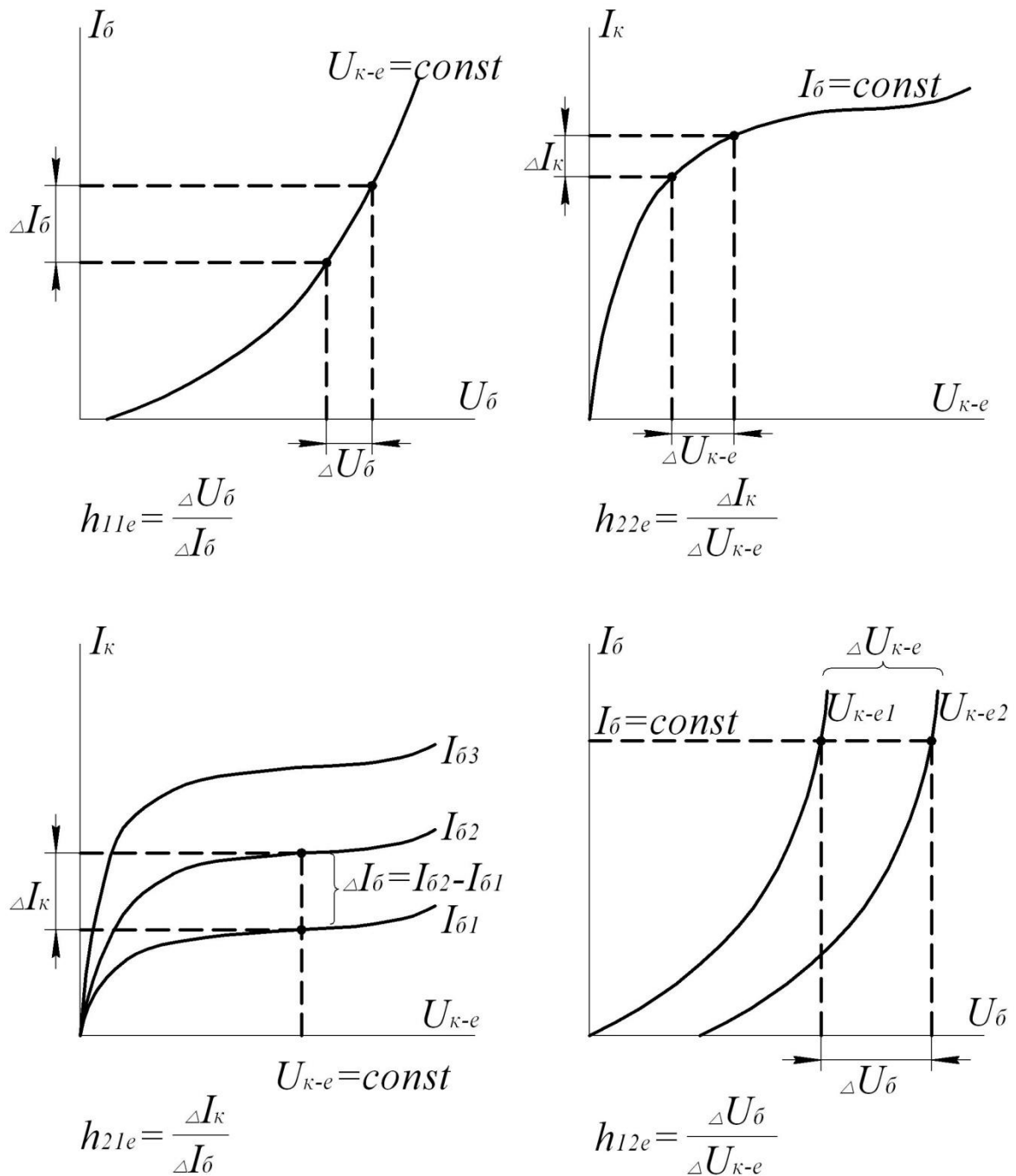
$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot r_{\text{вх}}}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot r_{\text{вх}} + R_1 \cdot r_{\text{вх}}} = (\text{Ом}) \quad (1.25)$$

де:

$$r_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta) \times r_{\text{е}} = (\text{Ом})$$

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_k \cdot r_k}{R_k + r_k} = (\text{Ом}) \quad (1.26)$$

5. Порівняти розраховані величини $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{вих}}$ з експериментальними даними для підсилювача з СЕ. Значення R_1 , R_2 , R_k , рис. 1.5 надає викладач.

Рисунок 1.12 – Визначення h параметрів по статичним характеристикам

Резонансний підсилювач напруги

1. Теоретичні відомості

Резонансні (вибіркові) підсилювачі використовуються в тих випадках, коли необхідно із широкосмугового сигналу, що поступає на вхід підсилювача, виділити частину сигналів близьких частот, що несуть корисну інформацію.

АЧХ такого підсилювача має вид, що показаний на рис 1.13. Резонансний підсилювач має вузьку смугу пропускання за межами якої коефіцієнт підсилення незначний.

$$\Delta F = f_{\text{верх}} - f_{\text{ниж}} \quad (1.27)$$

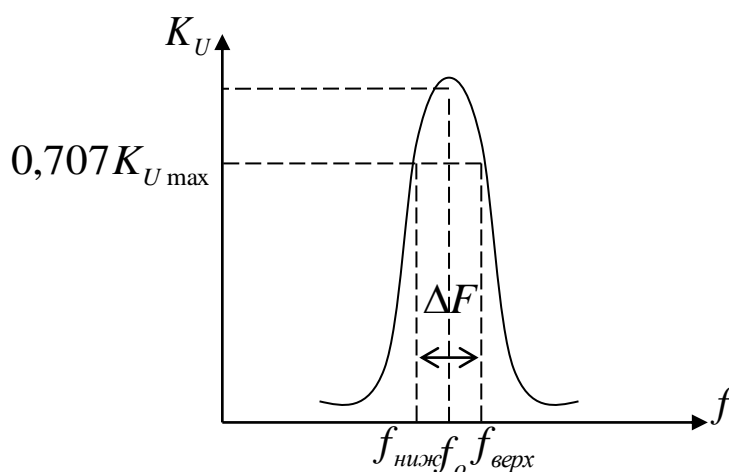


Рисунок 1.13 – Амплітудно-частотна характеристика резонансного (вибіркового) підсилювача

Резонансні підсилювачі діляться на дві групи:

а) з використанням паралельного LC – контуру з частотно-вибірковими властивостями;

б) з використанням частотно-залежного негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) – це підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком.

Для частот – одиниці Гц – десятки кГц, тобто низьких частот сигналу, використовують, як правило, вибіркові підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком – використанням частотно-вибіркових фільтрів: RC – ланок в колі зворотного зв'язку.

Проста схема смугового фільтра RC приведена на рис. 1.14. Фільтр складається з двох ланок $C_1 - R_1$, $C_2 - R_2$.

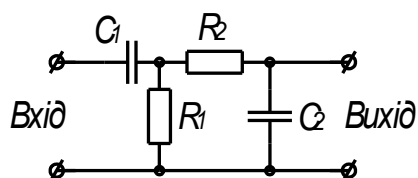


Рисунок 1.14 – Дволанковий RC – фільтр

Дія цієї схеми ґрунтується на тому, що перша ланка $C_1 R_1$ за рахунок дії послідовно ввімкненого конденсатора C_1 , створює підвищене затухання струмів більш низьких частот, а друга ланка $C_2 R_2$, де C_2 ввімкнений паралельно, створює підвищене затухання для більш високих частот сигналу. Опір конденсатора C_1 великий для низьких частот, опір C_2 для струмів більш високих частот – малий, це спричиняє зменшення коефіцієнту підсилення на більш високих частотах.

Середня частота смуги пропускання при котрій затухання сигналу у фільтрі мінімальне, можливо знайти (приблизно) за виразом:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}} \quad (1.28)$$

Частоту f_0 називають квазирезонансною частотою.

АЧХ підсилювача з RC фільтром, рис. 1.13 має суттєві недоліки: малу крутизну частотної залежності затування та значне затування сигналу на виході такого фільтра.

Щоб збільшити крутизну частотної залежності затування, використовують багатоланкові RC фільтри рис. 1.15.

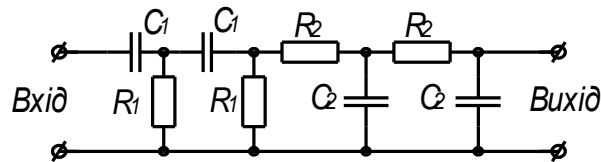


Рисунок 1.15 – Багатоланковий RC фільтр

Такий фільтр RC має більшу крутизну характеристики, але в той же час збільшується затування сигналу в смузі пропускання, тобто коефіцієнт підсилення K_U – зменшується.

На більш високих частотах в резонансних підсилювачах використовують паралельний LC контур, що настроєний на резонансну частоту – ω ($f_{рез}$):

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.29)$$

де ω – кругова частота сигналу $\omega = 2\pi f$ (рад);

L – індуктивність котушки контуру – в генрі (Гн);

C – ємність конденсатора – в фарад (Ф);

$f_{рез}$ – резонансна частота в герцах (Гц).

Резонансні підсилювачі подібно широкосмуговим підсилювачам, як активний елемент використовують біполярні або польові транзистори. Широко використовуються ІМС.

Резонансний підсилювач напруги на польовому транзисторі з LC контуром в колі стоку

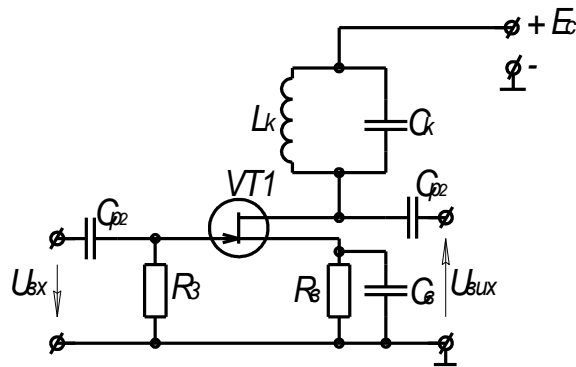


Рисунок 1.16 – Резонансний підсилювач зібраний по схемі СВ (спільний витік)

$VT1$ – польовий транзистор з $p-n$ переходом та каналом “ n ” типу;

R_3 – опір в колі затвору;

R_6, C_6 – опір та ємність в колі виток утворюють автоматичне зміщення – напругу зворотного зв’язку, що задає режим спокою транзистору. Напруга в затвор подається з опору R_3 . Одночасно забезпечується термостабільність робочої точки $VT1$;

C_{p1}, C_{p2} – роздільні конденсатори усувають проникнення постійного струму від джерела E_C на попередні та наступні каскади;

$L_K C_K$ – паралельний контур LC – навантаження підсилювача, настроєний на деяку частоту, яка називається резонансною – $f_{рез}(f_0)$;

E_C – напруга стоку – джерело живлення схеми.

Транзистор $VT1$, контур $L_K C_K$, джерело E_C – утворюють голове вихідне коло де відбувається підсилення сигналу (резонансні явища).

II. Проведення дослідження

1. Початковий стан органів керування приладів, перемикачів, подібний як і при виконанні досліджень з широкосмуговим підсилювачем на біполярному транзисторі.

2. Ввімкнути генератор ГЗ-111, осцилограф, подати напругу на резонансний підсилювач, тумблер (E_K) перевести “Уверх”.

3. Подати з генератора на вхід підсилювача сигнал синусоїдної форми амплітудою 10-30 мВ (вимірити амплітуду за допомогою осцилографа). **Надалі $U_{вх}$ не змінювати.** Частота сигналу 50-100 Гц. На каналі II, який приєднаний до виходу підсилювача, спостерігаємо як змінюється сигнал в вихідному колі.

4. Плавно змінюючи частоту вхідного сигналу в межах піддіапазонів $\times 1, \times 10, \times 10^2, \times 10^3, \times 10^4$ виміряти амплітуду вихідного сигналу. Ці дані занести в таблицю, розрахувати коефіцієнт підсилення на різних частотах, визначити резонансну частоту $f_{рез}(f_0)$ де коефіцієнт підсилення K_U – максимальний, розрахувати ширину смуги пропускання ΔF (див. рис. 1.3).

Підсилювачі напруги на інтегральних мікросхемах (ІМС)

Схема підсилювача напруги на ІМС типу К140УД5 показана на рис. 1.17 – структурна, на рис. 1.18 – принципова. Мікросхема окрім входних та вихідних клем, має додаткові клеми для приєднання радіоелементів – опорів, конденсаторів та ін., для зовнішньої корекції параметрів підсилювача.

На базі ІМС можливо створювати різноманітні пристрої: підсилювачі змінного та постійного струму, автогенератори, мультивібратори, операційні підсилювачі і багато інших пристроїв.

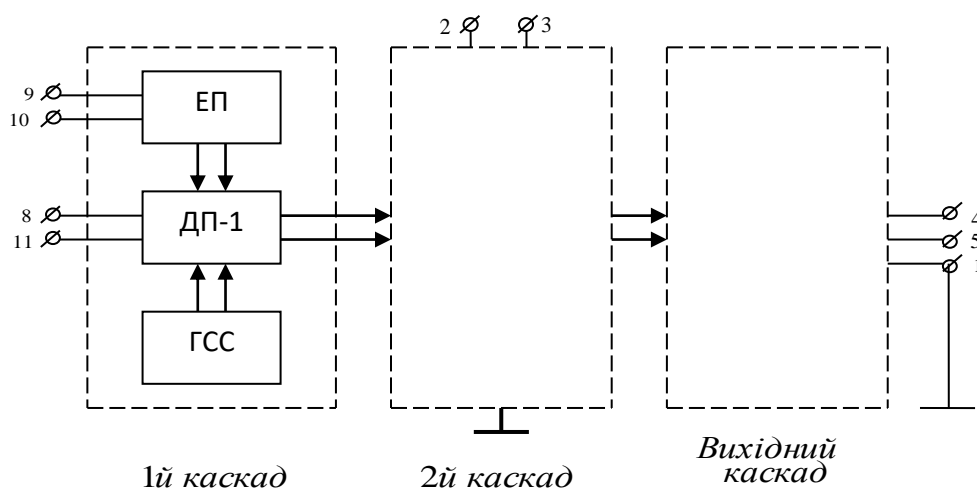


Рисунок 1.17 – Структурна схема ІМС К140УД5

На структурній схемі:

- ЕП – емітерний повторювач;
- ДП-1 – диференціальний підсилювач першого каскаду;
- ГСС – генератор стабільного струму;
- Другий каскад має аналогічну побудову;
- Вихідний каскад – каскад підсилення сигналу по потужності.

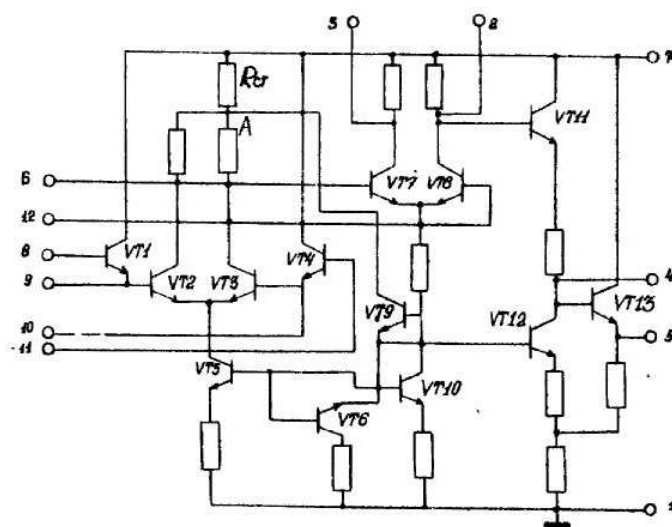


Рисунок 1.18 – Внутрішня побудова мікросхеми К140УД5
Призначення контактів (клем)

1-7 – напруга джерела живлення;

8-11 – вхід (високоомний), так як VT_1, VT_4 працюють як емітерні повторювачі;

9-10 – вхід (низькоомний), так як диференціальний каскад (VT_2, VT_3) працює в режимі підсилення (сигнал подається не через ЕП, а прямо в базу VT_2, VT_3);

2-3 – високоомний вхід після другого диференціального каскаду на VT_7, VT_8 ;

4-1 – високоомний вихід після ЕП на VT_{11} ;

5-1 – несиметричний низькоомний вихід після ЕП на VT_{13} .

Емітерний повторювач на VT_9 служить для стабілізації напруги. При збільшенні напруги на клеммах 1-7, наприклад, збільшується U_c, U_e, VT_9 . Ця напруга подається на базу VT_5 , струм через VT_5 зростає, а також збільшується струм через VT_2, VT_3 ; В результаті збільшується падіння напруги на R_{em} , а в точці А – зменшується, тобто потенціал точки А повернеться до початкового стану.

Регулюючий сигнал з VT_9 одночасно подається на VT_{10}, VT_{12} , це приведе до зменшення дрейфу (повільної зміни постійної напруги) на виході першого підсилювача – VT_2, VT_3 . Дрейф другого каскаду незначний, тому що сигнал не підсилюється (поступає на ЕП).

Дрейф напруги зменшують в цілому каскади стабілізації робочої точки підсилювача – це VT_5, VT_{10}, VT_{12} , які послідовно ввімкнуті в емітер не коло відносно “землі”.

Вплив температури середовища на роботу ЕП і каскади стабілізації режиму зменшуються за рахунок використання каскаду на VT_6 (ввімкненого як діод), зміщеного в зворотному напрямку (закритий позитивною напругою на емітері відносно колектору).

Зворотний опір закритого діода в діапазоні температур змінюється суттєво (сотні разів). Таким чином, діод діє компенсуючи температурні зміни колекторних переходів стабілізуючих транзисторів VT_5, VT_{10}, VT_{12} і впливає на режим роботи ЕП – VT_9 .

Сигнал на вхід диференційного підсилювача можливо подавати і відносно загальної точки, наприклад: клемма 9 – клемма, корпус і в цьому випадку вхід називається несиметричним.

В диференціальному каскаді сума емітерних струмів VT_2, VT_3 не залежить від напруги на входах підсилювача, а задається режимом роботи ГСС на VT_5 .

$$I_{e2} + I_{e3} = I_0 \quad (1.30)$$

де I_0 – струм ГСС.

При рівності потенціалів на вході ДП і при симетрії схеми, значення емітерних струмів будуть рівні:

$$I_{e2} = I_{e3} = I_0/2 \quad (1.31)$$

будуть рівні і колекторні струми:

$$I_{K2} = I_{K3} = h_{21б} \cdot I_0 / 2 \quad (1.32)$$

де $h_{21б}$ – коефіцієнт передачі струму в схемі з спільною базою (СБ).

Головне завдання ДП одержати на виході напругу пропорційну різниці потенціалів на входах, що не залежить від абсолютного значення вхідних напруг, можливої нестабільності напруги живлення (на кл. 1-7), температури середовища та інших факторів.

Вихідна напруга:

$$U_{вих} = (U_{вх1} - U_{вх2}) \cdot K_U \quad (1.33)$$

де K_U – коефіцієнт підсилення каскаду по напрузі.

В ідеальному підсилювачі загальний (синфазний) сигнал для обох входів не підсилюється, так як постійний рівень сигналів в диференційній підсилювачі подавлюється в результаті віднімання і таким чином не впливає на вихідну напругу.

В практичних диференційних підсилювачах подавити синфазний сигнал (тобто завади) неможливо навіть при використанні інтегральних резисторів та транзисторів. Щоб збалансувати (вирівняти) потенціали колекторів $VT2, VT3$, тобто компенсувати вплив завади на вході, необхідно подати напругу зміщення $U_{зм}$.

Дослідження операційного підсилювача

Мета роботи:

Вивчити принцип роботи, основні параметри та характеристики ОП, дослідження ОП як: масштабного підсилювача, інвертувального та неінвертувального підсилювача.

Короткі теоретичні відомості

ОП – це підсилювач постійного струму, його АЧХ не має завалу в області низьких частот, так як ОП не має розділових конденсаторів. Для того, щоб потенціал виходу привести до нуля (при відсутності $U_{вх}$), живлення ОП виконують двополярним (наприклад $\pm 6,3, \pm 9, \pm 12, \pm 15$ В).

На рис. 1.19. показано умовне позначення ОП з одним виходом та двома входами: прямим та інверсним.

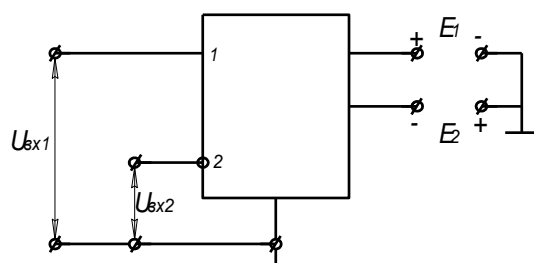


Рисунок 1.19 – Операційний підсилювач – схематичне зображення

Інверсний вхід позначають знаком інверсії (кружком) або помічають символом “-”. Прямий вхід 1 – позначають символом “+”.

На вхідні клемки поступають сигнали $U_{вх1}, U_{вх2}$. З цих сигналів виділяють синфазний $U_{сф} = \frac{U_{вх1} + U_{вх2}}{2}$ та диференціальний $U_{диф} = (U_{вх1} - U_{вх2})$ сигнали.

Відносно $U_{сф}$ потенціал вхідної клемки 1 вище, а клемки 2 нижче на значення ΔU , а диференціальний (різницевий) сигнал $U_{диф} = 2\Delta U$, рис. 1.20.

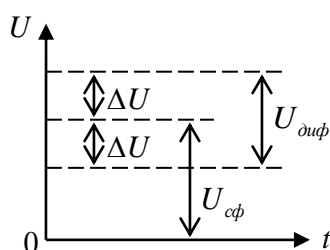


Рисунок 1.20 – Графічне зображення синфазного, диференційного сигналів та їх різниці

ОП призначений для підсилення невеликого різницевого (диференціального) сигналу. Синфазний сигнал повинен бути максимально послаблений. Вихідна напруга знаходиться в фазі з напругою $U_{вх1}$ і в протифазі з напругою на вході 2 – $U_{вх2}$.

В залежності від того на які входи ОП подаються сигнали, розрізняють три схеми ввімкнення ОП в інтегральному виконанні:

- інвертувальному (рис. 1.21);
- неінвертувальному (рис. 1.23);
- диференціальному (рис. 1.24).

Інвертувальний операційний підсилювач

В даній схемі сигнал подається на інвертувальний вхід, а неінвертувальний вхід – заземлений.

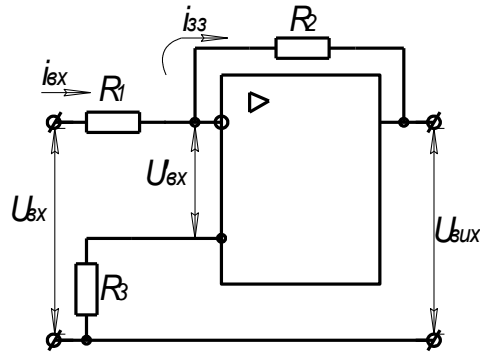


Рисунок 1.21 – Схема інвертувального ОП. $U_{вих}$ в протифазі із $U_{вх}$

Негативний зворотний зв'язок створюється за допомогою резисторів R_2, R_1 (паралельний зворотний зв'язок за напругою).

Диференціальна напруга:

$$i_{вх} = \frac{U_{вх} - U'_{вх}}{R_1}, \quad U'_{вх} \quad (1.34)$$

Струм зворотного зв'язку:

$$i_{вз} = \frac{U'_{вх} - U_{вих}}{R_2}, \quad i_{вх} = i_{вз} \quad (1.35)$$

В той же час $U_{вих} = -K_U \cdot U'_{вх}$ $U'_{вх} \rightarrow 0$ так як в ОП $K_U \rightarrow \infty$.

Тоді: $\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_2}$, R_2 (опір зворотного зв'язку), або коефіцієнт підсилення K_U :

$$K_U = -\frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.36)$$

Глибина зворотного зв'язку (коефіцієнт) $\beta_{нз}$:

$$\beta_{нз} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.37)$$

Якщо $R_2 \gg R_1$, то $\beta_{нз} \approx R_1/R_2$ і тоді:

$$K_U \approx -\frac{1}{\beta_{нз}} \quad (1.38)$$

Якщо $R_1 = R_2$, ОП перетворюється в емітерний повторювач у якого:

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} \quad (1.39)$$

Вхідний опір інвертувального ОП:

$$R_{\text{вх}} = R_1 \quad (1.40)$$

Для вирівнювання опорів входів ОП вмикають опір $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$.

Інвертувальний ОП можливо використовувати для зміни масштабу вхідної напруги множенням його на постійний коефіцієнт $(-\frac{R_2}{R_1})$, а також для алгебраїчного складання вхідних сигналів (як аналоговий суматор, рис. 1.22)

Якщо $R_{33} = R_1 = R_2 = \dots = R$, то $U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n)$.

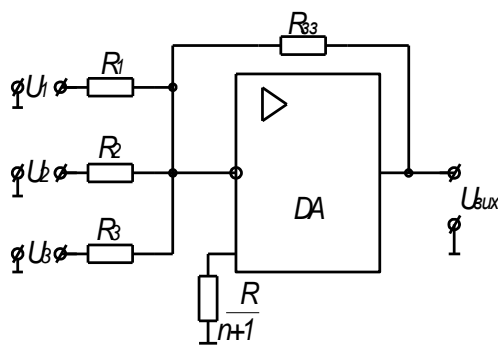


Рисунок 1.22 – Аналоговий суматор на ОП

Неінвертувальний операційний підсилювач

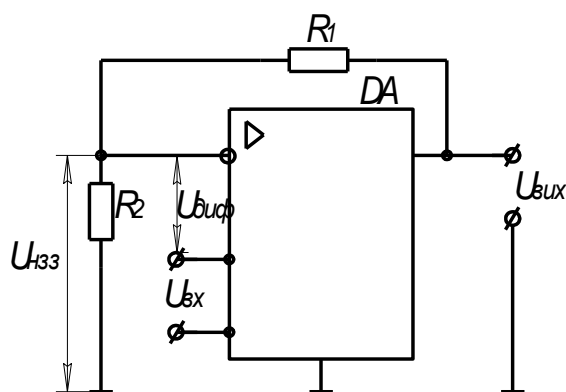


Рисунок 1.23 – Неінвертувальний ОП

В схемі вхідний сигнал подається на неінвертувальний вхід ОП, а на його інвертувальний вхід з дільника $R_1 - R_2$ подається напруга негативного зворотного зв'язку (НЗЗ):

$$U_{\text{нзз}} = \frac{U_{\text{вих}} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.41)$$

Коефіцієнт глибини зворотного зв'язку $\beta_{нзз}$ знаходиться за виразом:

$$\beta_{нзз} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.42)$$

Диференціальна напруга на входах 1-2:

$$U_{диф} = U_{вх} - U_{нзз} \quad (1.43)$$

так як $K_U \text{ ОП} \rightarrow \infty$, то $U_{диф} \approx 0$.

Тоді:

$$U_{вх} \approx U_{нзз} = \frac{U_{вих} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.44)$$

Із цього співвідношення знаходимо, що коефіцієнт підсилення схемою неінвертувального ОП:

$$K_U = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{\beta_{нзз}} \quad (1.45)$$

Вхідний опір підсилювача дорівнює вхідному диференціальному $-R_D$ помноженому на відношення власного коефіцієнту підсилення ОП до підсилення на неінвертувальному вході з замкненою петлею зворотного зв'язку:

$$R_{вх} = K_{U_{оп}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot R_D \quad (1.46)$$

Якщо $R_1 = 0$, а $R_2 = \infty$, коефіцієнт підсилення ОП прийме вид: $K_{U_{оп}} = 1$, тобто операційний підсилювач виконує функцію неінвертувального повторювача, у якого: $U_{вих} = U_{вх}$.

Звіт виконання лабораторної роботи

Бригада, що виконувала лабораторну роботу №1, повинна представити:

1. Принципові схеми підсилювачів напруги зібраних на біполярних, польових транзисторах, на мікросхемі (ОП – інвертувальний, неінвертувальний).

2. Таблиці з вимірами та розрахунками $R_{вх}$, $R_{вих}$ підсилювача зібраного на біполярному транзисторі.

3. Амплітудно-частотні характеристики широкопasmового і резонансного підсилювачів.
4. Статичні характеристики (вхідні, вихідні) біполярного транзистора.
5. Таблицю з розрахованими h – параметрами.

Контрольні питання

1. Підсилювачі сигналів змінної частоти. Класифікація підсилювачів.
2. Параметри підсилювачів.
3. Амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики підсилювача.
4. Викривлення сигналів в підсилювачах.
5. Принцип роботи резистивного підсилювача НЧ.
6. Принцип роботи $RC(LC)$ резонансного підсилювача.
7. Зворотний зв'язок в підсилювачах. Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення.
8. Принцип роботи диференційного підсилювача на ІМС.
9. Операційні підсилювачі (інвертуючі, неінвертуючі). Коефіцієнт підсилення ОП.
10. Призначення, принцип роботи підсилювача постійного струму (ППС). (Завдання для самостійного вивчення)
11. Принцип роботи біполярних та польових (уніполярних) транзисторів.
12. Схеми вмикання транзисторів. Переваги та недоліки кожної схеми вмикання транзистора, сфера використання.
13. Призначення елементів схеми підсилювача. Режим спокою підсилювача. Режими роботи підсилювачів (А, В, С).
14. Вхідні та вихідні характеристики транзисторів, порядок їх використання при розрахунку h -параметрів. Фізична суть h -параметрів.
15. Знати основні технічні характеристики елементів підсилювачів, уміти користуватися літературою по темі лабораторної роботи: знати правила користування довідниками (транзистори, резистори, конденсатори), уміти читати нескладні радіотехнічні схеми [2, 6].

Лабораторна робота №2

«Дослідження генераторів гармонійних коливань та лінійно-змінюваної напруги»

Мета роботи

Вивчити та дослідити схеми:

- генератора синусоїдних (гармонійних) коливань на LC та RC елементах;
- резонансного генератора на транзисторах та інтегральних мікросхемах (ІМС);
- генератора пилкоподібної напруги (лінійно-змінюваної напруги).

Опис лабораторної установки

Лабораторна установка (рис. 2.2) складається:

- лабораторний стенд зі схемами генераторів;
- двопробеневий осцилограф С1–93;
- частотомір, тип Ч2–36 (Ч3–34).

Загальні відомості

Генерування періодичних синусоїдних та несинусоїдних напруг здійснюється за допомогою генераторів – пристроїв, в яких виникають та автоматично підтримуються незатухаючі електричні коливання.

Такі пристрої перетворюють енергію джерела живлення в енергію незатухаючих коливань. Генератори містять в собі: активний елемент та частотно-вибірковий чотириполюсник. Активний елемент – це, як правило, транзистори (біполярні або польові), операційні підсилювачі (ОП). Як чотириполюсники в звуковому діапазоні (на низьких частотах) використовують диференціювальні, або інтегрувальні RC –ланцюжки, рис. 2.6, 2.7.

Для генерування коливань більш високих частот використовують LC – контури. Такі генератори засновані на використанні вибіркового LC – підсилювачів, що мають частотну характеристику як показано на рис. 2.1.

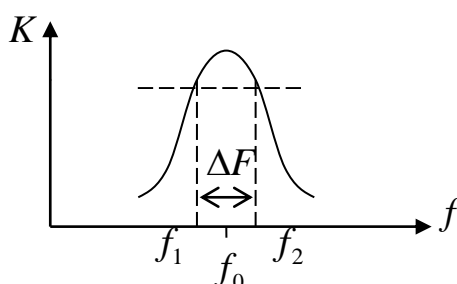


Рисунок 2.1 – Частотна характеристика вибіркового підсилювача

Загалом генератори виконуються на основі підсилювачів з ланцюгом позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ), який забезпечує стійкий режим виникнення коливань (режим самозбудження).

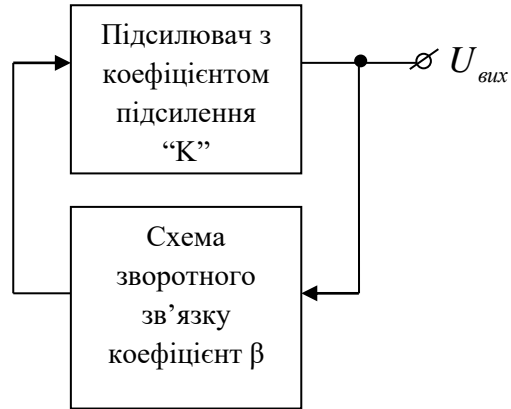


Рисунок 2.2 – Структурна схема генератора синусоїдних коливань

Вхідний сигнал для підсилювача в схемі генератора є частина вихідної напруги, що передається ланцюгом ПЗЗ. Коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta > 1$.

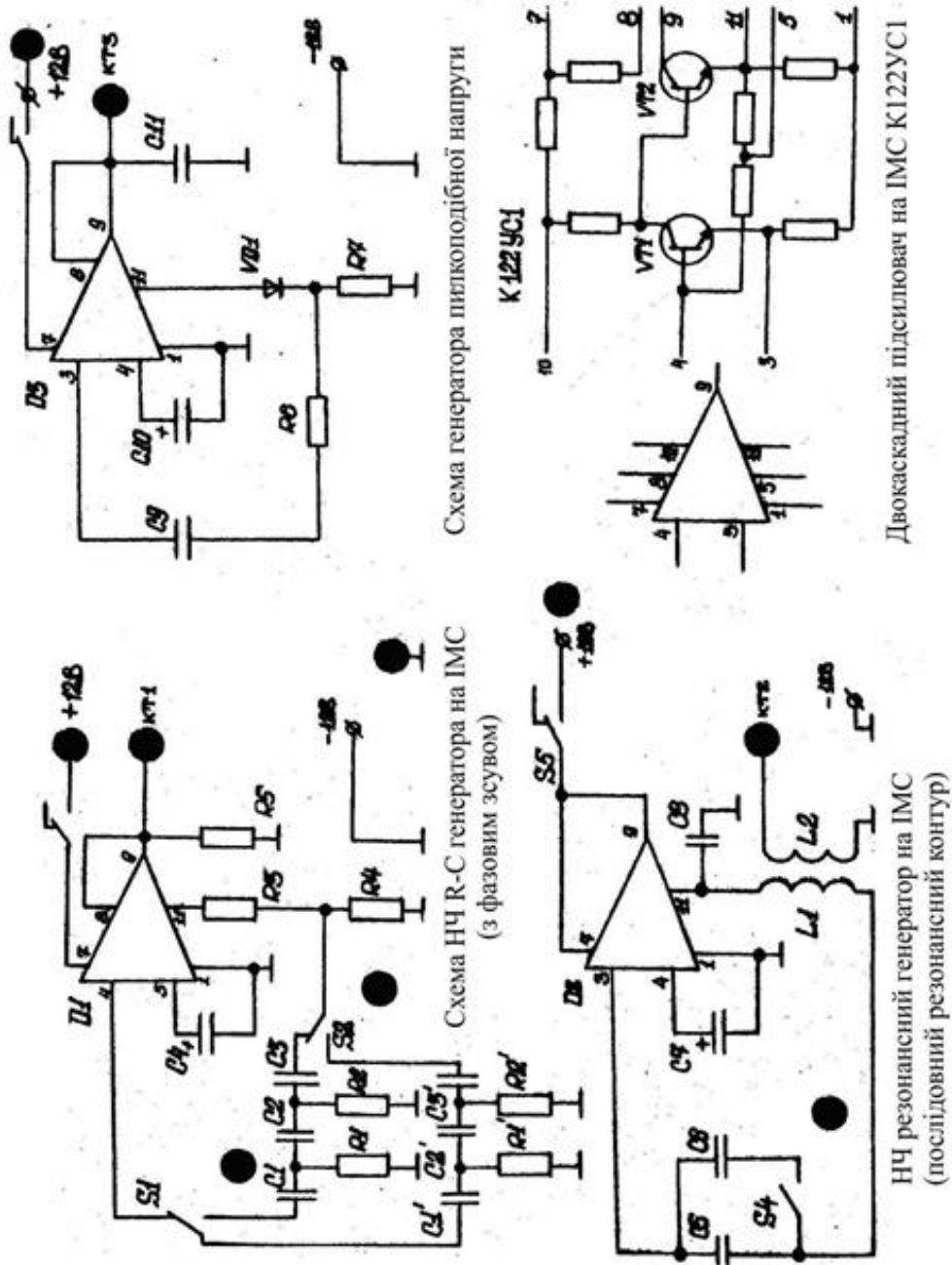


Рисунок 2.3 – Лабораторна установка “Генератори”

Для того, щоб в генераторі виникли незатухаючі коливання необхідне виконання двох умов:

а) Фазові зсуви сигналу, що створює підсилювач – $\varphi_{\text{підс}}$ та ланцюг зворотного зв’язку – φ_{β} в сумі повинні бути кратні $2\pi(360^\circ)$:

$$\varphi_{\text{підс}} + \varphi_{\beta} = 2n\pi \quad (n=0,1,2,\dots) \quad (2.1)$$

Вказане співвідношення визначає умови балансу фаз в підсилювачі з ПЗЗ.

Таким чином, коло зворотного зв'язку та активний елемент підсилювача повинні забезпечити фазу напруги зворотного зв'язку таку, щоб вона співпала з фазою коливань в коливній системі на виході генератора.

б) Щоб коливання в коливній системі були незатухаючими, необхідне виконання в схемі ще другої умови: умову балансу амплітуд:

$$K \times \beta > 1. \quad (2.2)$$

Це означає: сигнал збільшений підсилювачем в K -раз і ослаблений ланцюгом зворотного зв'язку в β разів, повинен бути на вході коливної системи в тій же фазі, але з більшою амплітудою, чим амплітуда втрат сигналу в колі зворотного зв'язку та втрат на елементах схеми, тобто амплітуда коливань зворотного зв'язку була достатня для підтримки незатухаючих коливань в вихідному колі генератора (RC – ланцюгах, або LC – контурі). Стале значення напруги зворотного зв'язку залежить від коефіцієнта підсилення – K для малих сигналів, а також від нелінійності характеристик використаних транзисторів в схемі генератора.

LC – генератор з трансформаторним зворотним зв'язком

Схема RC – генератора приведена на рис. 2.4.

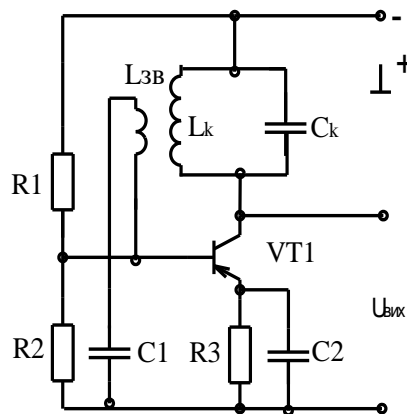


Рисунок 2.4 – Генератор синусоїдних коливань

В даній схемі підсилюючий каскад виконаний на транзисторі, що увімкнений по схемі з спільним емітером (СЕ). Елементи $R1$, $R2$, $R3$, $C2$ – забезпечують режим спокою та температурну стабілізацію. Вихідний сигнал виділяється на LC – контурі, що настроєний на частоту f_0 :

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}} \quad (2.3)$$

Якщо індуктивність L_K вимірюється в Гн, а ємність C_K – в Ф, то частота f_0 – в Гц.

Таким чином, в генераторі LC типу частота коливань визначається тільки параметрами (величинами) L_K – індуктивності та C_K – ємності контуру.

Для того, щоб виконалась умова балансу фаз, котушка зворотного зв'язку $L_{зв}$ повинна зробити поворот фази сигналу LC -контуру на кут 180° і подати цю напругу в базу транзистора. Для цього котушка $L_{зв}$ намотується на каркас в протилежному напрямку, чим котушка L_K . На схемі ця відмінність в обмотках показана точками – початком намотки котушок. Транзистор додатково поверне фазу вхідного сигналу на кут 180° : умова а) буде виконана. Баланс амплітуд виконується розрахунками кількості витків котушки $L_{зв}$ та відстанню на якій буде знаходитись котушка $L_{зв}$ від L_K на єдиному каркасі для обох котушок.

Коливна система генератора складається з двох реактивних елементів: індуктивності L , та ємності – C .

Під'єднання до реактивних елементів джерела енергії – E_K призведе до появи в цих елементах перехідних процесів, що мають коливний характер: в контурі $L_K C_K$ буде спостерігатися обмін енергією: магнітною, що накопичується в індуктивності L_K та електричною, що є в ємності C_K при її заряді – розряді на котушку.

Ці коливання будуть затухаючими, рис. 2.5. Тривалість перехідних процесів в контурі визначається ступенем згасання цих коливань. Чим більший активний опір контуру r , тим швидше при інших рівних умовах згасають в ньому коливання. Так як згасання та встановлення коливань відбувається за експоненціальним законом, то для визначення тривалості та швидкості перехідних процесів в контурі також користуються постійною часу $\tau = 2L/r$. Фізичний зміст цієї величини полягає в даному випадку в тому, що через відрізок часу $t = \tau$ після початку перехідного процесу амплітуда вільних коливань зменшиться в e раз (e – основа натуральних логарифмів – 2,71...).

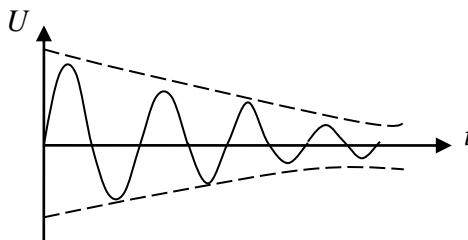


Рисунок 2.5 – Перехідні процеси в коливному LC контурі

При виконанні умов а), б) коливання через короткий проміжок часу стануть незгасаючими.

Стабільність частоти коливань залежить, в основному, від таких чинників як стабільність джерела E_K , температури середовища, типу транзистора, якості елементів L , R , C та ін.

Частоту генератора можна регулювати зміною величини L_K, C_K . Частіше змінюють величину C_K плавно, або дискретно.

RC -генератор з поворотом фази в колі зворотного зв'язку

RC – генератори будують на частоти від десятків кГц до самих нижчих – одиниць Гц.

Принцип роботи таких генераторів базується на використанні частотно-залежних кіл, що складені із резисторів та конденсаторів і мають таку ж саму структурну схему як і LC – генератори (див. рис. 2.3).

Для виникнення незатухаючих коливань в RC – генераторах повинні виконуватися дві умови (подібних як і для LC – генераторів) – тобто виконання балансу фаз та балансу амплітуд.

На рис. 2.6. показано схему, що виконує зміни фази сигналу переданого з виходу генератора на вхід, на кут 180° .

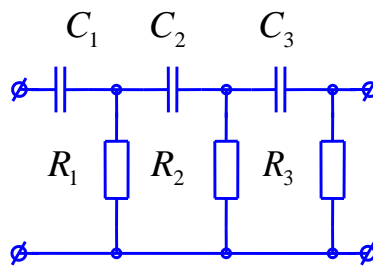


Рисунок 2.6 – Диференціювальні RC ланцюги

$$f_{ген} \approx \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (2.4)$$

В схемі на рис. 2.6 кожний диференціювальний ланцюжок CR здійснює зсув фази сигналу на кут $60^\circ \div 90^\circ$. Тобто, щоб зсув фази сигналу був 180° , необхідно не менше трьох ланцюгів CR .

Елементи зворотного зв'язку можуть складатися з інтегрувальних ланцюгів RC (рис. 2.7).

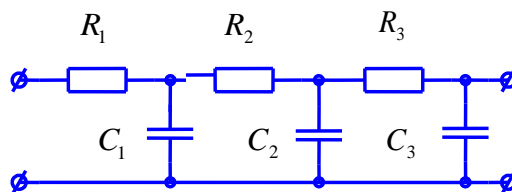


Рисунок 2.7 – Інтегрувальні RC ланцюги

$$f_{ген} \approx \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (2.5)$$

Схема генератора синусоїдних коливань на ОП з триланцюговим RC чотириполусником, показана на рис. 2.8.

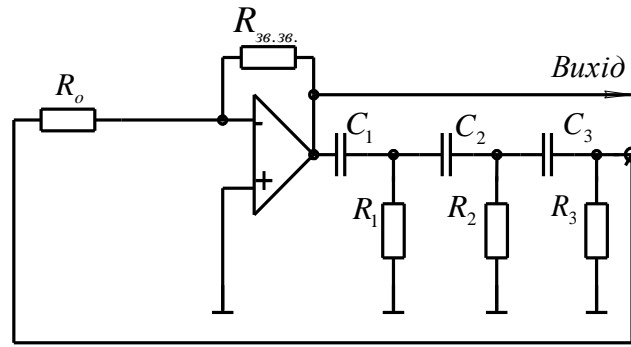


Рисунок 2.8 – RC генератор (НЧ) синусоїдних коливань на ОП

Ланцюг частотно–залежного зворотного зв’язку приєднаний між виходом та інвертувальним входом ОП. Необхідний коефіцієнт підсилення досягається вибором співвідношення $R_{зв.зв.}/R_o$, що повинно бути не менше 30.

Для розрахунку робочої частоти генератора за виразом $f_{ген} \approx \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$ необхідно, щоб $R_1 = R_2 = R_3$, $C_1 = C_2 = C_3$.

На лабораторному стенді НЧ RC генератор показаний з двома фазозсувними ланцюжками: $R_1 - R_2 - R_3 - C_1 - C_2 - C_3$ та $R'_1 - R'_2 - R'_3 - C'_1 - C'_2 - C'_3$, рис. 2.1.

Генератор пилкоподібної напруги (ГПН)

Генератори такого типу широко використовують в різноманітних пристроях автоматики, в перетворювачах аналогових величин в дискретні, для формування розгортки в електронно–променевих трубках осцилографів, телевізорів та ін.

Для одержання пилкоподібної напруги необхідно забезпечити на протязі часу, коли діє імпульс запуску, заряд або розряд постійним струмом конденсатора великої ємності.

Так як заряд–розряд конденсатора через опір R носить нелінійний характер (експоненціальний), то для одержання лінійної напруги (спадаючої чи зростаючої) необхідно використовувати тільки початкову частину експоненти, або забезпечити спеціальні заходи для стабілізації зарядного (розрядного) струму.

Різні практичні схеми генератора лінійно–змінюваної напруги відрізняються по суті тільки способами стабілізації зарядного струму конденсатора. Основні схеми такі:

1. Схеми, що використовують початкову частину зарядної експоненти. При тривалості вхідного сигналу значно меншої чим час заряду конденсатора через опір R , зарядний струм зміниться незначно від своєї початкової величини і приблизно можна рахувати його постійним.

2. Використання негативного зворотного зв’язку в підсилювачі з зарядним конденсатором, що значно стабілізує величину зарядного струму.

3. Ввімкнення послідовно з джерелом постійної напруги змінної зростаючої компенсуючої ЕРС. Це збільшує напругу заряджання конденсатора і, таким чином, підтримує струм заряду стабільним.

4. Використання, як зарядного елементу, приладів, що мають незначну залежність струму від напруги, наприклад в транзисторі ввімкненого по схемі з СБ.

Генератор пилкоподібної напруги зібраний на RC ланцюзі та ключовому транзисторі

Схема генератора рис. 2.9, містить в собі інтегрувальний ланцюг із резистора R_k та конденсатора C , ключовий транзистор VT з базовим резистором R_b та розділовим конденсатором C_p , що зв'язує генератор з джерелом керуючих сигналів $U_{вх}$.

При відсутності вхідних імпульсів транзистор VT насичений (відкритий), так як його база зв'язана з джерелом живлення $+E_k$ через резистор R_b . Струм бази $I_b = E/R_b$ достатній для насичення транзистора. Колекторний струм в цьому випадку $I_{кнас} = E_k/R_k$, а умова насичення: $R_b \ll \beta \times R_k$, де β – коефіцієнт передачі струму транзистора.

Негативний вхідний імпульс, що поступає через конденсатор C_p на базу VT виводить транзистор з режиму насичення і через малий проміжок часу транзистор закриється. Конденсатор C починає заряджатися по колу:

$$(+E_k) \rightarrow R_k \rightarrow C \rightarrow \text{корпус} \rightarrow (-E_k).$$

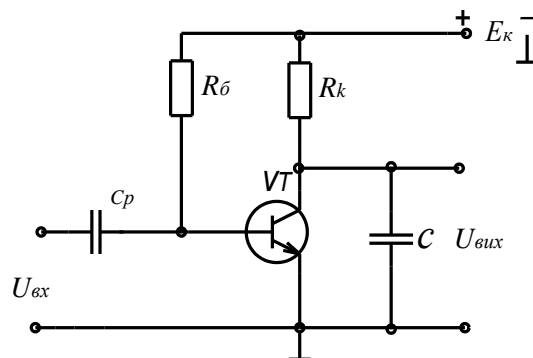


Рисунок 2.9 – Генератор пилкоподібної напруги

Процес заряджання конденсатора триває доки діє вхідний імпульс. Напруга на конденсаторі (граничний рівень) буде:

$$U_c = E_k - (I_{кб} \times R_k) \quad (2.6)$$

де $I_{кб}$ – зворотний струм закритого транзистора.

Постійна часу кола заряду конденсатора $\tau = RC$, а напруга на конденсаторі змінюється за логарифмічним законом:

$$U_c(t) = E_k - I_{кб} \times R_k (1 - e^{t/\tau}) . \quad (2.7)$$

Початковий струм заряду близький по величині до E_k/R_k .

Лінійність вихідної напруги можливо забезпечити тільки в випадку, коли за час дії вхідного сигналу струм заряду зміниться мало і залишиться близьким до початкової величини. Для цього необхідне виконання умови, що час заряджання конденсатора повинен бути значно більшим часу дії вхідного сигналу $\tau = RC \gg t_{ax}$.

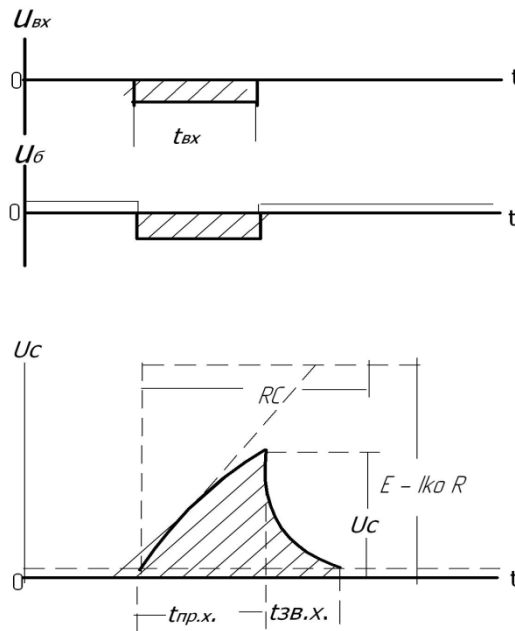


Рисунок 2.10 – Осцилограми сигналів на вході в колі бази та на виході генератора пилкоподібної напруги

Принципова схема ГПН, зібраного на мікросхемі, показана на рис. 2.11.

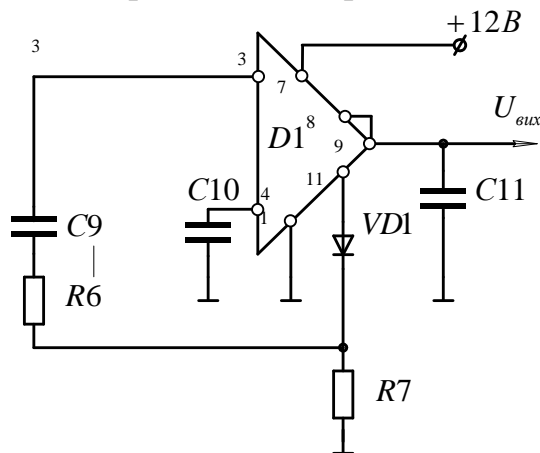


Рисунок 2.11 – Схема генератора пилкоподібної напруги на ІМС К122УС1

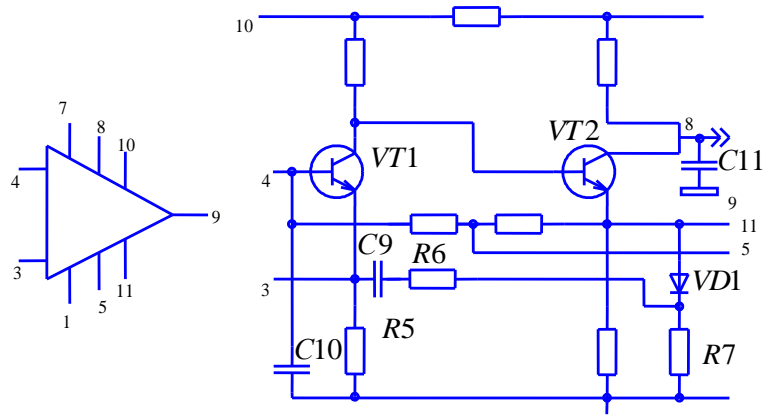


Рисунок 2.12 – Внутрішня побудова ІМС K122UC1

Мікросхема K122UC1 представляє собою двокаскадний підсилювач на транзисторах $VT1, VT2$ та навісних елементах $C9, C10, C11, R6, R7, VD1$.

Підсилювач охоплений колом позитивного зворотного зв'язку ($VD1, C9, R6$), що забезпечує самозбудження генератору та визначає частоту коливань.

Конденсатор $C10$ замикає по змінному струму базу $VT1$ на корпус та забезпечує на ній постійну напругу. Якщо на базі $VT2$ негативна напруга, то опір транзистору $VT2$ великий, конденсатор $C11$ заряджається від джерела живлення (контакт 7) через резистор в колі колектору.

Якщо на базі $VT2$ позитивна напруга – транзистор відкритий – $C11$ розряджається через нього і коло з діодом $VD1$.

Режим роботи каскаду на транзисторах визначається різницею потенціалів між базою та емітером. Ця різниця складається із постійної напруги та поданого опорного сигналу. Колекторний перехід зміщений завжди в зворотному напрямку.

Змінна напруга на колекторі завжди в протифазі з напругою на базі.

Напруга на опорі в колі емітеру, який не заблокований конденсатором, співпадає по фазі з напругою в базі. Для схеми з СБ (тобто, коли база по змінному струму через конденсатор з'єднана з корпусом) вхідний сигнал може подаватися в коло емітеру. В даному випадку для транзистору $n-p-n$ типу негативний потенціал в емітері призведе до відкриття транзистору (це еквівалентно поданню в базу позитивної напруги).

Для транзистору $p-n-p$ типу – знаки напруги протилежні. Така обставина дає змогу вибирати різні схемні рішення зворотного зв'язку. Виходячи з цього на схемі рис. 2.12, зворотний зв'язок здійснюється ланцюгом $C9-R6$ і є позитивним.

Проведення досліджень

а) Робота RC генератора

1. Перемикач SA3 ввімкнути (положення "Вгору").

2. Вхід осцилографа приєднати до клем $KT1$ та " \perp " (корпус, заземлення). $SA1$, $SA2$ в положення "Вниз".

3. Осцилографом виміряти амплітуду і частоту коливань, визначити частоту по частотоміру.

4. Ввімкнути $SA1$, $SA2$ (положення "Вгору").

5. Осцилографом виміряти амплітуду і частоту коливань, частотоміром уточнити частоту.

6. Перемикач $SA3$ вимкнути (положення "Вниз").

б) Робота резонансного (LC) генератора

1. Перемикач $SA5$ перевести в положення "Вгору".

2. Вхід осцилографа приєднати до клем $KT2$ та "заземлення".

3. Осцилографом та частотоміром виміряти амплітуду та частоту коливань.

4. Перемикач $SA4$ перевести в положення "Вгору" або "Вниз" в залежності від початкового положення.

5. Виміряти амплітуду та частоту коливань генератора.

6. Перемикач $SA5$ вимкнути (положення "Вниз").

в) Робота генератора пилкоподібної напруги

1. Перемикач $SA6$ перевести в положення "Вгору".

2. Вхід осцилографа приєднати до клем $KT3$ та "заземлення".

3. Виміряти амплітуду та частоту коливань генератора.

4. Перемикач $SA6$ перевести в положення "Вниз".

Контрольні питання

1. Типи генераторів коливань змінної частоти

2. Принцип роботи LC -генератора.

3. Принцип роботи RC -генератора.

4. Умови виникнення коливань в генераторі.

5. Принцип роботи генератора пилкоподібної напруги.

6. Сфера використання генераторів різних типів.

7. Привести довідникові дані активних, пасивних елементів та ІМС, що використовуються в лабораторній роботі, розповісти про різновиди елементів схеми, уміти читати маркування, що нанесене на деталях.

8. Використовуючи осцилограф, виміряти амплітуду та частоту коливань генераторів, замалювати осцилограми.

9. По заданим величинам R , C , L розрахувати частоту коливань RC , LC генераторів.

10. Пояснити порядок розрахунку режиму спокою транзистора в генераторі.

Лабораторна робота №3

«Дослідження мультівібраторів (автоколивальний режим та чекаючий режим), тригерів (лічильників імпульсів)»

Мета роботи

1. Вивчити електричні схеми тригерів та мультівібраторів, принцип їх роботи.
2. Провести виміри параметрів схем та їх зміну при різних значеннях елементів R, C.
3. Замалювати осцилограми напруги в базах та колекторах транзисторів, провести аналіз вихідних імпульсів генераторів.

Опис лабораторної установки

Лабораторна установка рис. 3.1 складається:

- стенд зі схемами мультівібраторів і тригера;
- осцилографа С1–93 (С1–77);
- електронного вольтметра В7–16А (В7–21);
- електронного частотоміра ЧЗ–34.

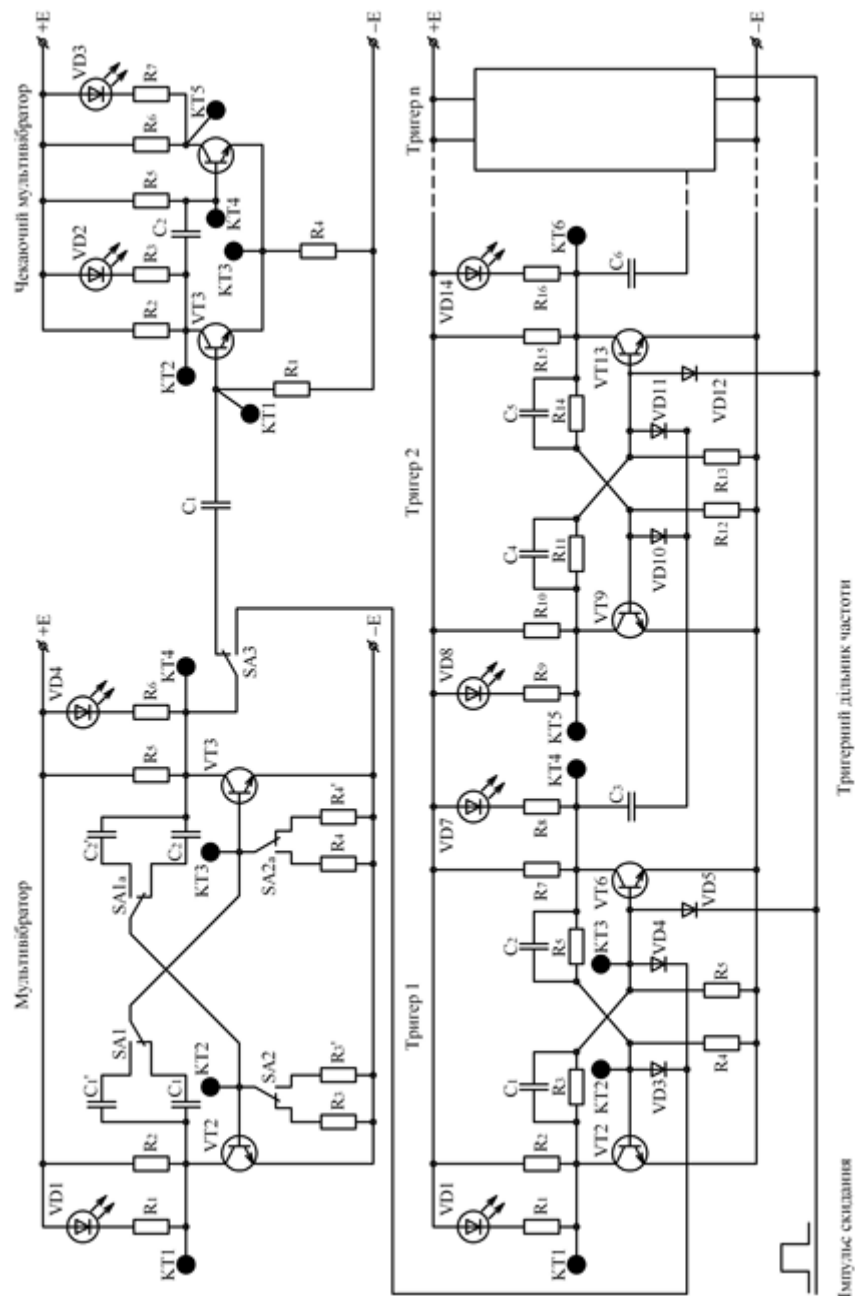


Рисунок 3.1 – Принципові схеми мультивібраторів і тригерів на стенді

Загальні відомості

В імпульсних пристроях широке використання знаходять генератори, вихідна напруга яких має форму, що значно відрізняється від синусоїдної.

Коливання такої форми мають назву релаксаційних і можуть бути прямокутними, пилкоподібними, трикутними та іншими.

Такі генератори використовують в ролі запускаючих, перемикаючих елементів, для ділення частоти коливань в “n” разів, розгортки променя в осцилографах, телевізійних електронно–променевих трубках та інших пристроях.

Подібно генераторам синусоїдних коливань в релаксаційних генераторах енергія джерела постійного струму перетворюється в енергію електричних коливань.

Якщо в генераторі синусоїдних коливань LC – типу відбувається безперервний обмін енергією між конденсатором C та котушкою індуктивності L і за період коливань T витрачається незначна частина енергії джерела постійного струму, то в релаксаційному генераторі енергія джерела зосереджується в реактивному елементові (частіше – це конденсатор) і ця енергія виділяється як тепло в активних опорах. Транзистори генератора в цьому випадку працюють як ключі – перемикаючи конденсатори на заряд або розряд.

Одним із різновидів релаксаційних генераторів є *мультивібратор*, що виробляє електричні коливання близькі по формі до прямокутних. Такі коливання мають широкий спектр частот. Цим і визначається назва *мультивібратор*, що означає *генератор множин коливань*.

Мультивібратори збираються на дискретних елементах або мікросхемах. Для того, щоб з'ясувати принцип роботи мультивібратора, розглянемо схему зібрану на дискретних елементах.

Основна схема мультивібратора, рис. 3.1 представляє собою двокаскадний підсилювач на резисторах.

Підсилювач має глибокий позитивний зворотний зв'язок: вихід одного каскаду зв'язаний C – R ланцюжком з входом другого каскаду. Якщо при цьому виконуються *умови самозбудження*, то схема працює як генератор незатухаючих коливань.

Елементи схеми підібрані так, щоб забезпечити ідентичність кожного підсилюючого каскаду зібраних на однотипних транзисторах $VT1, VT2, R_{\kappa1} = R_{\kappa2}, R_{\delta1} = R_{\delta2}, C_1 = C_2$. Такий мультивібратор називається *симетричним* і навпаки, якщо елементи R, C різних номіналів – *несиметричним*.

При подачі напруги E_k на транзистори, при повній симетрії елементів, транзистори повинні бути відкритими і стан схеми стійкий. В дійсності такого стану досягти неможливо тому, що ідеальної симетрії елементів схеми практично немає. Навіть незначна асиметрія в схемі миттєво приведе до того, що один із транзисторів закриється, а другий буде відкритий і доведений до режиму насичення.

В схемі завжди присутні чинники, які приводять до асиметрії струмів колектора, бази і величин самих елементів R, C . Наприклад, це нестабільність джерела живлення E_k , флуктуації руху зарядів в транзисторах та елементах схеми, вплив температури середовища та ін.

Припустимо, що по тій чи іншій причині колекторний струм транзистора $VT2 - I_{\kappa2}$ зменшився на деяку величину. Це призведе до підвищення потенціалу колектора (конкретно $U_{\kappa2-e2}$) на величину $\Delta U_{\kappa2-e2}$. Так як напруга на конденсаторі C не може змінитися стрибком (другий закон комутації), то в перший момент напруга $\Delta U_{\kappa2-e2}$ цілком виділиться на резисторі $R_{\delta1}$. Ця напруга, діючи на базу $VT1$, спричинить незначне підвищення колекторного струму $I_{\kappa1}$, що в свою чергу вплине на потенціал колектора $U_{\kappa2-e2}$ ($U_{\kappa1-e1}$), реально до зниження його на величину $-\Delta U_{\kappa1-e1}$. Через конденсатор $C1$ цей від'ємний

перепад напруги передається на базу транзистора VT_2 , що призведе до ще більшого зменшення струму I_{k2} .

За рахунок підсилюючих властивостей каскадів схеми кожен послідуєчий стрибок напруги на базі більший чим попередній. Цей процес зростає лавиноподібно і практично через малий проміжок часу транзистор VT_2 закриється (режим відсічки), а транзистор VT_1 повністю відкриється (режим насичення).

Так як перекидання транзисторів проходить практично миттєво, то напруга на конденсаторах C_1 , C_2 за цей час не встигає змінитися від початкового стану і починає змінюватися тільки після стрибка напруги.

При запиранні VT_2 конденсатор C_2 заряджається по колу:

$+ E_k \rightarrow$ ділянка: база – емітер $VT_1 \rightarrow C_2 \rightarrow \dot{R} \rightarrow - E_k$.

Конденсатор C_1 розряджається через відкритий транзистор VT_1 та резистор R . Перемикання схеми із одного стану в другий залежить від швидкості “заряд – розряд” конденсаторів C_1 , C_2 : так по мірі заряджання C_2 позитивний потенціал – точка “а” (права обкладинка C_2) все більше зростає, а потенціал точки “б” (ліва обкладинка C_1) все більше спадає.

Потенціал бази VT_1 поступово зростає, а потенціал бази VT_2 – знижується. Так як транзистори VT_1 , VT_2 $p-n-p$ типу, то через деякий час транзистор VT_2 відкриється, а VT_1 – закриється. Надалі процес перемикання схеми повторюється.

Таким чином, транзистори в мультівібраторі, що працює в автоколивальному режимі, почергово знаходяться в стані або відсічки (закритий), або насичення (відкритий).

З колекторів VT_1 , VT_2 можливо зняти прямокутні імпульси з амплітудою близької до значення E_k . Схема буде працювати в режимі самозбудження весь час поки ввімкнено джерело живлення. На рис. 3.2 показані часові діаграми напруги на колекторах та базах транзисторів. Початковий момент t_0 відповідає тому випадку, коли VT_1 закритий, VT_2 – відкритий.

Моменти t_1 , t_2 , t_3 відповідають перемиканню схеми.

Тривалість вихідних імпульсів VT_1 , VT_2 розраховується за виразом:

$$\begin{aligned} \tau_{u1} &= 0,7C_1 \times R, \\ \tau_{u2} &= 0,7C_2 \times R. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Для симетричного мультівібратора: $\tau_{u1} = \tau_{u2}$, для несиметричного тривалості вихідних імпульсів різні, тому що різні величини C_1 , C_2 , або базових резисторів R_{b1} , R_{b2} .

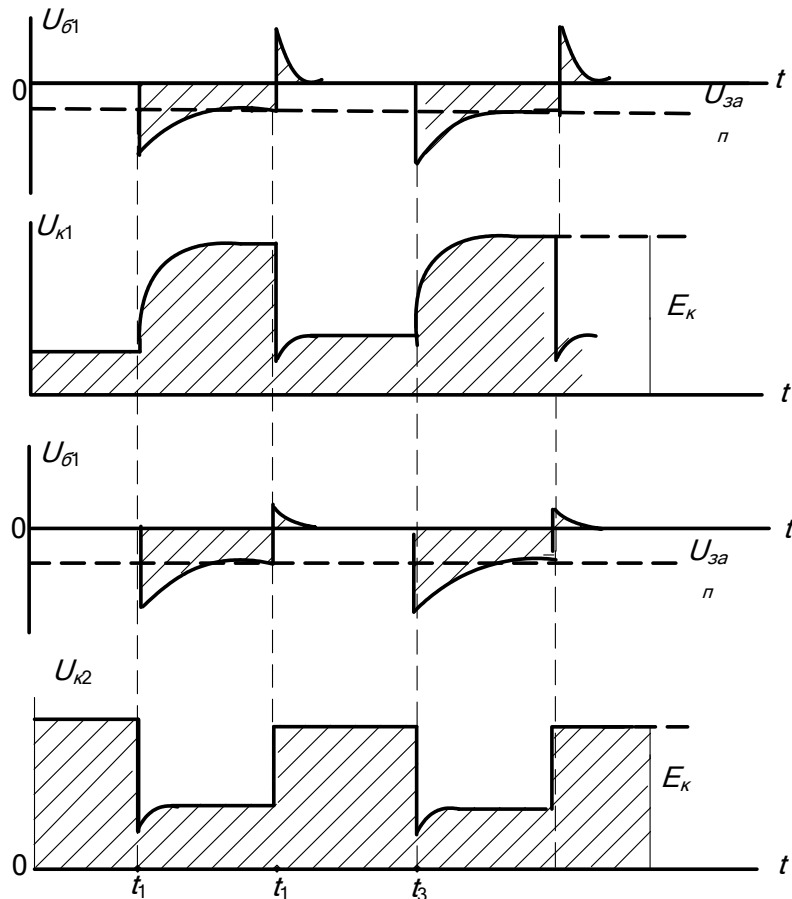


Рисунок 3.2 – Осцилограми сигналів в базах та колекторах транзисторів мультивібратора

Одновібратор (чекаючий мультивібратор)

Одновібратори використовуються для формування імпульсів напруги прямокутної форми необхідної тривалості при дії на вході схеми короткого імпульсу запуску. Одновібратори також мають два стани схеми. Але якщо в мультивібраторі, що працює в автоколебальному режимі обидва стани є нестійкими, то в одновібраторі один стан стійкий, а другий – нестійкий. Стійкий стан – це початковий режим роботи – *чекаючий режим*. Нестійкий стан настає з приходом вхідного імпульсу запуску.

Тривалість цього стану залежить від часозадавальних елементів схеми: після заряду – розряду конденсаторів через резистори одновібратор повертається до початкового стійкого стану. Вихідний імпульс формується в результаті дії послідовно двох тактів перемикання схеми.

На практиці використовуються в основному дві схеми одновібраторів:

- а) з колекторно–базовими зв'язками;
- б) з емітерними зв'язками.

Розглянемо схему одновібратора з колекторно–базовими зв'язками (рис. 3.3).

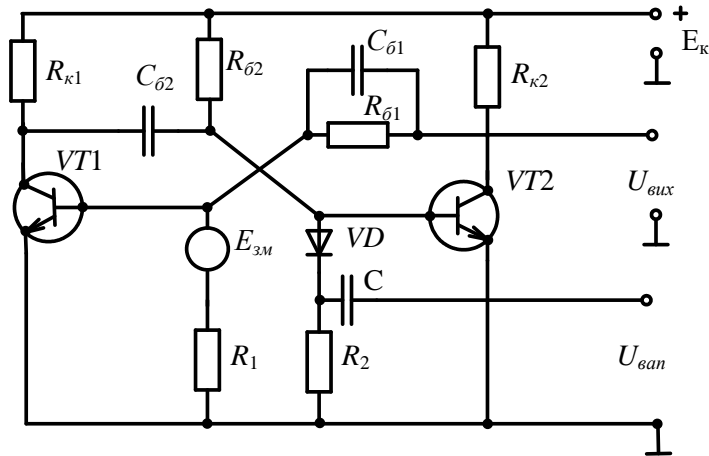


Рисунок 3.3 – Схема одновібратора з колекторно–базовими зв’язками

Схема одновібратора являє собою двокаскадний підсилювач з позитивним зворотним зв’язком, зібраного на транзисторах $VT1$, $VT2$. Транзистори ввімкненні за схемою з спільним емітером (СЕ).

Позитивний зворотний зв’язок забезпечується подачею напруги $U_{к1}$ транзистора $VT1$ через конденсатор $C_{б2}$ на базу $VT2$. Аналогічно колекторна напруга $VT2$ через $R_{б1}$, $C_{б1}$ поступає на базу $VT1$.

Джерело від’ємного зміщення $E_{зм}$ призначене для надійного утримання $VT1$ закритим, коли схема знаходиться в сталому режимі (чекаючому).

Діод VD , конденсатор C , резистор R_2 – елементи кола запуску, які переводять схему у нестабільний стан під дією зовнішньої напруги. Вихідна напруга знімається з колектора $VT2$. Форма вихідної напруги – прямокутний імпульс.

До приходу імпульсу запуску схема знаходиться в стані рівноваги: $VT1$ закритий напругою $E_{зм}$, $VT2$ – відкритий під дією струму $I_{б2}$. Конденсатор $C_{б2}$ заряджений до напруги $E_{к}$ (полярність показана на схемі).

Струм $I_{б2} = I_1 + I_2$, а так як $I_2 = 0$ (C_2 заряджений) то:

$$I_{б2} = I_1 = E_{к} / R_{б2} \quad (3.2)$$

При подачі на базу $VT2$ короткого імпульсу негативної полярності через коло $C-R-VD$ транзистор $VT2$ закривається (одновібратор перекидається). Колекторна напруга $VT2$ – позитивний стрибок – подається на базу $VT1$, який відкривається.

Конденсатор $C_{б2}$ в даному разі приєднується через транзистор $VT1$ у запиральному напрямку до бази $VT2$, тобто, після закінчення дії імпульсу запуску ПЗЗ утримує транзистор $VT2$ закритим, а $VT1$ – відкритим. Конденсатор $C_{б2}$ перезаряджається по колу: $+ E_{к} \rightarrow R_{б2} \rightarrow C_{б2} \rightarrow VT1 \rightarrow - E_{к}$.

Коли напруга на $C_{б2}$ становитиме близько нуля, запиральна напруга на базі транзистора $VT2$ зникає, транзистор $VT2$ відкривається а $VT1$ – закривається. Схема повернеться до початкового стану. Час розряду конденсатора $C_{б2}$ від напруги

E_k до нуля визначає перебування схеми в квазістійкому стані: за час $t_1 = 0,7 R_{\delta 2} \times C_{\delta 2}$ на виході формується імпульс напруги.

Схема відновлюється для прийому чергового імпульсу запуску через час t_2 :

$$t_2 \approx 3R_{\kappa 1} \times C_{\delta 2}. \quad (3.3)$$

На рис. 3.4 показані часові діаграми роботи одновібратора.

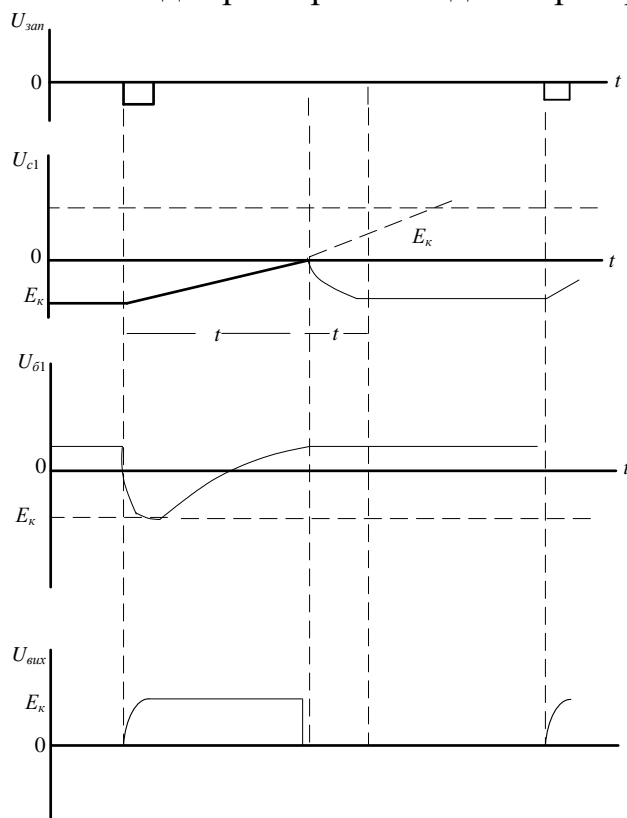


Рисунок 3.4 – Часові діаграми роботи чекаючого мультивібратора

Тригери

Короткі теоретичні відомості

В імпульсній та цифровій техніці широко використовуються функціональні вузли які можуть зберігати двійкову інформацію (стан 0 або 1) після закінчення дії вхідних імпульсів. Такі вузли називаються тригерами.

Тригер може мати один або два стійких стани. З такого стану тригер виводиться зовнішнім сигналом запуску, який викликає в схемі лавиноподібний процес. Тригер з двома стійкими станами переходить в кожен з них тільки під дією стартового сигналу. Тригер з одним стійким станом знаходиться в ньому до приходу стартового імпульсу, який переведе його в нестійкий стан. Схема в залежності від параметрів, буде знаходитись в такому стані деякий час і надалі повернеться самостійно в початковий стійкий стан.

За рахунок лавиноподібних процесів в схемі форма вихідних сигналів тригера близька до прямокутної і не залежить від форми імпульсів запуску на вході тригера.

Тригер з двома стійкими станами називається *реостатним тригером*, а з одним стійким станом – *реактивним тригером, чекаючим мультівібратором, кіп-реле*.

Технічні реалізації тригерів відрізняються типом використаних активних компонентів та способом їх ввімкнення. Тригер представляє собою пристрій, що складається з елементу запам'ятовування та елементу керування. Для забезпечення перемикання елементу запам'ятовування з одного стану в другий з максимальною швидкістю в тригері використовують так званий *регенеративний режим*, який буде присутній при наявності в схемі ПЗЗ. В системах з ПЗЗ регенеративні процеси виникають при умові, що модуль коефіцієнта передачі $|K_i| > 1$, де K_i – модуль передачі напруги (струму) ланок контуру. Вказана умова це умова *балансу амплітуд*, вона виконується якщо згасання сигналу на пасивних елементах компенсується підсиленням сигналу активними елементами. Як активні елементи використовують транзистори (біполярні, польові), електронні ключі, комбінаційні логічні елементи. Також використовують електронні компоненти з ділянкою негативного динамічного опору на ВАХ – *негатрони* (диністори, тиристори, тунельні діоди).

Тригер на дискретних елементах

Типова схема тригера на біполярних р–п–р транзисторах показана на рис. 3.5. Схема представляє собою два послідовно з'єднаних інвертувальних транзисторних ключа: вихід одного транзистора приєднаний до входу другого і навпаки. Коефіцієнт підсилення за напругою транзисторів:

$$K_{U1} = K_{U2} \approx -\beta \times R_k / R_k + R_1. \quad (3.4)$$

Умова балансу амплітуд виконується вибором β , R_k , R_1 так, щоб $K = K_{U1} \times K_{U2}$.

Кожен ключ інвертує сигнал, або зсуває фазу сигналу на 180° , сумарний зсув в контурі $\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 0^\circ$ (360°), що відповідає ПЗЗ (тобто, виконується баланс фаз).

Одночасне виконання умов балансу амплітуд та балансу фаз відповідає нестійкому стану схеми. При ввімкненні джерел живлення через транзистори принципово можуть текти однакові по величині колекторні струми (при симетричній схемі). Але достатньо незначної зміни струму одного із транзисторів, наприклад, за рахунок нерівномірності дифузії зарядів в транзисторі з емітера в базу і з бази в колектор та ін., як схема вийде з стану рівноваги – один транзистор відкриється до насичення, другий перейде в режим відсічки.

Конденсатори $C1$, $C2$ – прискорювальні, завдяки їм стрибки напруги з колекторів транзисторів передаються на бази значно швидше, що зменшує час

перекидання схеми з одного стану в другий. Це впливає на форму вихідного імпульсу напруги – форма імпульсу близька до прямокутної.

Резистори R_2 та джерело зміщення $E_{зм}$ забезпечують стійку роботу тригера в широкому інтервалі зміни температури або розкиду параметрів елементів схеми.

Запуск (керування тригером) може виконуватися як по колекторному, так і по базовому колах. Схема запуску в колекторне коло позитивним імпульсом реалізується діодами $VD1, VD2$ та з'єднаними з ними R_p, C_p .

Припустимо, що при ввімкненні джерел живлення $E_k, E_{зм}$, транзистор $VT1$ відкритий, $VT2$ – закритий. Діод $VD2$ закритий напругою $U_{зворот2} = -\frac{E_k \cdot R_1}{R_1 + R_k}$. Діод $VD1$ закритий напругою $\approx -E_k$.

При подачі на вхід $U_{вх2}$ імпульсу позитивної полярності $U_{т.вх} > U_{зворот2}$ Діод $VD2$ відкривається, в базовім колі $VT1$ потече запиральний струм, що приведе до регенеративного процесу в схемі – перекиданню тригера: $VT1$ закриється, $VT2$ відкриється.

Схема запуску на бази транзисторів реалізується діодами $VD3, VD4$. Припустимо знову, що при подачі напруги на схему, транзистор $VT1$ відкритий, $VT2$ закритий, тобто, на колекторі $VT1$ низький потенціал (логічний 0), на колекторі $VT2$ – високий потенціал $\approx -E_k$ (логічна 1).

Діод $VD3$ буде закритий напругою $U_{зворот1} = |E| + |U_{бнас}|$, а діод $VD4$ закритий напругою $U_{зворот2} = |E| + |U_{бзакр}|$, де $U_{бнас}, U_{бзакр}$ – напруга на базі насиченого (відкритого) та закритого транзистора.

Діод $VD5$ – фіксує розряд конденсатора C_p в інтервалах між імпульсами запуску.

Пусковий позитивний імпульс відкриває $VD3$ і під дією запиального струму транзистор $VT1$ починає виходити з режиму насичення і закривається.

Діод $VD4$ відкривається або одночасно з $VD3$ (якщо амплітуда імпульсу запуску достатня), або з деякою затримкою, що залежить від процесу зменшення напруги на базі $VT2$ за рахунок зростання від'ємної напруги $U_{к1}$.

Таким чином, обидва транзистори під час дії імпульсу запуску закриваються і перекидання схеми відбувається після закінчення дії вхідного імпульсу. Діоди $VD3, VD4$ закриваються, транзистори $VT1, VT2$ під дією напруги E_k починають відкриватися, але так як струм бази $VT2$ $I_{б2} \gg I_{б1}$ (тому що $U_{к1} \ll U_{к2}$), то транзистор $VT2$ відкриється до насичення, $VT1$ закриється, тобто, тригер змінить свій стан.

Висновок: В тригері на дискретних елементах кола запуску складають систему керування (СК), а елемент запам'ятовування (ЕЗ) виконаний на двох підсилювачах–інверторах $VT1, VT2$, які охоплені перехресним позитивним зворотнім зв'язком (ПЗЗ), що забезпечує два стійких стани схеми в статичному режимі і регенеративне (лавиноподібне) перемикання схеми із одного стійкого стану в другий при дії вхідного сигналу запуску.

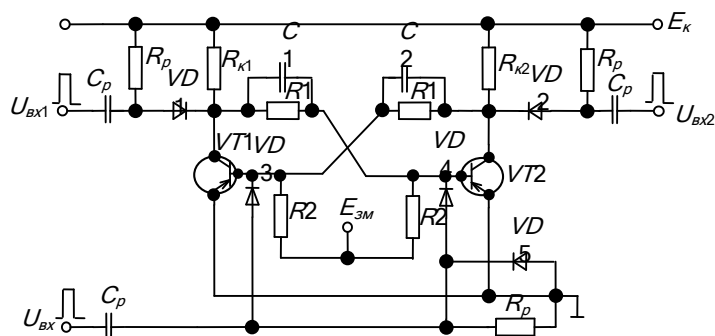


Рисунок 3.5 – Схема тригера на дискретних елементах

Різновиди тригерів в інтегральному виконанні

Розрізняють *тактовні та нетактовні тригери*. Зміна стану нетактовного (*асинхронного*) тригера відбувається негайно після відповідної зміни потенціалів на його керуючих входах.

В тактовнім (*синхроннім*) тригері зміна стану може відбутися тільки в момент присутності відповідного сигналу на тактовім вході.

Тактування може виконуватися імпульсом або фронтом (перепадом потенціалу). В першому випадку сигнали на керуючих входах впливають на стан тригера тільки при наявності на тактовім вході потенціалу дозволу. В другому випадку дія керуючих сигналів проявляється тільки в момент переходу *одиниця – нуль*, або *нуль – одиниця* на тактовім вході. Існують також тригери, котрі зветься *універсальними*, які працюють як в тактовнім, так і в нетактовнім режимі.

Тригер складається з пристрою керування і власне самого тригера (елемента пам'яті). На рис. 3.6 показана структурна схема тригера.



- A** Інформаційні входи
- C** Синхронізуючі входи
- Q** Прямий вихід (логічна одиниця -1)
- Q** Інверсний вихід (логічний нуль -0)

Рисунок 3.6 – Структурна схема тригера

Робота тригера описується за допомогою таблиці переходів (або таблиці стану тригера). В таблиці показані всі можливі комбінації сигналів на входах **A**

в момент часу t_i та стан тригера в момент t_{i+1} в *D-тригері*, або тригері затримки, при сигналі дозволу на такті у якому він опиниться під дією вхідних сигналів.

Тригер може бути в такому стані:

0 – тригер має на вихідній клемі Q низький потенціал ($Q = 0$) незалежно від сигналів на вході;

1 – тригер має на виході високий потенціал (логічна одиниця, $Q=1$) незалежно від сигналів на вході;

Q_i – стан тригера не змінюється при зміні сигналу на вході;

\bar{Q}_i – стан тригера змінюється на протилежний при зміні вхідних сигналів;

X – невизначений стан тригера, коли при зміні сигналів на входах, тригер рівнозначно може бути як в стані "0", так і в стані "1".

Основні типи тригерів в інтегральному виконанні мають такі назви: *D-тригер*, *T-тригер*, *RS-тригер*, *JK-тригер* та ін.

Вході встановлюється в стан, що відповідає потенціалу на вході D . Якщо позначити вихідний сигнал тригера символом Q , то для *D-тригера* можливо записати рівняння: $Q_n = D_{n-1}$. Індокси n та $n-1$ вказують на те, що вихідний сигнал Q змінюється не одразу після зміни вхідного сигналу D , а тільки з приходом сигналу дозволу (тактового сигналу). Зміна потенціалу на вході D синхронна з тактовим імпульсом, повториться на виході Q з затримкою на один період тактових імпульсів (звідси і назва – *тригер затримки*).

T-тригер, або лічильний тригер, спрацьовує тільки по відповідному фронту на тактовім вході, тобто, *T-тригери* бувають тільки тактовані фронтом. Крім тактового входу, *T-тригер* може мати один керуючий вхід – T -вхід. Сигнал на цьому вході дозволяє (якщо $T=1$) або не дозволяє (якщо $T=0$) спрацюванню тригера від фронтів імпульсів, що приходять на тактовий вхід.

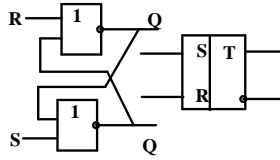
Для такого тригера $Q_n = (QT + \bar{Q}\bar{T})_{n-1}$. З рівняння випливає, що при $T=1$ відповідний фронт сигналу на тактовім вході переводить тригер в протилежний стан (із нуля в одиницю і навпаки). Частота зміни потенціалу на виході *T-тригера* у два рази менше частоти імпульсів на його тактовім вході. Ця властивість *T-тригера* дозволяє будувати на їх основі двійкові лічильники – звідки і назва тригерів такого типу – *лічильні*.

RS-тригер має два керуючих входи R та S . Потенціал "1" на вході S (при $R=0$) переводить тригер в стан $Q = 1$ (тобто, на виході встановиться високий потенціал – логічна одиниця); потенціал "1" на вході R (при $S = 0$) повертає тригер в стан, коли на виході Q буде низький потенціал ($Q = 0$).

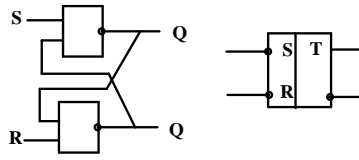
JK-тригер має два керуючі входи J та K . Подібно тригеру *RS* входи J , K – це входи установки тригера в стан "1" або "0". *JK-тригер* одержують на основі *T-тригера* шляхом використання в його вхідних колах тривхідних логічних елементів $I-HI$, що і дозволяє мати два додаткових входи. Вхід для тактових імпульсів позначається символом C . Цей тип тригера називається *універсальним*, тому що при відповідному ввімкненні входів *JK-тригер* може виконувати функції *RS*, *D*, *T-тригерів*.

На рис. 3.7 показані основні типи тригерів на логічних елементах *I-HI* та *АБО-HI*, умовні позначення на схемах та наведено приклад таблиці переходів

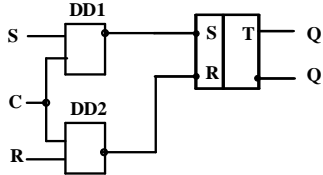
RS – тригера з прямими та інверсними входами, а також показані осцилограми сигналів на вході та виході *T*, *D* – тригерів.



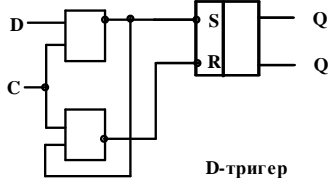
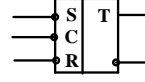
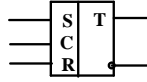
RS-тригер, логіка АБО-НІ, код прямий



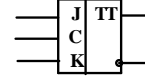
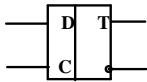
RS-тригер, логіка І-НІ, код інверсний



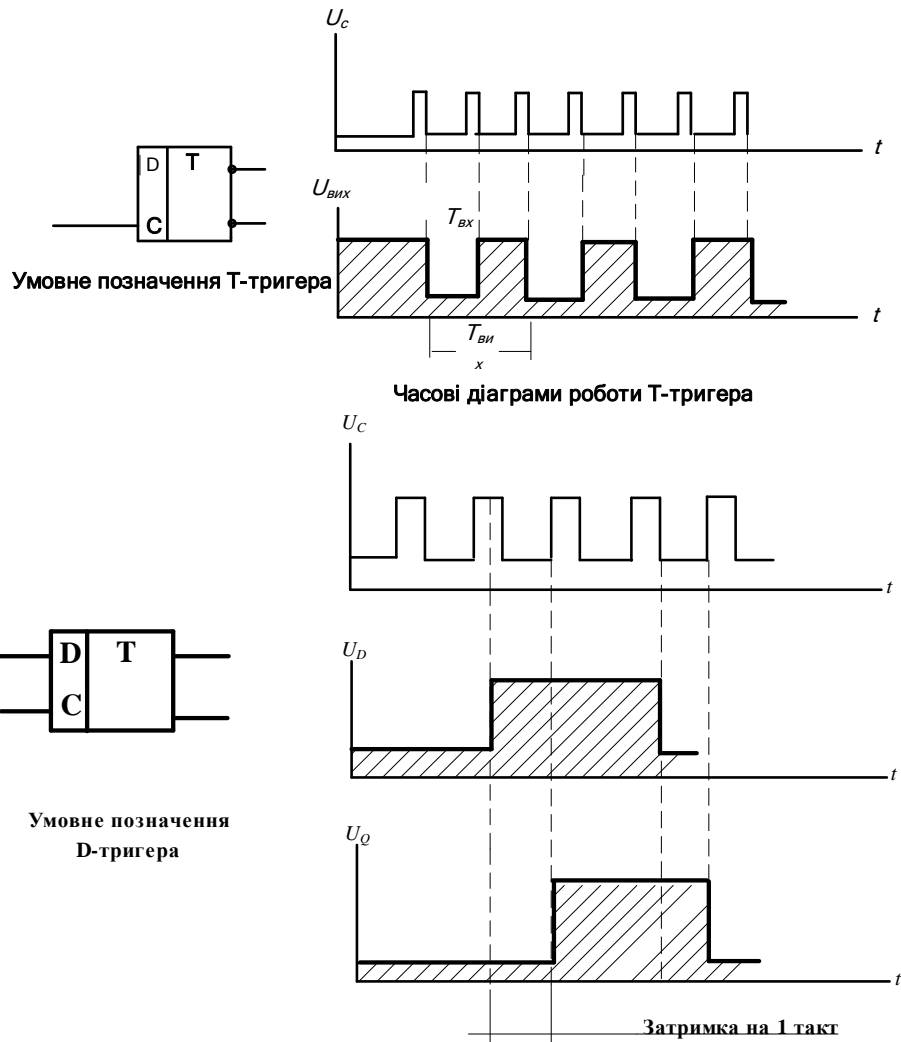
Синхронний одноступеневий RS-тригер; логіка І-НІ, код прямий; логіка АБО-НІ, код інверсний;



D-тригер



Двоступеневий JK-тригер



Часові діаграми роботи D-тригера

Рисунок 3.7 – Основні типи тригерів на логічних елементах І-НІ, АБО-НІ

Таблиці 3.1, 3.2 – Переходи *RS-тригера* з прямими (а) та інверсними (б) входами

S	R	Q
1	0	1
0	1	0
0	0	Q_i
1	1	X

а)

S	R	Q
1	0	0
0	1	1
1	1	Q_i
0	0	X

б)

Використання тригерів

Запам'ятовування та зберігання інформації при надходженні сигналів

Рис. 3.8 пояснює принцип роботи тригера при запам'ятовуванні та зберіганні інформації. Перед початком роботи тригер переводиться в стан 0 на виході Q при подачі сигналу на вхід R .

В цьому стані тригер чекає сигнал на вхід S . Якщо на вхід S поступає імпульс запуску, тригер перемикається в стан $Q=1$ і залишається в цьому стані як завгодно довго. Вимірювши напругу на виході тригера в час t_0 (момент обробки інформації, який може бути на будь-якому віддаленні від моменту надходження сигналу), можна зробити висновок про надходження або відсутність сигналу на вході S .

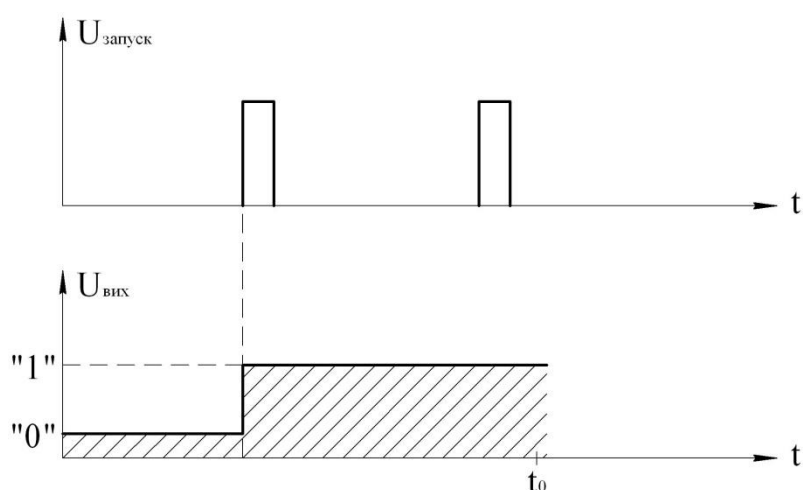


Рисунок 3.8 – Робота тригера при зберіганні інформації

Ділення частоти повторення

В режимі ділення частоти повторення тригер вмикається по схемі з лічильним запуском. В цьому випадку вихідна напруга тригера змінюється від 0 до 1 (або навпаки) при надходженні кожного чергового імпульсу на вхід рис. 3.9. Якщо вхідні імпульси мають період повторення T , то вихідний сигнал має період $2T$. При поєднанні послідовно n тригерів в такому режимі роботи можливо знизити частоту вхідного сигналу в 2^n раз. На рис. 3.10 показано зниження частоти вхідного сигналу в 4 рази.

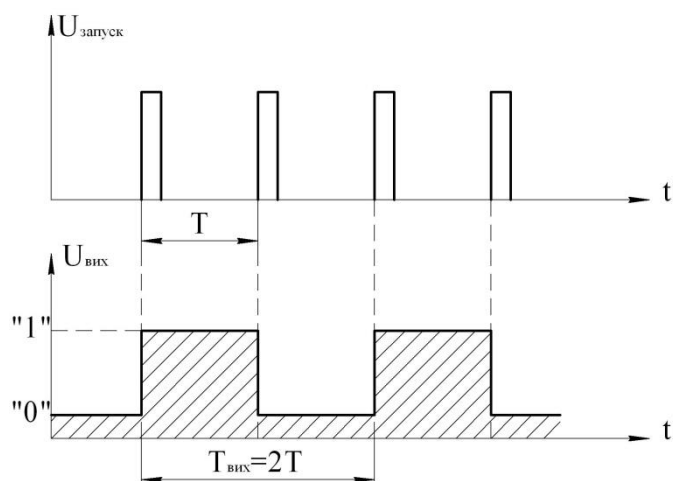


Рисунок 3.9 – Надходження чергового імпульсу на вхід

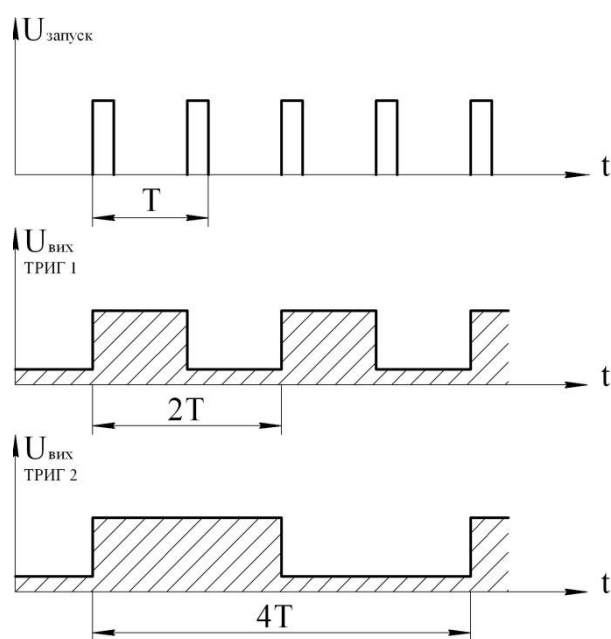


Рисунок 3.10 – Зниження частоти вхідного сигналу

Підрахунок числа імпульсів

Для підрахунку числа імпульсів також вмикають послідовно лічильні тригери. При дії декількох імпульсів на вході першого тригера про їх кількість можливо бачити по стану тригерів лічильного кола в двійковому коді.

Відновлення форми імпульсів

Ряд радіоелектронних пристроїв працюють з використанням ШІМ сигналів, наприклад, при передачі сигналів про температуру об'єкту, датчик температури може виробляти імпульси різної тривалості в залежності від зміни температури. Але при збільшенні тривалості імпульсів необхідно збільшувати і середню потужність передавача. В зв'язку з цим в передавачах використовують не весь імпульс, а тільки короткі імпульси, що відповідають початку та кінцю дії імпульсу датчика температури. В точці прийняття сигналів початкова форма

імпульсу відновлюється тригером, що працює з лічильним запуском: перший імпульс переводить тригер в стан логічної одиниці (1), другий імпульс повертає тригер в початковий стан – логічний нуль, рис. 3.11.

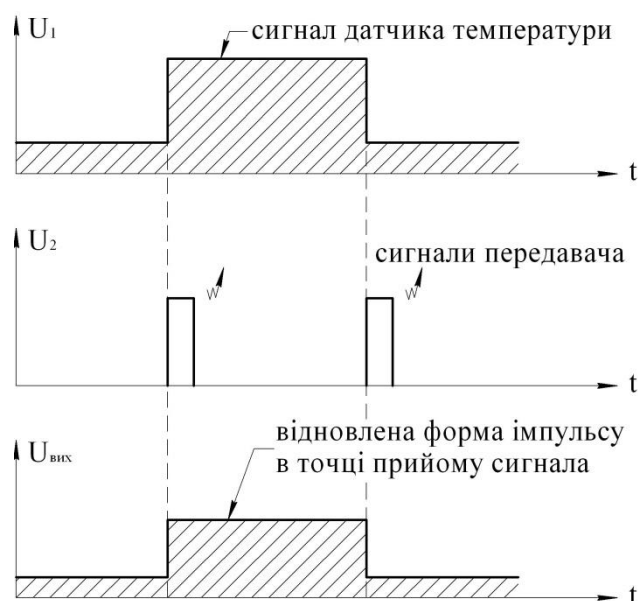


Рисунок 3.11 – Повернення тригера в початковий стан

Формування прямокутних імпульсів

В даному випадку використовують гістерезисну залежність тригера $U_{вих} = f(U_{вх})$. Наприклад, необхідно одержати напругу прямокутної форми з початкової синусоїдної напруги. Для цього на тригер подається напруга зміщення:

$$E_0 = 0,5(E_{01} + E_{02}) \quad (3.5)$$

де E_{01} , E_{02} – значення напруги при якій тригер переходить в другий стан (1 або 0).

Проведення дослідження

І) Візуальне спостереження за роботою мультивібраторів, тригерів і чекаючого мультивібратора.

1. При спостереженні за роботою мультивібратора ввімкнути SA4 в положення "Вгору", SA1 – "Вниз", SA2 – "Вгору". При цьому буде перемикання одного або другого плеча мультивібратора, що фіксується випромінюючими світлодіодами. Перемикач SA2 перевести в положення "Вниз" (при цьому відбувається незначна зміна частоти перемикання, що спостерігається візуально).

2. Спостереження за роботою тригерів виконується по випромінюванню діодів. $SA3$ – положення "Вниз". Через даний перемикач сигнал з колектора $VT3$ ($KT4$) надходить на вхід тригера 1 та діоди $VD3$, $VD4$. Перемикач $SA6$ ввімкнути в положення "Вгору". По частоті вмикання світлодіодів, можливо бачити стан тригерів.

3. За роботою чекаючого мультивібратора спостерігають по випромінюванню діодів. $SA3$ перевести в положення "Вгору". При цьому сигнал надходить на вхід чекаючого мультивібратора через конденсатор $C1$. $SA5$ перевести в положення "Вгору". По діодах $VD2$, $VD4$ спостерігається перемикання чекаючого мультивібратора.

Імпульс запуску можна спостерігати на екрані осцилографа, приєднавши штекери до гнізда $KT1$ та гнізда «Земля».

II) Вимір параметрів імпульсів мультивібраторів і тригерів

1. При дослідженні мультивібратора автоколивань перемикач $SA1$ поставити в положення "Вгору", інші перемикачі залишити в попередньому стані. Спостерігається випромінювання світлодіодів, окрім $VD2$ (чекаючий мультивібратор).

2. Приєднати канал I осцилографа до точок $KT1$ і "корпус", канал II – до клем $KT4$ і "корпус". Замалювати форму імпульсів в гніздах $KT1$ і $KT4$, $KT2$ і $KT3$. Визначити тривалість, амплітуду і частоту імпульсів.

3. Перевести перемикач $SA2$ в положення «Вниз», виміряти частоту та тривалість імпульсів в контрольних точках $KT1$, $KT4$, замалювати імпульси.

4. Замалювати імпульси в контрольних точках $KT1$ – $KT4$ тригера I.

5. Замалювати імпульси в контрольних точках $KT5$, $KT6$ тригера II та визначити тривалість імпульсів. Порівняти тривалість і частоту імпульсів тригерів I і II з тривалістю і частотою імпульсів мультивібратора (автоколивань).

6. Перед спостереженням і виміром параметрів імпульсів чекаючого мультивібратора, перемикач $SA1$ перевести в положення "Вниз".

Контрольні питання

1. Що називається імпульсом?

2. Перелічити та охарактеризувати параметри імпульсів.

3. У яких випадках ланцюг RC називається ланцюгом зв'язку та у яких випадках цей ланцюг виконує роль ланцюга, що диференціює?

4. Призначення елементів схем мультивібратора і тригера.

5. Пояснити принцип роботи мультивібратора і тригера.

6. Якими з існуючих схем у даній лабораторній роботі можна здійснити затримку імпульсу в часі і яка схема дозволяє розширити імпульс?

7. Де можуть застосовуватися мультивібратори і тригери? Приведіть приклади.

8. Що відбудеться, якщо в тригері I від'єднаються конденсатори $C1$ і $C2$?

9. Що відбудеться, якщо від'єднається чи проб'ється конденсатор, що блокує джерело живлення?

10. Як впливає величина ємності C_2 у чекаючому мультівібраторі на тривалість імпульсу?

11. Що відбудеться, якщо змінити полярність під'єднання діодів VD_3 і VD_4 у схемі тригера 1?

12. Привести довідникові дані активних елементів, а також ІС, що використовуються у лабораторній роботі з урахуванням режимів роботи схеми (частоти, струму, потужності що розсіюється і прикладеної напруги).

Лабораторна робота №4

«Дослідження випрямлячів та згладжуючих фільтрів»

Мета роботи

Дослідити роботу випрямлячів: однопівперіодного та двопівперіодного.

Програма роботи

1. Електронним вольтметром та осцилографом виміряти амплітудне та середнє значення напруги на вихідних клеммах випрямлячів:
 - а) без фільтрів згладжування;
 - б) при приєднанні фільтрів до виходу випрямлячів.
2. Розрахувати середньо–випрямлене та діюче значення напруги за формулами, порівняти розрахунки з експериментальними даними.
3. Замалювати часові діаграми напруги в контрольних точках (КТ) випрямлячів.
4. Розрахувати коефіцієнт пульсації та згладжування при приєднанні до випрямляча різноманітних фільтрів.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входить:

1. Лабораторний стенд з принциповими електричними схемами випрямлячів, множителем напруги, фільтрами згладжування (L , C , RC , LC , CRC , LCL).
2. Електронний вольтметр В7–16А (В7–21) або мультиметр VC9805А.
3. Двопроменевий електронний осцилограф С1–93, С1–77 та ін.

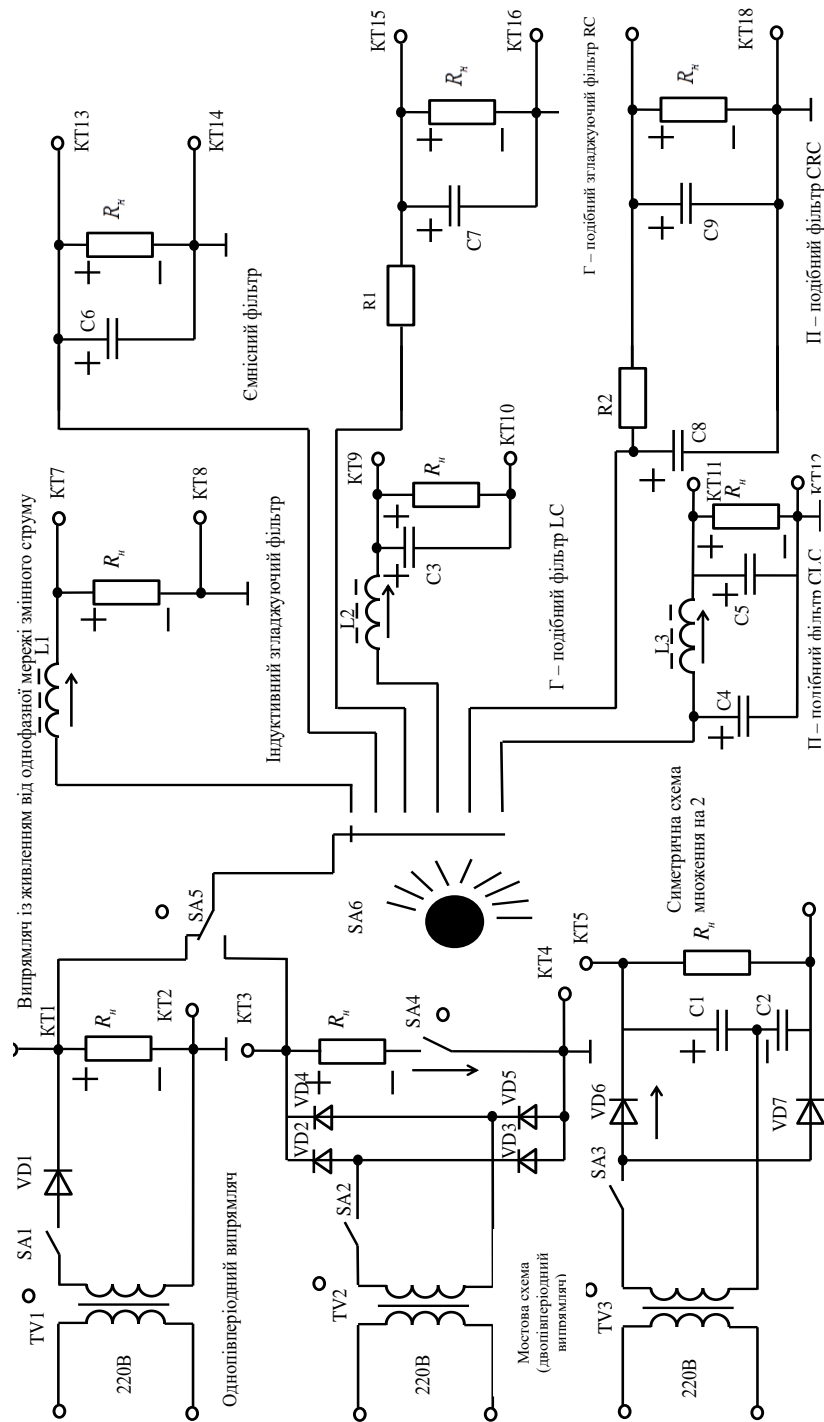


Рисунок 4.1 – Лабораторна установка «Випрямляч та згладжуючі фільтри»

Загальні відомості

Згладжуючий фільтр – пристрій для згладжування пульсацій після випрямлення змінного струму діодним мостом. Найпростішим згладжуючим фільтром є електролітичний конденсатор великої ємності, встановлений на схемі паралельно навантаженню, дотримуючи полярність конденсатора. Нерідко встановлюється паралельно електролітичного конденсатора плівковий (або керамічний) ємністю частки одиниці мікрофард (0,1...0,001 мкФ) для усунення високочастотних перешкод.

У будь-якій схемі випрямлення на виході випрямлена напруга крім постійної складової містить змінну, яка називається *пульсацією напруги*. Пульсація напруги настільки значна, що безпосередньо живлення навантаження від випрямляча можливо у рідких випадках (при зарядці акумуляторної батареї; для живлення ланцюгів сигналізації; електродвигунів) – там де приймач енергії не чутливий до змінної складової випрямленої напруги.

При живленні апаратури зв'язку і радіоапаратури пульсація напруги різко погіршує, а часто взагалі порушує роботу радіоелектронних пристроїв. Для зменшення змінної складової випрямленої напруги, тобто для ослаблення пульсації, між випрямлячем і навантаженням встановлюється згладжуючий фільтр, який зазвичай складається з реактивних опорів (тобто тих, які включають в себе індуктивність та ємність). Даний фільтр діє як фільтр нижніх частот, обрізаючи зайві гармоніки.

До згладжуючих фільтрів пред'являються такі основні вимоги:

1) у фільтрах необхідно максимально зменшити змінні складові напруги, разом з цим не допустити істотного зменшення постійної складової;

2) при перехідних процесах у фільтрі під час включення і виключення напруги мережі або навантаження спади напруги і струму повинні знаходитися в допустимих межах;

3) власна частота фільтра повинна бути нижче частоти основної гармоніки випрямленої напруги, щоб уникнути резонансних явищ в окремих ділянках ланцюга.

Класифікація згладжуючих фільтрів і їх параметри

В залежності від типу елементів, що застосовуються для побудови згладжуючих фільтрів розрізняють:

– пасивні фільтри (виконуються з використанням опорів, конденсаторів та котушок індуктивності), а саме:

- C -фільтри;
- L -фільтри;
- RC -фільтри;
- LC – фільтри

– електронні (активні) фільтри (виконуються з використанням активних елементів – транзисторів).

Ємнісний C -фільтр. Це найпоширеніший і один з найпростіших фільтрів, який забезпечує досить хороші показники. Однією з переваг є те, що через нього не протікає постійна складова струму, а це значить, що навіть при великому струмі споживання спаду напруги на фільтрі не буде.

На C -фільтр поступає постійна складова і, накладена на постійну складову, змінна складова. Оскільки конденсатор для постійної складової становить нескінчений опір, то постійний струм буде протікати лише через навантаження. Опір конденсатора для змінної складової малий, а отже весь струм змінної складової буде, в основному, протікати по колу, яке утворюють конденсатор і

внутрішній опір джерела живлення. Причому, спад напруги змінної складової на внутрішньому опорі джерела живлення в багатьох випадках більший чим спад напруги на конденсаторі (в ідеальному випадку спад напруги змінної складової на конденсаторі дорівнював би нулю). Оскільки паралельно до конденсатора ввімкнено навантаження, то напруга основної гармоніки на навантаженні буде дорівнювати напрузі на конденсаторі.

Резистивно-ємнісні *RC-фільтри* доцільно застосовувати при малих струмах навантаження (менше 10...15 мА) і невеликих необхідних коефіцієнтів згладжування. Переваги цих фільтрів – це малі габарити та маса, низька вартість. Недолік – порівняно велике падіння напруги на фільтрі (що знижує ККД пристрою випрямлення в цілому). Щодо *RC-фільтру*, то у випрямлячах невеликої потужності з метою зменшення розмірів і ваги фільтра замість дроселя часто застосовують резистори, рис. 4.2.

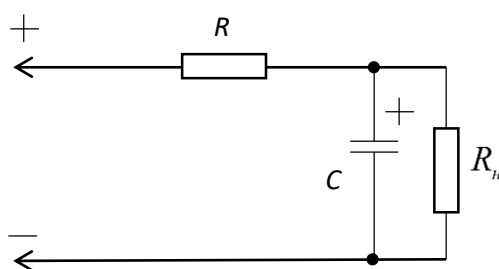


Рисунок 4.2 – Схема згладжуючого *RC-фільтру*

Режим роботи випрямляча в значній мірі визначається типом фільтра включеного на його виході. У малопотужних випрямлячах, що живляться від однофазної мережі змінного струму, застосовуються найпростіші ємнісні фільтри, в випрямлячах середньої і великої потужності – Г-подібні: *LC*, *RC* і П-подібні: *CLC* і *CRC* фільтри.

Індуктивно-ємнісні фільтри, рис. 4.3 (Г-подібні *LC* і П-подібні *CLC*) широко застосовуються при підвищених струмах навантаження, оскільки падіння напруги на них можна зробити порівняно невеликим.

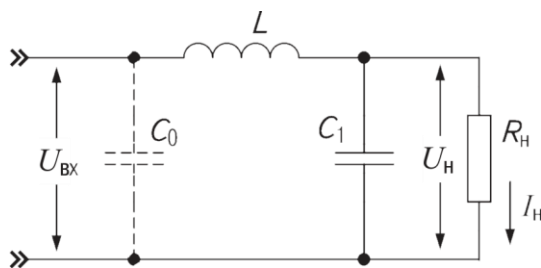


Рисунок 4.3 – Схема індуктивно-ємнісного згладжуючого фільтра

Коефіцієнт корисної дії у таких фільтрів досить високий. До недоліків індуктивно-ємнісних фільтрів відносяться: великі габаритні розміри і маса, підвищений рівень електромагнітного випромінювання від елементів фільтра, порівняно висока вартість і трудомісткість виготовлення.

Основним параметром згладжуючих фільтрів є *коефіцієнт згладжування*, який визначається як відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра до коефіцієнта пульсацій на його виході (на навантаженні).

Високий коефіцієнт згладжування і хороший ККД можуть також забезпечити різноманітні фільтри на транзисторах.

Однопівперіодні випрямлячі

Середні значення випрямленого струму (I_0) і напруги (U_0) визначаються за формулами:

$$I_0 = 0,318 \cdot I_{2m}, \quad (4.1)$$

$$U_0 = I_0 \cdot R_H = 0,318 \cdot I_{2m} R_H \quad (4.2)$$

де I_{2m} – амплітудне значення струму на вторинній обмотці трансформатора.

Якщо знехтувати втратами на діоді, то можливо записати:

$$I_{2m} R_H = U_{2m} \quad (4.3)$$

Тому $U_0 = 0,318 U_{2m} = 0,45 U_2$, де U_2 – діюче значення.

Коефіцієнт трансформації n і величина зворотної напруги $U_{звор}$ будуть визначатися за виразами:

$$U_0 = 0,45 U_2, \quad (4.4)$$

$$n = U_2 / U_C, \quad (4.5)$$

$$U_{звор} = U_{2m}, \quad (4.6)$$

$$U_{звор} = 3,14 U_0 \quad (4.7)$$

Якість перетворення змінної напруги в пульсуючу буде визначатися коефіцієнтом пульсацій (K_{Π}), котре буде визначатися за виразом:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{1m\Pi}}{U_0} \cdot 100\% \quad (4.8)$$

де $U_{1m\Pi}$ – амплітуда першої гармоніки пульсуючої напруги.

Велика величина K_{Π} є значним недоліком однопівперіодної схеми. Крім того, постійна I_0 менше діючого значення I_2 струму у вторинній обмотці трансформатора, що призводить до недостатнього використання обмоток трансформатора.

Двопівперіодна мостова схема

В схему входять силовий трансформатор і чотири діоди увімкнених за мостовою схемою, рис. 4.4.

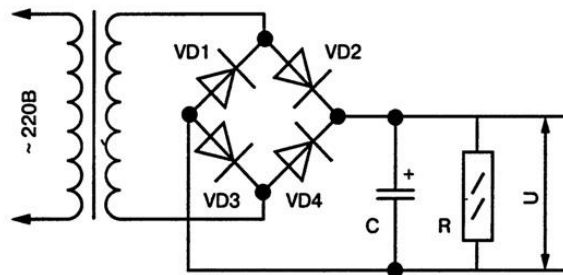


Рисунок 4.4 – Мостова схема випрямляча

Постійна складова випрямленої напруги визначається із закону Ома, $U_0 = I_0 R_H = 0,636 I_{2m} R_H = 0,636 U_{2m}$, якщо знехтувати втратами на діодах.

Якщо замінити амплітудне значення напруги U_{2m} його діючим ($U_{2m} = \sqrt{2} U_2$), отримаємо $U_0 \approx 0,9 U_2$.

Так як мостова схема двопівперіодна, то частота пульсацій випрямленого струму дорівнює подвоєній частоті мережі ($f_n = 2 f_c$), а коефіцієнт пульсацій буде дорівнювати:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{1m\Pi}}{U_0} \cdot 100\% = 67\% \quad (4.9)$$

$U_{1m\Pi}$ – амплітуда першої гармоніки пульсуючої напруги.

Мостова схема отримала широке розповсюдження в електротехніці, оскільки: 1) розміри та маса трансформатора менші внаслідок ефективнішого використання обмоток за струмом; 2) конструкція трансформатора виконана без спеціального виводу від середньої точки; 3) зворотна напруга, що припадає на один діод, вдвічі менша, ніж у схемі із середньою точкою.

Проведення дослідження

1. Тумблери $SA1 \div SA4$ на панелі стенду поставити в положення “Вимкнено”.
2. Перемикач $SA6$ поставити на мітку “1”. Відлік позицій перемикача $SA6$ вести за годинниковою стрілкою.
3. Підготувати до роботи електронні прилади.
4. Увімкнути канали I та II осцилографа: для цього натиснути кнопку $\rightarrow\rightarrow$ на передній панелі осцилографа. Ручками \updownarrow (переміщення лінії розгортки “вгору–вниз”) звести обидві лінії розгортки в одну лінію. Перемикач режимів роботи “ $\simeq \perp \sim$ ” поставити в позицію “ \sim ” (“закритий вхід”).

5. Вхід каналу I осцилографу приєднати до контрольних точок $KT1'$, $KT2'$ (вихідні клеми вторинної обмотки трансформатора $TP1$). Потенціальний провідник приєднати до $KT1'$, “земляний” – до $KT2'$.

6. Тумблер $SA5$ перевести в позицію “Вимкнено” (випрямляч відокремлений від фільтрів згладжування).

7. Подати змінну напругу на однопівперіодний випрямляч, для цього перевести тумблер $SA1$ в позицію “Ввімкнено”. На екрані осцилографа з'явиться осцилограма – синусоїдна напруга, рис. 4.5.

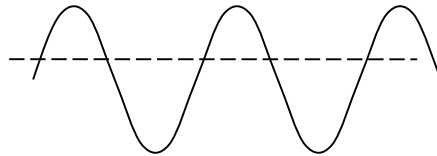


Рисунок 4.5 – Осцилограма синусоїдної напруги

Органами керування осцилографу: “ $V/дел$ ”, “Розгортка” та ін. відрегулювати зображення на екрані по горизонтальній та вертикальній шкалі (вісі) таким чином, щоб зображення синусоїди не виходило за межі екрану по вертикалі – тим самим уникаємо перевантаження вхідного кола осцилографа. Виміряти за допомогою осцилографа амплітудне значення синусоїдної напруги, а діюче значення напруги в $KT1'$, $KT2'$ – електронним вольтметром. Тумблер $SA1$ перевести в положення “Вимкнено”.

8. Перенести потенціальний провідник $C1-93$ в точку $KT1$, “земляний” – в точку $KT2$. Тумблер $SA1$ перевести в положення “В+, ввімкнено”.

На екрані з'явиться осцилограма, рис. 4.6.



Рисунок 4.6 – Випрямлена напруга

Відрегулювати зображення на екрані (див. п. 7). Виміряти амплітудне значення випрямленої (пульсуючої) напруги по осцилографу. Визначити постійну складову (середньо-випрямленої напруги – U_0) за виразом:

$$U_0 \approx 0,318U_m \quad (4.10)$$

9. Знайти постійну складову випрямленої напруги U_0 за допомогою осцилографа, для цього перевести перемикач “ $\sim \perp \sim$ ” в положення “ \sim ” (“відкритий вхід”).

10. Осцилограма на екрані зміститься на величину Δl [см] відносно лінії розгортки каналу II. Виміряти величину цього зміщення в одиницях напруги – вольтах: зміщення Δl перемножити на значення поділки перемикача “V/дел”.

Наприклад: на рис. 4.7, зміщення осцилограми від початкового стану $\Delta l = 1,1$ см (по масштабній шкалі на екрані), а перемикач “V/дел” знаходиться в позиції “5B/дел”.

Тоді:

$$U_o = \Delta l \cdot 5B = 1,1 \cdot 5 = 5,5 \text{ B} \quad (4.11)$$

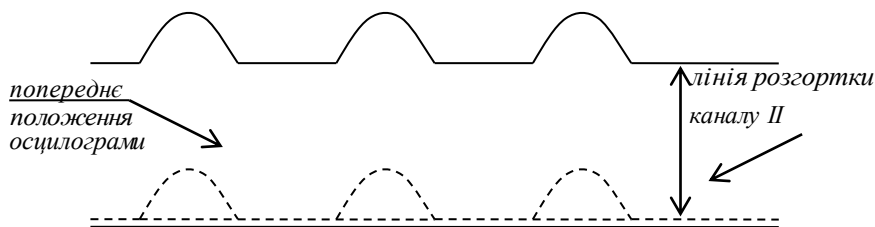


Рисунок 4.7 – Середньо-випрямлена напруга

11. Від’єднати вимірювальні провідники осцилографа від $KT1, KT2$, а вольтметром В7–16А виміряти в цих точках значення напруги U_0 . Результати вимірів та розрахунків занести в табл. 4.1.

12. Тумблер $SA5$ перевести в положення “Вімкнено” [вгору]. Вихід випрямляча, при цьому, буде приєднано до того чи іншого фільтру згладжування в залежності від позиції перемикача $SA6$.

13. Переводячи послідовно перемикач з позиції “1” в “2”, “3”, “4”, “5”, “6”, приєднуємо до виходу випрямляча різні типи фільтрів згладжування. Одночасно переносимо вимірювальний провідник I каналу в контрольні точки $[KT7, KT8] \div [KT15, KT16]$, замальовуємо відповідні осцилограми в лабораторний зошит. Зробити висновки, аналізуючи кожен осцилограму, про вплив того чи іншого фільтру на форму вихідної напруги та її величину в порівнянні з випрямленою напругою без фільтрів згладжування.

14. В кожній позиції перемикача $SA6$ виміряти середньо-випрямлену напругу U_0 осцилографом та вольтметром В7–16А (див. пункт 10). Результати вимірів занести в табл. 4.1.

15. Для дослідження мостової схеми випрямляча (двопівперіодного) тумблер $SA1$ перевести в положення “Вимкнено”. Перемикач $SA6$ повернути в вихідний (початковий) стан на позначку “1”. Тумблер $SA2$ поставити в положення “Вимкнено”. Вимірювальні провідники осцилографа приєднати до точок $KT3', KT4'$ – вторинної обмотки $TP2$, виміряти амплітудне значення напруги на вході двопівперіодного випрямляча.

16. Тумблер $SA2$ поставити в положення “Вимкнено”. Перенести вимірювальний провідник осцилографу в контр. точки $KT3, KT4$; $SA2, SA4$ –

поставити в положення “Ввімкнено”. На екрані повинна з’явитися осцилограма пульсуючої напруги з подвійною частотою пульсації – 100 Гц, рис. 4.8.

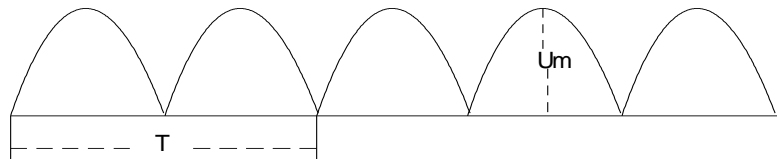


Рисунок 4.8 – Пульсуюча напруга

Органами керування на передній панелі осцилографа встановити зображення зручним для спостереження. Перед проведенням вимірів за допомогою осцилографа, щоб уникнути похибки, необхідно перевірити положення ручок плавного регулювання амплітуди вхідного сигналу та тривалості розгортки (вони повинні бути в крайньому правому положенні).

17. Для мостового випрямляча виконати аналогічно виміри та замалювати осцилограми як і для однопівперіодного випрямляча (див. пункти 10÷14). Результати вимірів та розрахунків занести в табл. 4.1.

18. Дослідження множника напруги (в лабораторному стенді це подвоювач напруги), складається з виміру напруги на вході ($U_{вх}^{KT5'}$, $U_{вх}^{KT6'}$) та виході ($U_{вих}^{KT5}$, $U_{вих}^{KT6}$), розрахувати коефіцієнт множення:

$$K \approx U_{вих} / U_{вх} \quad (4.12)$$

Звіт виконання лабораторної роботи

В зошиті для лабораторних робіт повинні бути:

- електричні схеми одно– та двопівперіодного випрямлячів, множника напруги, фільтрів згладжування.
- осцилограми напруги на вході та виході випрямлячів без фільтрів згладжування та з ними для кожного типу випрямлячів, рис. 4.9.

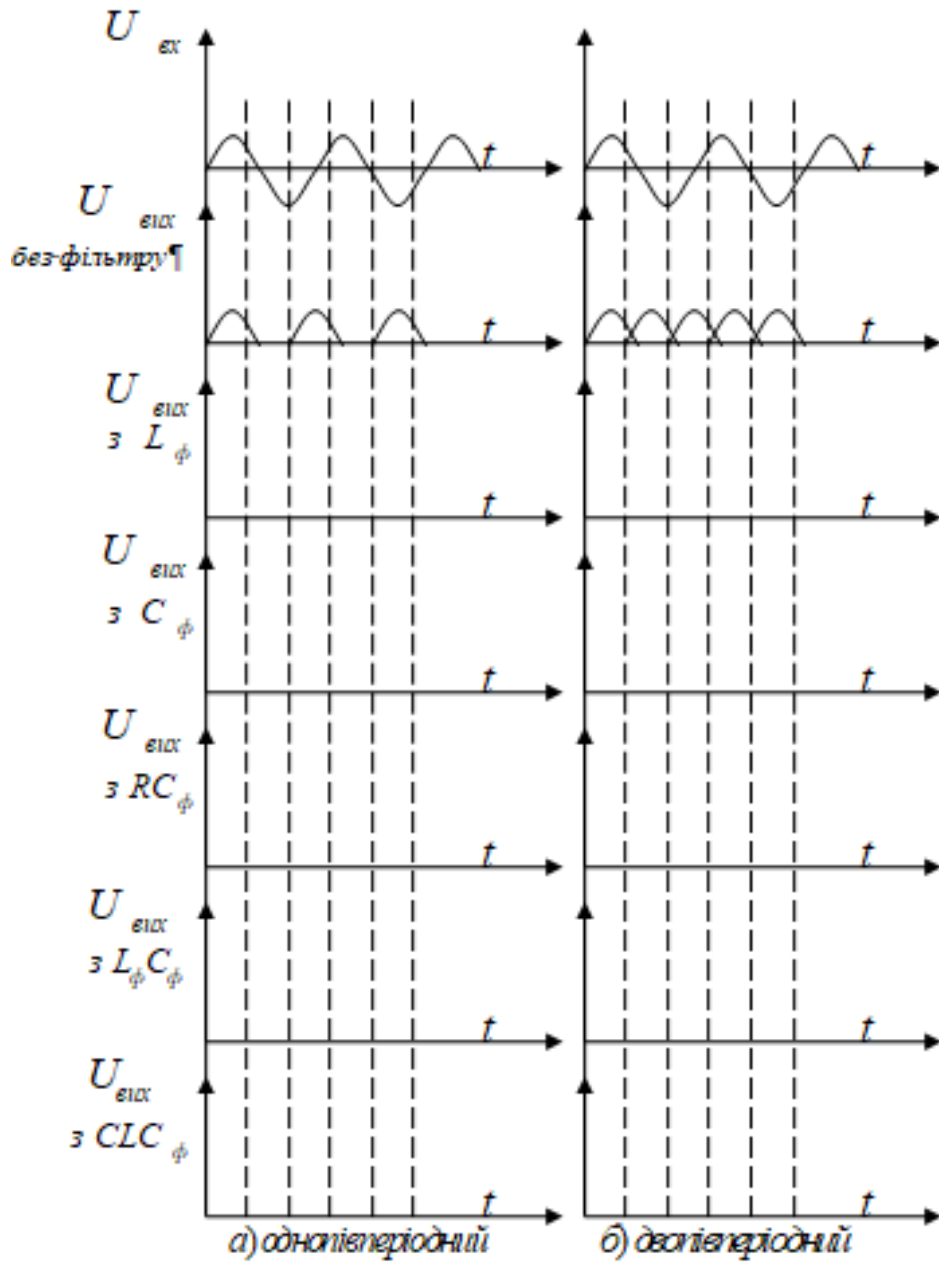


Рисунок 4.9 – Приклад оформлення знятих осцилограм

Таблиця 4.1 – Результати дослідів та розрахунків

Тип випрямляча	Напруга U_2 , В	Напруга U_0 до фільтру, В	Напруга U після фільтру, В	Коефіцієнт пульсації	Коефіцієнт згладжування
<i>Однопівперіодний</i>					
фільтр L					
фільтр C					
фільтр RC					
фільтр LC					
фільтр CRC					
фільтр CLC					
<i>Двопівперіодний</i>					
фільтр L					
фільтр C					
фільтр LC					
фільтр CLC					
Множник ($U_0 \times 2$)					

Контрольні питання

1. Утворення $p-n$ переходу. Процеси в $p-n$ переході при дії прямої та зворотної напруги.
2. Принцип роботи випрямляючого діоду. Вольт–амперна характеристика (ВАХ).
3. Пробій $p-n$ переходу (лавинний, тунельний, тепловий).
4. Типи діодів. Принцип роботи, сфера використання (тип діоду вказує викладач).
5. Принцип роботи фільтрів згладжування: індуктивного L , ємнісного C , Γ -подібних: RC , LC ; Π -подібних: RCR , LCL .
6. Коефіцієнт пульсації, порядок обрахування при одно–та двопівперіодному випрямленні змінної напруги.
7. Принцип роботи випрямлячів (однопівперіодного, двопівперіодного, трифазного), переваги та недоліки, сфера використання.
8. Пояснити принцип роботи діоду (тип вказує викладач).

Лабораторна робота №5

«Дослідження однофазного керованого випрямляча»

Мета роботи

- 1) Вивчити принцип роботи керованого випрямляча на тиристорах та його системи керування;
- 2) Визначити основні параметри та характеристики керованого випрямляча.

Опис лабораторної установки

Структурна електрична схема лабораторної установки показана на рис. 5.1.

Склад лабораторної установки:

- лабораторний стенд зі схемами керованих випрямлячів на тиристорах;
- двопробеневий осцилограф С1–93;
- електронний вольтметр В7–16А (В7–21).

Загальні відомості

Керованим називається такий випрямляч, який окрім випрямлення змінної напруги одночасно здійснює регулювання випрямленої напруги.

Керований випрямляч одержують із звичайного випрямляча заміною в ньому некерованих вентилів (діодів) – тиристорами. Керований вентиль – тиристор вмикається в момент коли анод (А) має більш високий потенціал чим катод (К), а на керуючий електрод (КЕ) подано імпульс напруги позитивної полярності.

Таким чином, регулювання напруги здійснюється затримкою відкривання чергового тиристора в межах півперіоду напруги мережі.

Відлік кута затримки відкривання тиристора (цей кут називається *кутом керування* – α) проводиться від моменту відкривання тиристорів, тобто, коли до анода прикладається додатна (+) напруга. Для випрямлячів, що живляться від однофазної мережі, цей момент співпадає з моментом переходу напруги мережі через нуль.

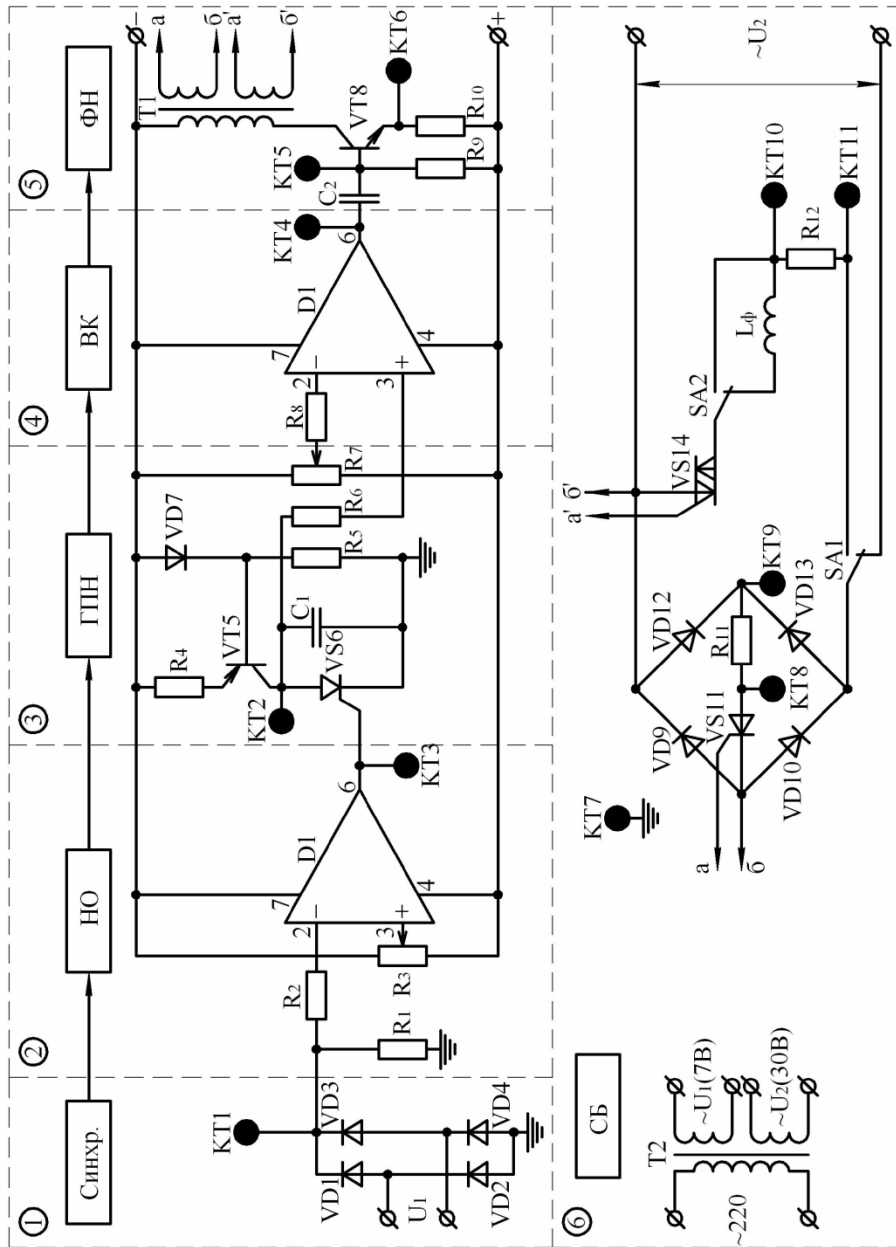


Рисунок 5.1 – Схема керування тиристорним регулятором

Надійне відпирання тиристорів в схемах перетворювачів змінного струму буде виконуватися тільки в тому випадку коли струм і напруга керування відповідають вхідним характеристиками використаних вентилів.

Роботу керованого випрямляча розглянемо за функціональною схемою, рис. 5.2

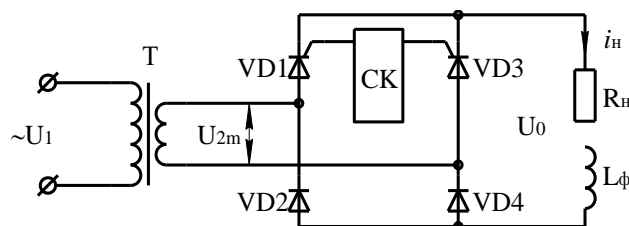


Рисунок 5.2 – Функціональна схема керованого випрямляча

- U_1 – змінна напруга на первинній обмотці трансформатора Тр1;
- U_{2m} – амплітудне значення змінної напруги на вторинній обмотці Тр1;
- СК – система імпульсного керування тиристорами;
- VD1, VD3 – тиристори;
- VD2, VD4 – випрямляючі діоди;
- R_n – опір навантаження;
- L_ϕ – індуктивний фільтр;
- U_0 – середньовипрямлена напруга.

В випрямлячах, зібраних по мостовій схемі, використовують як чотири так і два тиристори. На практиці частіше в схемі – це два тиристори і два діоди. В таких схемах катоди тиристорів з'єднані. Це спрощує приєднання системи керування (СК) до випрямляча. Часові діаграми роботи керованого випрямляча на активне навантаження показані на рис. 5.3.

На вхід випрямляча, рис. 5.2 подається змінна напруга мережі 50 Гц. Система керування (СК) виробляє імпульси керування, часове положення яких можливо змінювати в межах півперіоду напруги мережі. На рис. 5.3 цей кут α дорівнює 90° .

На навантаженні напруга буде тільки в момент подачі на керуючий електрод тиристорів (КЕ) позитивного (+) імпульсу. Змінюючи кут керування α – тобто, момент подачі імпульсу керування на КЕ – є можливість регулювати середнє значення випрямленої напруги – $U_{0\alpha}$. Ця напруга знаходиться за виразом:

$$U_{0\alpha} = U_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (5.1)$$

де U_0 – середня випрямлена напруги для мостової схеми зібраної на діодах.

Відомо, що середньовипрямлена напруга в мостовій схемі:

$$U_0 \approx 0,636 U_{2m} \quad (5.2)$$

Цей вираз визначає регульовальну характеристику керованого випрямляча. Середнє значення напруги на навантаженні, при зміні кута керування α від 0° до 180° буде плавно зменшуватися від значення $U_0 \approx 0,636 U_{2m}$ до нуля.

Розглянута система керованого випрямляча має і деякі недоліки:

- ускладнення схеми, так як необхідна система керування тиристорами;
- в деякій мірі збільшується коефіцієнт пульсації випрямленої напруги за рахунок появи стрибків напруги в момент відпирання тиристорів.

Необхідно враховувати також і характер навантаження: активне, активно–індуктивне, ємнісне. При активному навантаженні тривалість протікання струму через діоди і тиристори визначається за виразом:

$$\lambda = \pi - \alpha \quad (5.2)$$

Якщо навантаження має активно–індуктивний характер, то тривалість протікання струму через діоди та тиристори збільшується, тому що в момент переходу напруги мережі через нуль навантаження відокремлюється від мережі, а струм в R_n підтримується за рахунок енергії, що накопичується в котушці індуктивності. Цей струм замикається через тиристор (що був відкритий) та суміжний діод.

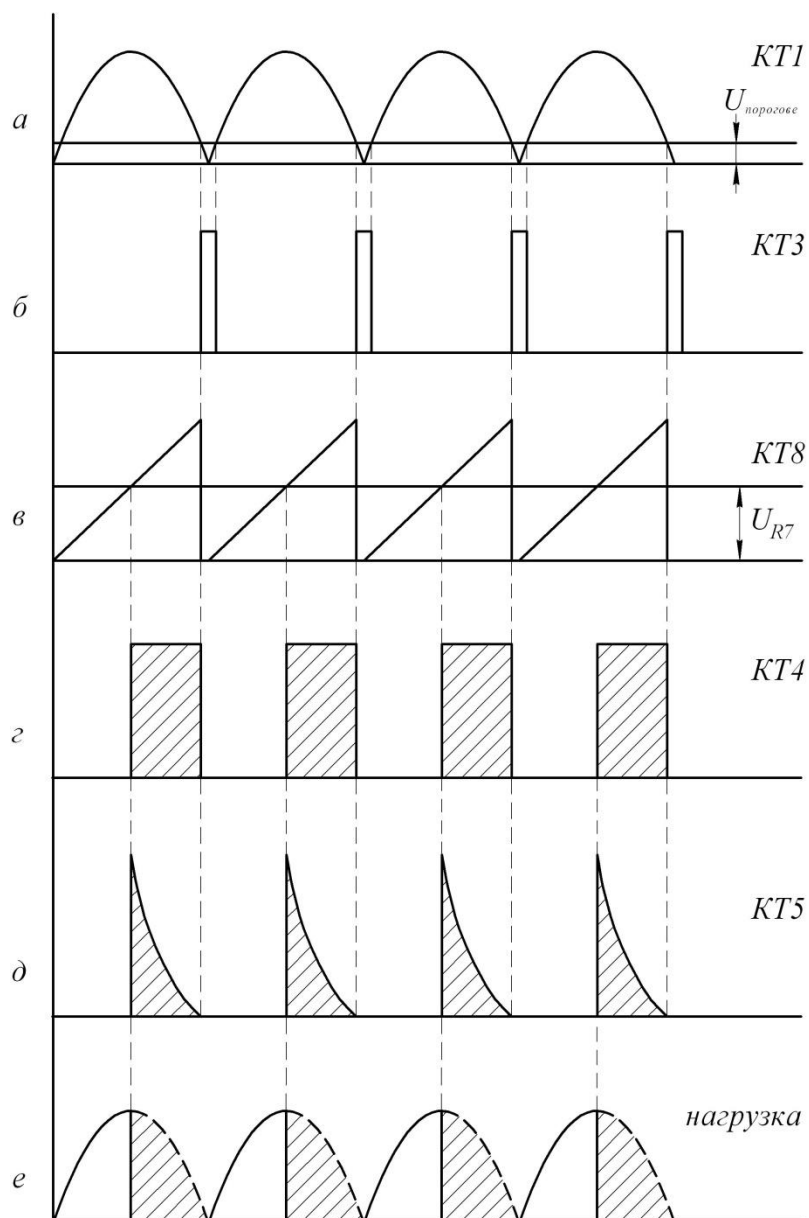


Рисунок 5.3 – Часові діаграми роботи керованого випрямляча

При ємнісному характері навантаження, при незначних кутах α , можливі пропуски ввімкнення тиристорів, тому що напруга на ємності в цей час буде більшою ніж напруга мережі в момент подачі імпульсу керування. В зв'язку з цим керований випрямляч, як правило, не використовують для навантажень ємнісного характеру.

Незважаючи на деякі недоліки, керовані однофазні випрямлячі знаходять широке використання в різноманітних пристроях, наприклад, для регулювання:

1. частоти обертів електродвигунів;

2. сили струму та величини напруги;
3. режимів роботи електронагрівальних приладів;
4. температури;
5. світлового потоку електроламп та інше.

Система керування(СК) тиристорного перетворювача

Система керування (СК) виконує такі завдання:

– створює синхронізовану з напругою мережі m -фазну систему імпульсів керування, кожен з яких може ввімкнути той чи інший тиристор в схемі;

– зсувати по фазі імпульси керування відносно напруги на аноді тиристорів.

Для керування тиристорами використовують різноманітні схеми, вимоги до яких залежать від специфіки схем та властивостей тиристорів:

– для надійного відпирання тиристорів необхідний струм керування повинен бути не більший ніж 300 мА (це залежить від величини опору $P-n$ переходу КЕ – К тиристора);

– напруга на вході тиристора керування повинна бути не більше 8 – 12 В, тому що опір $P-n$ переходу складає декілька десятків Ом. Така властивість тиристорів дозволяє використовувати в схемах керування малогабаритні та малопотужні елементи: резистори, конденсатори та інше;

– забороняється подавати на КЕ від’ємну напругу більше 1 В. При зворотній півхвилі анодної напруги це призведе до збільшення зворотного струму тиристора та його пошкодження;

– для чіткого відпирання тиристорів імпульси керування повинні бути з крутим переднім фронтом – швидкість наростання струму до 10^5 А за секунду та шириною (тривалістю) близько $(10 - 15)^\circ$. Це забезпечить швидке зростання струму через тиристор до значення струму утримання – технічної характеристики тиристора;

– імпульси керування повинні бути симетричними відносно фаз напруги з точністю 1 – 2°. Наприклад, (див. рис. 5.3), якщо тиристор $VD1$ відкривається при $\alpha = 90^\circ$, то тиристор $VD3$ повинен відкриватися при куті не більше $90^\circ \pm (1-2)^\circ$. Така вимога усуває нерівномірне завантаження фаз тиристорного перетворювача;

– система керування повинна забезпечити необхідний діапазон зміни кута керування α так, щоб напруга на навантаженні змінювалася плавно від нуля до максимального значення та навпаки.

Відомо, що симістори проводять струм як в одному так і в іншому напрямку. Такі прилади використовують, головним чином, в тих пристроях де необхідно зменшити габарити та масу пристрою. Це, по-перше, відноситься до побутової техніки.

Симістор – це два тиристори в одному корпусі ввімкнених зустрічно – паралельно. Для керування симістором необхідне одне коло, немає потреби розділяти потенціали та ізоляцію. Це підвищує надійність, зменшує габарити та собівартість регулятора на симісторі в порівнянні з подібним на тиристорах.

Основні методи регулювання напруги

Метод широтно-імпульсного регулювання напруги на навантаженні

Метод полягає в тому, що при сталому надходженні імпульсів керування ($T = const$) змінюють їх тривалість (t_i). Тоді маємо:

$$U_n = E \cdot \frac{t_i}{T} \quad (5.3)$$

де U_n – напруга на навантаженні;

E – ЕРС джерела живлення;

t_i – тривалість імпульсу керування;

T – період надходження імпульсів;

γ – коефіцієнт заповнення ($0 \div 1$).

$$\gamma = \frac{t_i}{T} \quad (5.4)$$

Змінюючи коефіцієнт заповнення, можливо регулювати напругу на навантаженні R_n від нуля до величини ЕРС джерела живлення – E .

Метод фазоімпульсного регулювання напруги на навантаженні

Принцип дії такого регулятора полягає в тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована в часі затримка вмикання тиристорів (симістора) відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги, тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється відносно фази синусоїдної напруги.

Як правило, такі системи керування складаються з таких вузлів:

- фазозсувного пристрою;
- проміжного підсилювача;
- формувача імпульсів.

Фазозсувний пристрій, або система імпульсного керування – СІФК регулює фазу керуючого сигналу. Регулювання фази може бути побудовано по “горизонтальному” або по “вертикальному” принципу.

“Горизонтальний принцип” регулювання фази передбачає зсув в часі (горизонтально) сигналу, який формує і зсув керуючого імпульсу (тиристорів або симістора).

Схема керування за “горизонтальним” принципом складається з фазозсувного елемента (ФЕ) та формувача імпульсів (ФІ), рис 5.4.

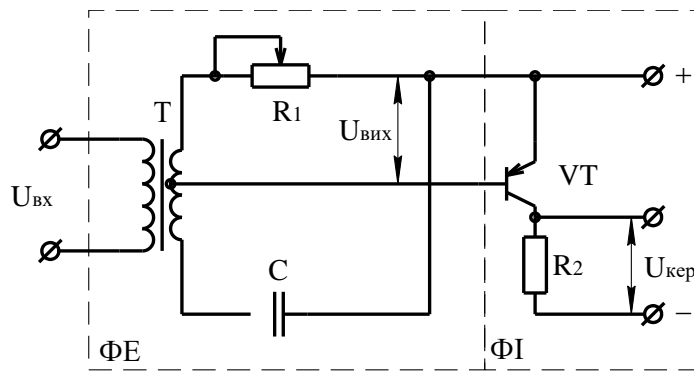


Рисунок 5.4 – Схема керування за «горизонтальним» принципом

Як ФЕ частіше використовують мостову схему, що складається з трансформатора Т з нульовою точкою на вторинній обмотці з активним опором $R1$ та реактивним – X (конденсатор C , або індуктивність L).

При зміні значення опору одного з цих елементів, змінюється фаза вихідної напруги відносно вхідної. В залежності від фази вхідної напруги змінюється також положення переднього фронту керуючого імпульсу, рис 5.5.

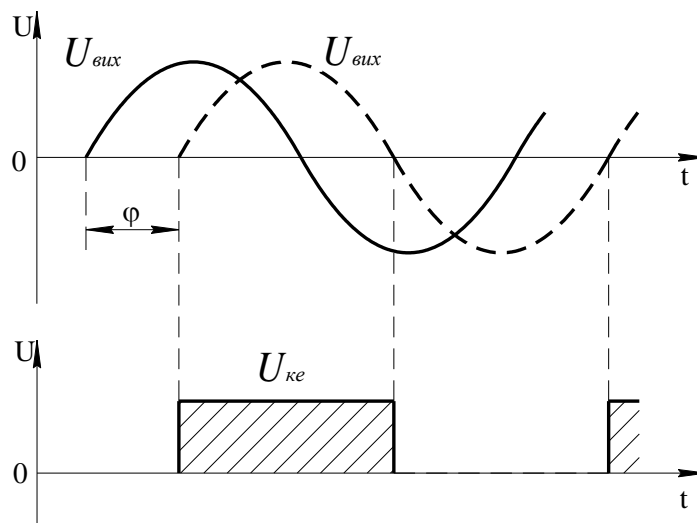


Рисунок 5.5 – Зміна положення переднього фронту керуючого імпульсу

При «вертикальному» принципі керування порівнюється дві напруги: опорна (незмінна) та регульована по величині (по вертикалі). В момент їх рівності формується керуючий імпульс який поступає на КЕ тиристорів (симістора).

Форма опорної напруги може бути пилкоподібна, трикутна, синусоїдна.

Вертикальний принцип регулювання фази керуючих імпульсів використаний в даній роботі.

Опис схеми установки по керуванню тиристорним регулятором

Дана лабораторна робота має фазо – імпульсну систему керування, виконану на операційних підсилювачах. Використання цієї елементної бази дозволяє створити малогабаритну, економічну і високонадійну систему керування.

Для кращого розуміння роботи системи керування і випрямляча розіб'ємо схему на ряд функціонально закінчених вузлів, об'єднаних у загальну схему: *вузол синхронізації*, виконаний на вторинній обмотці трансформатора $T2$ і діодах $VD1–VD4$; *граничний пристрій або нуль–орган* (НО), виконаний на операційному підсилювачі $D1$; *генератор пилкоподібної напруги* (ГПН), зібраний на транзисторі $VT5$ і тиристорі $VS6$; *вузол керування* (ВК), виконаний на операційному підсилювачі $D2$; *вузол формування напруги* (ФН), зібраний на транзисторах $VT8$ і $T1$; *силовий вузол* $VD9–VD13$, $VS11$ і $VS12$.

Пристрій працює таким чином:

Синхронізуюча напруга U_1 з трансформатора $T2$ поступає на випрямляючий міст, зібраний на діодах $VD1–VD4$, з метою одержання пульсуючої напруги частотою 100 Гц, необхідної для синхронізації часових режимів роботи пристрою керування і силових вузлів, рис. 5.3 а). Далі синхронізуюча напруга через $R2$ подається на мікросхему $D1$, що виконує роль нуль–органа. У момент рівності амплітуд пульсуючої напруги, що надходить на вхід 2, і постійної напруги, що поступає на вхід 3, мікросхема виробляє прямокутний імпульс, рис. 5.3 б), що свідчить про перехід синусоїдної напруги через нуль. Цей прямокутний імпульс подається на керуючий електрод тиристора $VS6$ генератора пилкоподібної напруги (ГПН), що зібраний на транзисторі $VT5$. За рахунок стабілізованого зсуву, поданого на базу $VT5$ від дільника напруги (стабілітрон $VD7$ і резистор $R5$), транзистор $VT5$ відкритий і конденсатор $C1$ заряджається через цей транзистор по експоненціальному закону. В момент подачі на нуль–орган (мікросхема $D1$) прямокутного імпульсу тиристор $VS6$ відкривається і конденсатор $C1$ через внутрішній опір $VS6$ розряджається. Пилкоподібна напруга з конденсатора $C1$, рис. 5.3 в) через резистор $R6$ подається на вхід мікросхеми $D2$. (вхід 3). На другий вхід мікросхеми подається постійна регульована напруга з потенціометра $R7$ через резистор $R8$. Дана мікросхема виконує роль компаратора таким чином, що в момент рівності пилкоподібної напруги на вході 3 ($D2$) і напруги на вході 2 ($D2$), на виході мікросхеми $D2$ виникають імпульси, рис. 5.3 г).

Таким чином, регулюючи потенціометром $R7$ напругу на вході 2 мікросхеми $D2$, можна зміщувати в часі імпульс керування відносно опорної силової змінної напруги, що подається на тиристор. Тим самим досягається вмикання тиристора в будь–якій точці фази силової напруги, а отже, і регулювання вихідної напруги. Імпульс з виходу мікросхеми $D2$ через ланцюг, що диференціює, $C2$, $R9$, рис. 4.3, д) подається на базу $VT8$ для подальшого підсилення. Диференціювання імпульсу необхідно для зменшення тривалості імпульсу керування, що приводить до зменшення енергетичних втрат (за рахунок меншого нагрівання). Транзистор $VT8$ у момент подачі на його базу позитивного імпульсу з ланцюга, що диференціює ($C2$, $R9$), відкривається, і по первинній обмотці трансформатора $T1$ протікає струм. В обмотках a , b , та a' , b' наводиться ЕРС, що подається на несиметричний ($VS11$) або симетричний

(VS14) тиристорний регулятори, на які в залежності від положення перемикача $S1$ подається напруга з трансформатора $T2$ ($U = 30B$).

Тиристор $VS11$ живиться від мостового випрямляча зібраного на діодах $VD9$, $VD10$, $VD12$, $VD13$, в одну діагональ якого подана змінна напруга U_2 . В другу діагональ через резистор $R11$ ввімкнено тиристор $VS11$. У момент співпадання імпульсів з обмоток $a-b$ трансформатора $T1$, що поступають на керуючий електрод $VS11$, і пульсуючої напруги, рис. 5.3, е) у діагоналі моста, тиристор відкривається на весь півперіод, що залишився, подано на анод–катод пульсуючої напруги. Коли перемикач $S1$ знаходиться в іншому положенні, працює симетричний тиристор. У кожен півперіод напруги, що подається на анод–катод одного або другого тиристора, через них буде протікати струм.

Величина середнього струму залежить від положення потенціометра $R7$, тобто від моменту рівності пилкоподібної напруги і напруги зсуву, що поступає з потенціометра $R7$ (див. рис. 5.3 в). Чим менше зсув, тим раніше відкривається тиристор, тим більше струм, що тече через тиристор, і навпаки.

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Підготувати контрольнo–вимірювальні прилади до роботи.
2. Вивчити функціональну схему лабораторної роботи.
3. Подати напругу на стенд: тумблер $SA3$ перевести “Уверх”.
4. Тумблер $SA1$ перевести в положення “Вниз”. Ручку резистора $R7$ – в середнє положення.
5. Під’єднати земляний провідник осцилографа до точки $KT7$, а потенціальний спочатку до $KT1$, надалі послідовно в $KT2$, $KT3$, $KT4$, $KT5$, навантаження $R11$ ($KT8$, $KT9$). Замалювати осцилограми в кожній KT .
6. Тумблер $SA1$ перевести в положення "Уверх" (двопівперіодне випрямлення з ввімкненням симістора як регулюючого елемента).
7. Зняти осцилограму напруги на навантаженні $R12$ (точка $KT10$, $KT11$).
8. Осцилограми напруги в кожній контрольній точці занести в лабораторний зошит (подібно рис. 5.3).
9. Аналогічні виміри провести при активно–індуктивному навантаженні. Для цього тумблер $SA2$ перевести в положення “Вгору” (ввімкнено). Послідовно з опором навантаження $R12$ під’єднати індуктивність L_ϕ . Замалювати осцилограми на резисторах $R11$, $R12$.
10. Зняти та побудувати регульовальні характеристики при активному та активно–індуктивному навантаженні: $U = F(\alpha)$. Кут керування α змінювати резистором $R7$, значення кута α фіксувати за осцилографом.
11. Зняти та побудувати графік залежності коефіцієнта пульсацій від кута α : $K = F(\alpha)$.

Звіт виконання лабораторної роботи

1. Представити схему керованого випрямляча на ІМС. Пояснити роботу схеми. Показати осцилограми напруги в контрольних точках.

2. Відповісти на запитання для захисту лабораторної роботи:

- призначення тиристорів (симісторів), принцип роботи;
- вольт–амперна характеристика (ВАХ) тиристора;
- системи керування тиристорами, пояснити принцип вертикального керування;
- пояснити осцилограми напруги в контрольних точках;
- привести приклади використання схем керування тиристорами (симісторами) в техніці (в т.ч. в побутовій);
- привести порівняльні дані активних та пасивних елементів, що використані в схемі, уміти користуватися довідниковою літературою по тематиці роботи.

Лабораторна робота № 6

«Однофазний паралельний інвертор струму»

Мета роботи

Вивчити і дослідити електричну схему перетворення постійного струму в енергію змінного струму за допомогою тиристорних інверторів.

Опис лабораторного устаткування

Лабораторна установка включає:

- макет лабораторної установки;
- осцилограф С1–93.

Загальні відомості

Схема автономного інвертора приведена на передній панелі макета і на рис. 6.1. У схему входить генератор імпульсів, зібраний за схемою мультівібратора на мікросхемах $D1.1$; $D1.2$; $D1.3$ з навісними елементами $R1$, $R2$, і $C1$. З виходу мультівібратора (клема 8) сигнал подається на тригер, зібраний на мікросхемах $D2.1$ і $D2.2$. Стабільні по частоті й амплітуді імпульси по двох каналах подаються на підсилювач потужності, що складається з двох каналів.

Перший канал підсилювача зібраний на транзисторах $VT1$, $VT3$, другий – на транзисторах $VT2$ і $VT4$. При подачі позитивного імпульсу з клеми 8 мікросхеми $D2.1$ транзистори $VT1$ і $VT3$ відкриваються і струм протікає через них по ланцюзі $+7$ В джерела струму, через замкнуті контакти тумблера $S1$, резистор $R4$, первинну обмотку імпульсного трансформатора $T1$, колектор–емітер $VT1$ і колектор–емітер $VT3$ і на корпус. При подачі позитивного імпульсу з клеми II мікросхеми $D2.2$ відкриваються транзистори $VT2$ і $VT4$ другого каналу підсилювача потужності і струм протікає від джерела $+7$ В через $R5$, первинну обмотку імпульсного трансформатора $T2$, транзистори $VT2$, $VT4$ на корпус.

За рахунок почергового протікання струму через первинні обмотки імпульсних трансформаторів $T1$ і $T2$ у вторинних обмотках цих трансформаторів індукуються імпульси, що подаються на керуючі електроди тиристорів $VS1$ – $VS4$, тиристори, під дією цих імпульсів, відкриваються.

На тиристори $VS1$ – $VS4$ подана напруга на анод–катод від джерела $+7$ В через тумблер $S1$ (коли він ввімкнений), дросель $L1$, вторинні обмотки трансформаторів $T1$ і $T2$, корпус.

Тиристори відкриваються попарно ($VS2$ і $VS3$; $VS1$ і $VS4$) з відносними фазовими зсувами, рівними 180° . У вхідному ланцюгу ввімкнено дросель $L1$, індуктивність якого досить велика, завдяки чому вхідний струм i_{L1} згладжений, а струм, що протікає через тиристори, має прямокутну форму, рис. 6.2. При

відкриванні тиристорів $VS2$, $VS3$ струм i_{L1} , рівний протягом півперіоду вихідної частоти струму $i_{\text{вих}}$, розгалужується по двох вітках: струм i_H протікає через навантаження R_H а струм i_C – через конденсатор C_H , заряджаючи його полярністю (плюс угорі, мінус унизу). Через півперіод вихідної частоти відкриваються тиристори $VS1$, $VS4$. При цьому струм розряду конденсатора протікаючи назустріч робочому струму тиристорів $VS2$, $VS3$, зменшує його до нуля. До тиристорів прикладається зворотна напруга, що обумовлена напругою конденсатора. Швидке зростання струму в тиристорах, що відкриваються, може вивести їх з ладу внаслідок перевищення допустимої швидкості його зростання. Тому в аноди тиристорів на практиці вводять дросель $L1$, що обмежує цю величину.

Після спаду анодного струму тиристорів $VS2$, $VS3$ до нуля, до них прикладається зворотна напруга, яка обумовлена напругою на комутуючому конденсаторі C_H . При запиранні тиристорів $VS2$, $VS3$ конденсатор C_H перезаряджається від джерела живлення через тиристори $VS1$, $VS4$, здобуваючи протилежну полярність (плюс унизу, мінус уверх). Відзначимо, що при відмиканні наступної пари тиристорів, одночасно з розрядом конденсатора по контуру відкритих тиристорів відбувається також його розряд на навантаження. При відкриванні тиристорів $VS2$, $VS3$ процес повторюється.

У будь-який момент часу сумарний струм на виході інвертора $i_{\text{вих}} = i_H + i_C = I_a = \text{const}$, але його напрямок змінюється через кожен півперіод на протилежний (див. рис. 6.2).

Вихідна напруга інвертора повторює за формою напругу на конденсаторі і являє собою в кожен півперіод суму двох складових: постійної, рівної напрузі джерела живлення, і змінної, виникаючої за рахунок реактивної потужності конденсатора. Оскільки за півперіод вихідної частоти реактивна потужність дорівнює нулю, заштриховані площадки $S1$ і $S2$ (див. рис. 6.2), що характеризують інтегральні значення змінної складової рівні між собою. Середнє значення вихідної напруги за півперіод дорівнює напрузі джерела живлення $U = 7\text{В}$.

Напруга на тиристорах $VS6$, $VS7$ ($U_{VS7,VS6}$ на рис. 6.2) після комутації змінюється від негативного значення до позитивного. Протягом часу $t_{\text{вих}}$ на тиристорах $VS6$ і $VS7$ підтримується негативна напруга і вони відновлюють замикаючі властивості. Якщо $t_{\text{вих}} > t_{\text{відновл}}$ то з відновленням позитивної анодної напруги тиристори $VS6$ і $VS7$ (див. рис. 6.2) залишаються закритими аж до приходу наступного імпульсу, що відкриває. Якщо ж цього часу виявиться недостатньо, то зазначені тиристори знову відкриються і відбудеться зрив інвертування. Комутуючий конденсатор може бути включений паралельно первинній чи вторинній обмотці трансформатора, якщо такий трансформатор є в схемі.

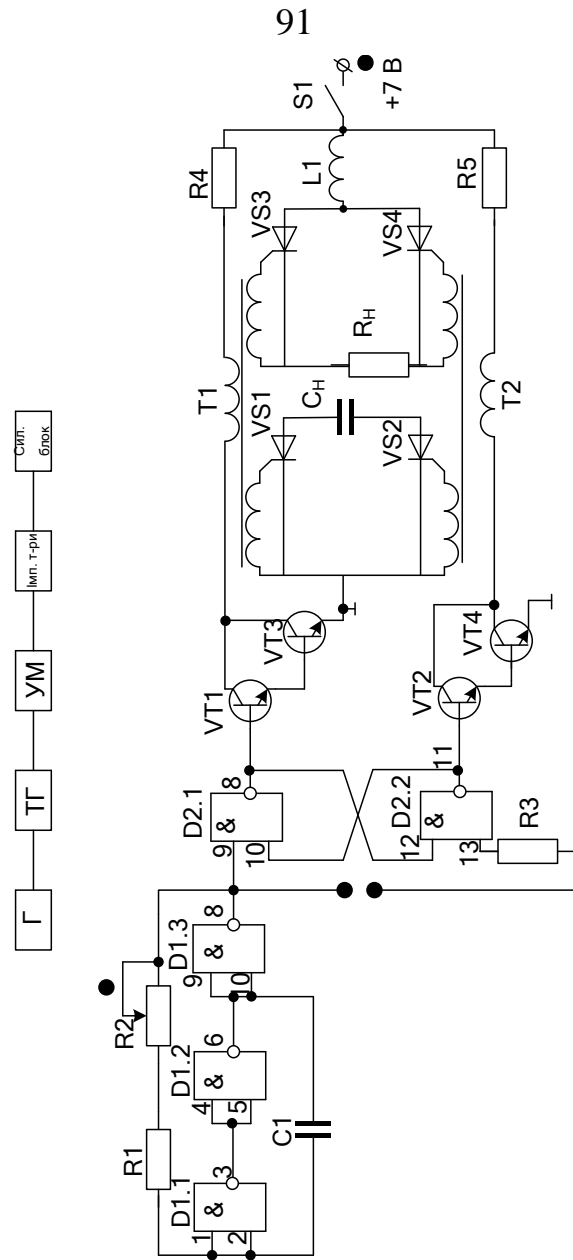


Рисунок 6.1 – Електрична схема автономного інвертора

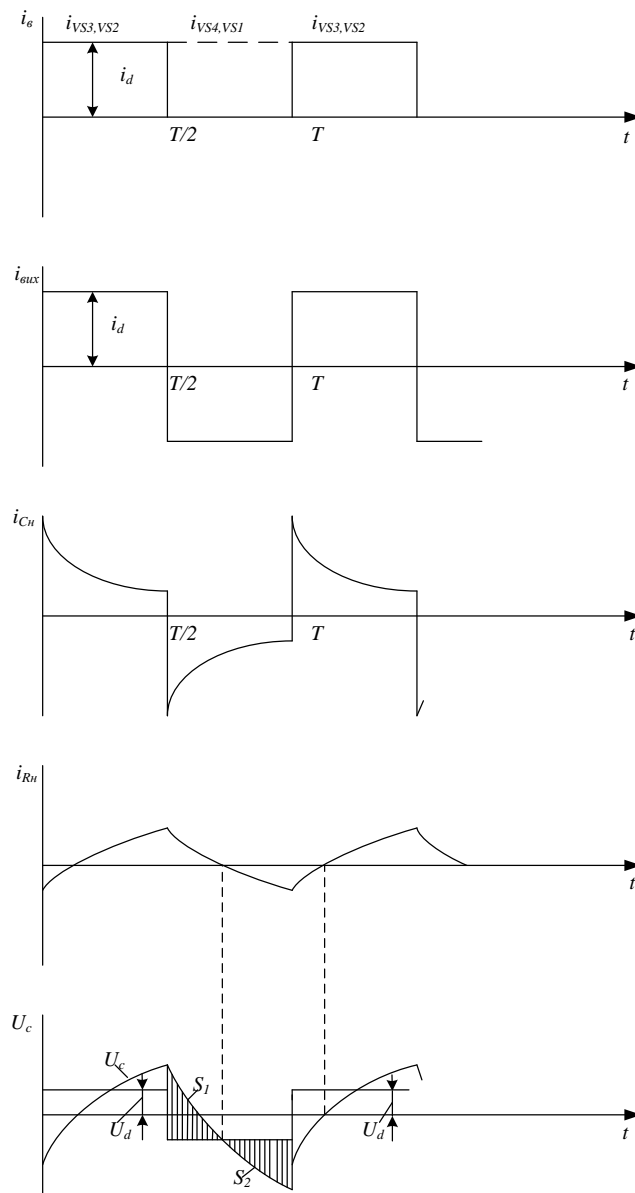


Рисунок 6.2 – Осцилограми струмів та напруги в контрольних точках інвертора

Порядок виконання роботи

1. Ввімкнути і підготувати осцилограф до роботи.
2. Ввімкнути тумблер $S1$ лабораторної панелі.
3. Переглянути і замалювати епюри напруги в контрольних точках.

Контрольні питання

1. Призначення та область застосування інверторів.
2. Пояснити принцип дії інвертора по його блок-схемі.
3. Пояснити роботу інвертора за принциповою схемою.
4. Пояснити роботу інвертора за допомогою епюр, приведених на рис. 6.2.
5. Привести довідникові дані активних елементів, а також ІМС, застосованих у лабораторній роботі з урахуванням режимів роботи схеми (частоти, струму, потужності що розсіюється і прикладеної напруги).

Лабораторна робота № 7

«Дослідження диференціаторів та інтеграторів на базі інтегральних схем (ІС)»

Мета роботи

Вивчити і дослідити інтегратори і диференціатори на операційних підсилювачах в інтегральному виконанні.

Опис лабораторної установки

Лабораторна установка включає:

- макет лабораторної установки;
- осцилограф СІ-93.

Загальні відомості

1. Операційні підсилювачі

Для створення операційних підсилювачів (ОП) використовують підсилювач постійного струму з диференціальним входним каскадом, з дуже високим і стабільним коефіцієнтом підсилення (від 1000 до 100000), широкою смугою пропускання (від $f_n = 0$ до $f_v = 10 - 100$ МГц), високим входним і малим вихідним опорами, малим дрейфом нуля, несиметричним входом.

Умовне позначення підсилювача показано на рис. 7.1 а), його амплітудна характеристика приведена на рис. 7.1 б).

Вхід 1, позначений знаком плюс, рис.7.1 а), називають неінвертуючим (прямим), тому що сигнал на виході і сигнал на цьому вході мають однакову полярність. Вхід 2, позначений знаком мінус, називають інвертуючим, тому що сигнал на виході стосовно сигналу на вході має протилежну полярність. Живлення здійснюється від двох послідовно ввімкнених джерел, напруги яких однакові, але знаки щодо заземленої точки різні. Цим забезпечується нульова напруга на виході під час відсутності входного сигналу і можливість одержати вихідний сигнал позитивної або негативної полярності. Сигнал можна подавати від симетричного джерела сигналу з'єднаного з загальним проводом, на вхід I – вхід II, або від двох окремих джерел, одно з яких підключають до входу, що інвертує, і загальному проводу, іншої – до входу, що не інвертує і загальному проводу. Часто сигнал подають на вхід, що не інвертує, а через вхід, що інвертує, підсилювач охоплюють зворотним зв'язком (ЗЗ). У цьому випадку можна одержати пристрої з різними властивостями, що будуть визначатися параметрами ланцюга ЗЗ. За допомогою такого підсилювача можна здійснювати математичні операції (множення, інтегрування, диференціювання, порівняння та ін.)

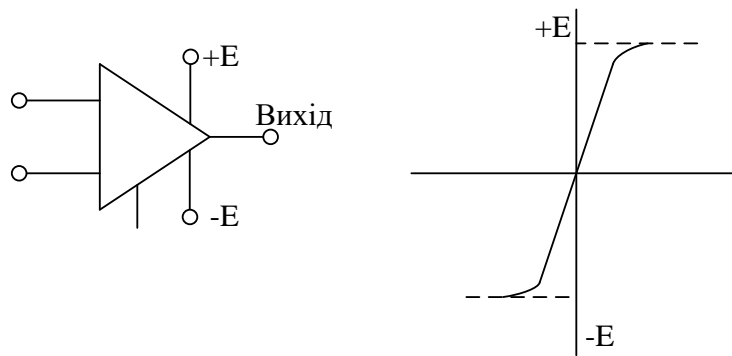


Рисунок 7.1 – Умовне позначення ОП та його амплітудна характеристика

2. Інтегратори і диференціатори

Інтегратор – електронний пристрій у якого вихідна напруга являє собою інтеграл від величини вхідної напруги. При подачі на вхід інтегратора стрибка напруги на виході одержимо лінійно наростаючу напругу. Тривалість часу інтегрування і необхідна точність визначаються типом операційного підсилювача та елементами R і C .

Схема працює в такий спосіб. На мікросхемі $D1$, рис. 7.2 зібраний генератор прямокутних імпульсів постійної частоти з одним ланцюгом задавання тривалості імпульсу. Тривалість імпульсів залежить від величини ємності $C1$ і резистора $R1$. З виходу генератора сигнал надходить на дільник, зібраний на резисторах $R2$ і $R3$, а із загальної точки дільника (КТ1) – на вхід інтегратора, зібраного на аналоговій мікросхемі $D2$. Форма вхідного сигналу $U_{вх}$ (у точці КТ1) щодо загальної точки КТ2 показана на рис. 7.2, а). Так-як вхідний опір операційного підсилювача дуже великий, то струм через резистор $R4$ буде текти і через конденсатор $C2$:

$$i_{C2} = \frac{U_{вх}}{R4} = -C\alpha \frac{U_{вх}}{dt}. \quad (7.1)$$

Форма сигналу на виході інтегратора в точці КТ2 показана на рис. 7.1, б). Лівий вивід конденсатора $C2$ потенціально заземлений, тобто напруга дуже мала. Таким чином вихідна напруга ОП дорівнює напрузі на цьому конденсаторі:

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх} dt. \quad (7.2)$$

Швидкість зростання переднього фронту і спаду заднього фронту вихідного сигналу залежить від величини ємності зворотного зв'язку $C2$ чи $C3$ і вибирається перемикачем $S2$.

З виходу інтегратора сигнал подається на вхід зібраного на аналоговій мікросхемі $D3$ диференціатора – електронного пристрою у якого вихідна напруга пропорційна похідній від величини вхідної напруги:

$$U_{\text{вих}} = -RCd \frac{U_{\text{вх}}}{dt}, \quad (7.3)$$

Тобто схема виконує функцію зворотну інтегратора. На виході диференціатора спостерігається відновлений вхідний сигнал, що був поданий на вхід інтегратора. Скважність імпульсів на виході схеми залежить від величини резисторів $R10$ і $R11$ і вибирається перемикачем $S3$.

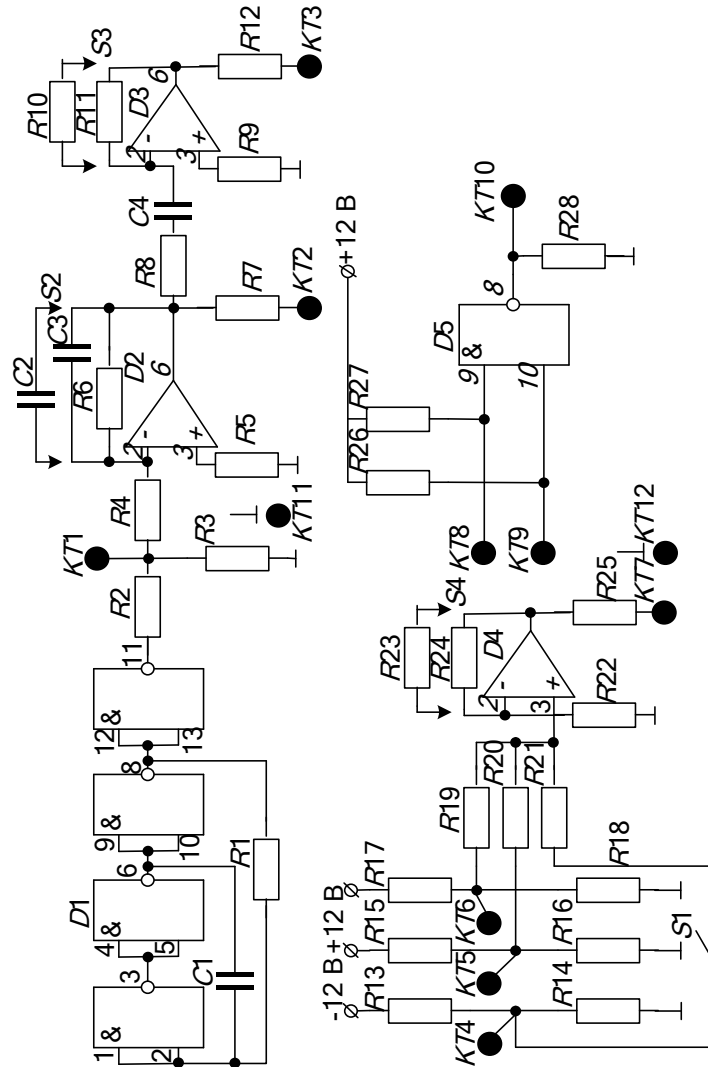


Рисунок 7.2 – Принципові електричні схеми інтегратора, диференціатора, суматора

Форма сигналу в точці $KT3$ приведена на рис. 7.3, в).

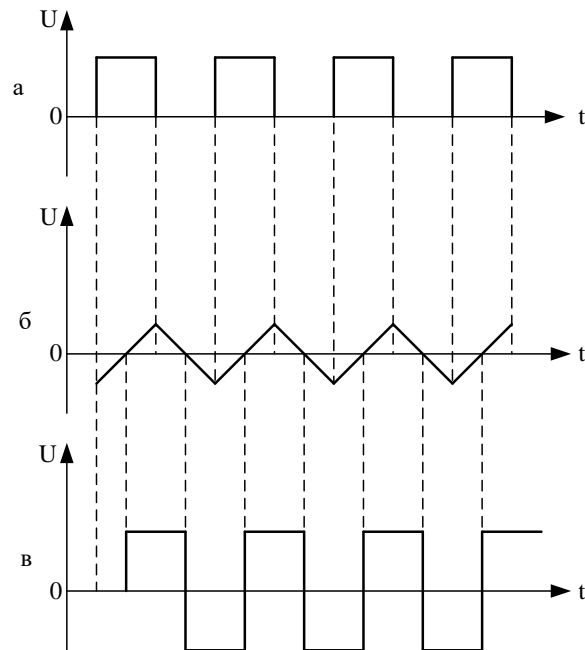


Рисунок 7.3 – Осцилограми сигналів в контрольних точках інтегратора (б) та диференціатора (в)

3. Суматор

Суматор – електронний пристрій у якого вихідна напруга є сумою двох чи більше вхідних напруг.

$$U_{вих} = U_{вх1} + U_{вх2} + \dots + U_{вхn}. \quad (7.4)$$

Суматор зібраний на аналоговій мікросхемі $D4$ і являє собою операційний підсилювач, що не інвертує. Пари резисторів $R13-R14$, $R15-R16$, $R17-R18$, являють собою ділянки напруги з якими передбачається провести операцію додавання, а вхідні резистори $R19-R21$ призначені для виключення впливу однієї напруги на інші.

При додаванні двох сигналів (точки $KT5$ і $KT6$) вхідні опори й опори зворотного зв'язку $R24$ вибирають однаковими, а напруга на виході схеми відповідає виразу:

$$U_{вих} = U_{KT5} + U_{KT6}. \quad (7.5)$$

При додаванні трьох і більш сигналів опір зворотного зв'язку:

$$R_{зз} = (n-1)R_{вх}, \quad (7.6)$$

де n – число сигналів, що складаються.

Для додавання трьох сигналів необхідно переставити тумблер $S1$ в положення “вправо”, а $S4$ – у нижнє.

4. Логічні елементи на діодах і біполярних транзисторах

Логічні елементи (вузли) призначені для виконання різних логічних (функціональних) операцій над дискретними сигналами при двійковій способі їхнього представлення.

Логічні інтегральні мікросхеми є елементами на основі яких виконуються схеми цифрової техніки.

Логічний “АБО” елемент має кілька входів і один загальний вихід. Його умовна позначка показана на рис. 7.4, а).

Логічний “АБО” елемент виконує операцію логічного додавання (диз'юнкції):

$$F = X_1 + X_2 + X_3 \dots X_n, \quad (7.7)$$

де F – функція;

$X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ – аргументи (змінні двійкові сигнали на входах).

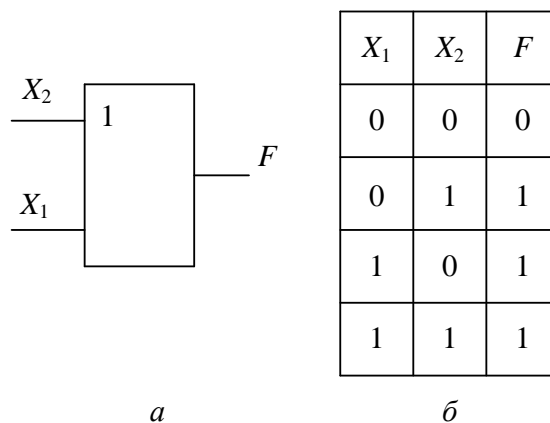


Рисунок 7.4 – Логічний елемент «АБО»

Функція $F = 0$, коли всі її аргументи дорівнюють нулю, і $F = 1$, якщо один, декілька або всі аргументи дорівнюють одиниці. Роботу схеми двокодового логічного елемента “АБО” ілюструє таблиця істинності, приведена на рис. 7.4, б).

Найбільш просто “АБО” елемент реалізується на діодах. Значення $F = 1$ на виході створюється передачею вхідного сигналу внаслідок відкриття відповідного діода. До діодів, для яких вхідний сигнал дорівнює нулю, прикладається зворотна напруга і вони знаходяться в закритому стані, рис. 7.5.

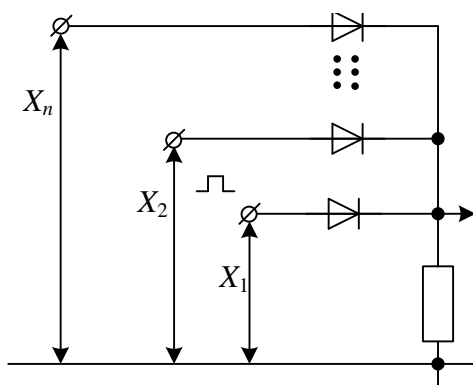


Рисунок 7.5 – Схема логічного елемента «АБО»

Логічний елемент «І» також має кілька входів і один вихід. Його умовна позначка показана на рис. 7.6, а).

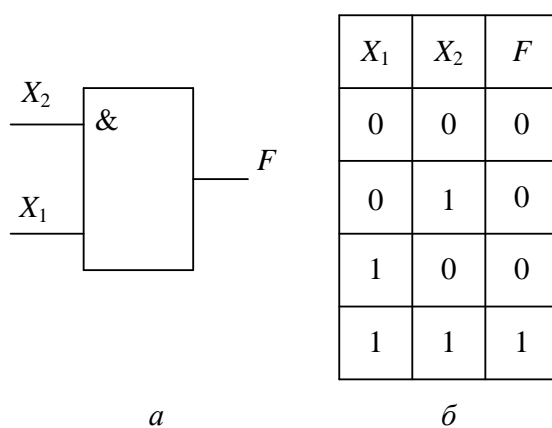


Рисунок 7.6 – Логічний елемент «І»

Логічний елемент «І» виконує операцію логічного множення (кон'юнкції):

$$F = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \dots X_n, \quad (7.8)$$

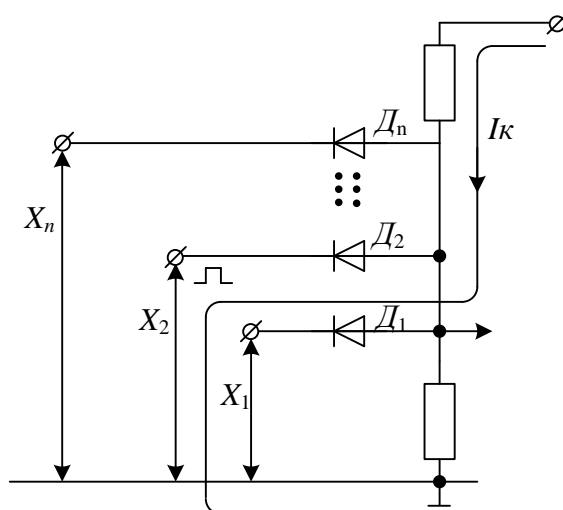


Рисунок 7.7 – Схема елемента «І» на діодах

Функція $F = 0$, коли хоча б один з її аргументів дорівнює нулю, і $F = 1$ при всіх аргументах, рівних одиниці.

Роботу схеми двокодового логічного елемента «І» ілюструє таблиця істинності, приведена на рис. 7.6, б).

Елемент «І» є схемою збігу: сигнал «І» по виходу з'являється при сигналі «І» на всіх входах.

Найпростіша схема елемента «І» на діодах приведена на рис. 7.7.

Відмінність її від схеми елементів “АБО” (див. рис. 7.5) полягає у зміні полярності включення діодів і наявності резистора R_1 , підключеного до шини «+» джерела живлення.

Схема працює в такий спосіб. При всіх входних сигналах, рівних одиниці, на катодах діодів мається позитивний потенціал щодо загальної точки і всі діоди закриті. На виході схеми створюється напруга $ER_2/(R_1+R_2)$, що визначає $F = 1$. При нульовому значенні сигналу, хоча б на одному з входів, відповідний діод буде проводити струм і шунтувати резистор R_2 , що виконує, як і резистор R у схемі на рис. 7.5 роль навантаження. Напруга на виході при цьому визначається спадом напруги на відкритому діоді і близька до нуля ($F = 0$). На рис. 7.7 показаний варіант коли $X_1 = 0$ і проводить струм діод D .

Логічний елемент “НІ” має один вхід і один вихід. Його умовна позначка показана на рис. 7.8, а).

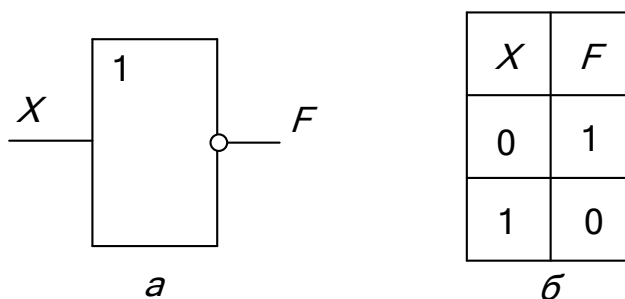


Рисунок 7.8 – Логічний елемент «НІ»

Елемент “НІ” виконує операцію інверсії (заперечення) у зв'язку з чим його часто називають логічним інвертором. Елементом реалізується функція $F = \bar{X}$.

Сигналу $X = 0$ на вході відповідає $F = 1$ і навпаки при $X = 1$ $F = 0$.

Роботу схеми логічного елемента “НІ” ілюструє таблиця істинності, рис. 7.8, б).

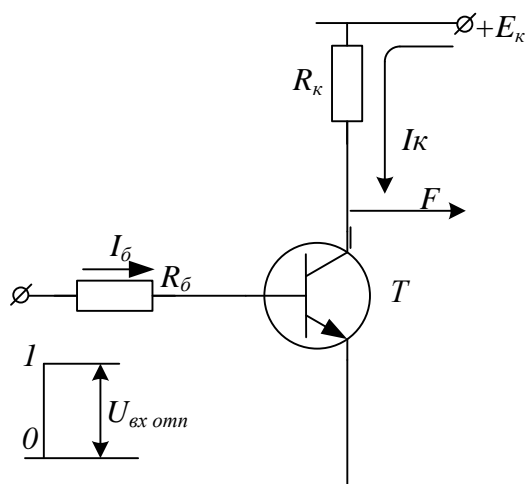


Рисунок 7.9 – Схема логічного елемента «НІ»

Логічний елемент “НІ” являє собою ключову схему на транзисторі, рис. 7.9. При $X = 0$ ($U_{вх} = 0$) транзистор закритий, напруга $U_{кe} \approx E_k$, тобто $F = 1$.

При $X = 1$ ($U_{вх} = U_{вх\text{ омн}}$) транзистор відкритий, напруга $U_{кe} = \Delta U_{кe\text{ відкр}} \approx 0$ тобто $F = 0$. Відкритий стан транзистора забезпечується заданням струму бази, що вводить транзистор у режим насичення.

Логічний елемент “АБО” – “НІ”. Умовна позначка показана на рис. 7.10 а). Він поєднує елементи “АБО” – “НІ” з черговістю проведення операції, показаної на рис. 7.10, б). У зв'язку із цим вхідним сигналам, рівним одиниці, відповідає логічний «0» на виході, а при нульових сигналах на усіх входах $F = 1$.

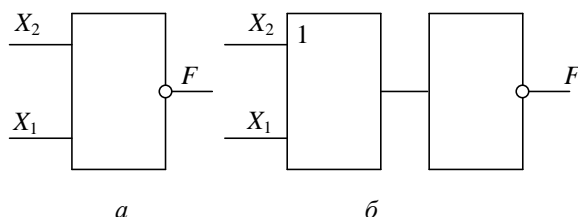


Рисунок 7.10 – Логічний елемент «АБО–НІ»

Функціональна операція, що виконується елементом “АБО–НІ” при входах, визначається виразом:

$$F = \overline{X_1 + X_2 + X_3 + \dots X_n}. \quad (7.9)$$

На рис. 7.11 приведена схема логічного елемента “АБО” – “НІ”, що представляє собою послідовне з'єднання елемента “АБО” на діодах і елемента “НІ” на транзисторі. Логічні схеми такого сполучення визначають, зокрема, клас елементів так званої діодно–транзисторної логіки (ДТЛ).

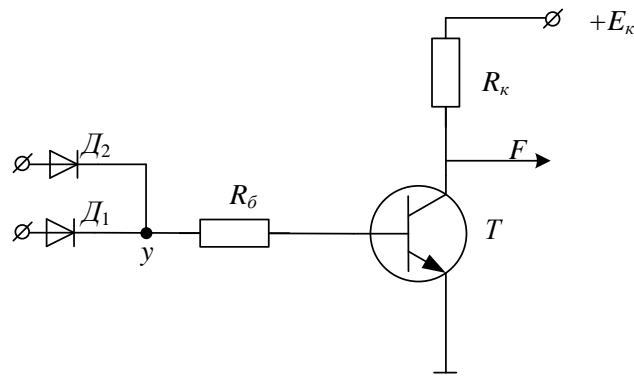


Рисунок 7.11 – Схема логічного елемента "АБО–НІ"

Порядок виконання роботи

1. Ввімкнути тумблер живлення $S5$ ("Вгору").
2. Осцилографом у точці КТ1 відносно КТ11 перевірити наявність імпульсів з виходу генератора на мікросхемі $D1$.
3. У точці КТ2 подивитися форму інтегрованого сигналу.
4. Тумблером $S2$ підключити ємність $C2$ і в точці КТ2 простежити зміну швидкості зростання і спаду переднього і заднього фронтів інтегрованого сигналу.
5. У точці КТ3 проконтролювати наявність диференційованого сигналу.
6. Тумблером $S3$ підключити резистор $R10$ і проконтролювати зміна диференційованого імпульсу в точці КТ3.
7. Перевірити наявність постійних сигналів у точках КТ4, КТ5, КТ6 та виміряти осцилографом їх величини.
8. При розімкнутому тумблері $S1$ і ввімкненому резисторі $R23$ ($S4$ – вниз) виконати додавання двох сигналів у точках КТ5 і КТ6, тобто перевірити результат додавання в точці КТ7.
9. Підключити резистор $R23$ ($S4$ – у нижнім положенні і $S1$ – ввімкнений). При цьому відбувається додавання трьох величин напруги у точках КТ4, КТ5, КТ6.
10. По черзі вставляючи перемичку між точками КТ8 і КТ12, КТ9 і КТ12, перевірити стан виходу мікросхеми $D5$ у точці КТ10 відповідно до таблиці істинності.

Контрольні питання

1. Призначення і практичне застосування операційних підсилювачів, інтеграторів і диференціаторів.
2. Призначення елементів схеми $R1, 31; C2, 33; R10, R11; 34$ і $R_{заг}$ мікросхеми $D3; R13, R14; R15, R16; R17, R18; R23, R24$.
3. Пояснити принцип роботи елементів "АБО", "НІ", зібраної на мікросхемі (див. рис. 7.1).
4. Пояснити по осцилограмам знятим з контрольних крапок принцип роботи диференціатора та інтегратора.

5. Привести довідникові дані активних елементів, а також ІС, застосовуваних у лабораторній роботі з урахуванням режимів роботи схеми (частоти, струму, потужність що розсіюється і прикладеної напруги).

Зразок оформлення звіту виконання лабораторної роботи

ДЕРЖАВНИЙ БІОТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет енергетики, робототехніки та комп'ютерних технологій

Кафедра електромеханіки,
робототехніки, біомедичної
інженерії та електротехніки
Лабораторія електроніки

ЗВІТ

виконання лабораторної роботи №

(назва роботи)

Робота виконана

" ____ " _____ 200_р.

Робота захищена

" ____ " _____ 200_р.

Склад бригади:

1. _____

2. _____

3. _____

1. Мета роботи _____

2. Перелік вимірювальних приладів.

3. Таблиці вимірів і обчислень.

4. Досліджувані схеми, часові діаграми і висновки по пунктах роботи.

5. Короткі висновки за результатами роботи.

"__" _____ 20__ р.
(Дата оформлення роботи)

(Підпис виконавця)

Основні стандарти, що використовуються при оформленні лабораторних робіт

1. ДСТУ 2.702-75. Правила виконання електричних схем.
2. ДСТУ 2.701-76. Схеми. Види і типи. Загальні вимоги до виконання.
3. ДСТУ 2.747-68. Позначення. Умовні, графічні в схемах. Розміри умовних графічних позначень.
4. ДСТУ 2.743-72. Позначення умовні графічні в схемах. Двійкові логічні елементи.
5. ДСТУ 18.630-73. Трансформатори імпульсні. Основні параметри.

Буквені позиційні позначення елементів:

конденсатор – C ;
логічний елемент, мікросхема – D ;
резистор – R ;
потенціометр – RP ;
трансформатор, автотрансформатор – TV ;
діод, стабілітрон – VD ;
транзистор – VT ;
тиристор – VS .

Вимір тривалості і частоти проходження імпульсів

Для виміру тривалості сигнал між двома його точками робимо наступні операції.

1. Подаємо досліджуваний сигнал на гніздо осцилографа « $1\text{M}\Omega \rightarrow \odot$ 30pf »
2. Перемикач « $V/\text{дел.}$ » встановлюємо в таке положення, щоб зображення на екрані складало близько 6 поділок по амплітуді.
3. Перемикач « $\text{Время}/\text{дел.}$ » встановлюємо в таке положення, у якому відстань між вимірюваними точками буде менше 10 поділок.
4. Установлюємо ручкою «Рівень» стійке зображення на екрані осцилографа.
5. Переміщаємо ручкою « \updownarrow » зображення, щоб точки, між якими вимірюється час знаходилися на горизонтальній центральній лінії.
6. Установлюємо ручкою « \leftrightarrow » зображення так, щоб точки, між якими вимірюється час, знаходилися в межах десяти центральних поділок сітки.
7. Вимірюємо горизонтальну відстань між точками.
8. Множимо відстань, виміряна в п. 7 на коефіцієнт розгортки.

Для виміру частоти періодичних сигналів виконуємо наступне:

1. Вимірюємо тривалість часу одного періоду сигналу, як описано в пунктах 1-8.

2. Розраховуємо частоту сигналу f_c по формулі $f_c = \frac{1}{T}$

де f_c – частота, Гц;

T – тривалість періоду, с.

Список використаних джерел

1. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, ОЭП: справ. / под ред. Н.Н. Горюнова. М.: "Энергоиздат", 1987. 744 с.
2. Микросхемы для бытовой аппаратуры: справ. / И.В. Новаченко и др. М.: "Радио и связь", 1989. 384 с.
3. Тиристоры: справ. / В.Я. Замятин и др. М.: "Радио и связь", 1987. 576с.
4. Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук. К.: "Наукова думка", 1981. 671 с.
5. Резисторы: справ. / Ю.Н. Андреев. М.: "Энергоиздат", 1981. 352 с.
6. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги: справ. / А.В. Нефедов, В.И. Гордеева. "Радио и связь", 1990. 401 с.
7. Транзисторы: справ. / Ю.С. Забродин / под общей ред. И.Ф. Николаевского. М.: "Связь", 1969. 624 с.
8. Промышленная электроника: учебник для ВУЗов / М.: "Высшая школа", 1982.

Навчальне видання

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА
ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА**

Методичні вказівки
до виконання лабораторних робіт по електроніці

КОСУЛІНА Наталія Геннадіївна
ЧОРНА Марія Олександрівна
СУХІН Віталій Володимирович
КОРШУНОВ Костянтин Сергійович

Формат 60x84/16. Гарнітура Times New Roman
Папір для цифрового друку. Друк ризографічний.

Ум. друк. арк. 6,3

Наклад 50 пр.

Державний біотехнологічний університет
61002, м. Харків, вул. Алчевських, 44