

Міністерство освіти і науки України

Центральноукраїнський національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

для лабораторних робіт
з курсу

«Промислова електроніка»

для студентів спеціальності

141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Затверджено на засіданні кафедри АВП
Протокол № 3 від 26.09. 2018р.

**Кропивницький
2018**

Лабораторна робота №1

“Дослідження польового транзистора”

1. Мета роботи

Ознайомлення з будовою, параметрами та характеристиками польового транзистора з каналом "n"-типу .

2.Короткі теоретичні відомості

Польовий транзистор являє собою пластину напівпровідника типу "n" у якої на кінцях є контакти , а на обох великих гранях р – шари (рис.1,в). Ці шари створюють з пластиною 2 "р-n"- переходи, з'єднані поміж собою, і утворюють єдиний електрод, який зветься затвором. Двома іншими електродами є омичні контакти, один з яких зветься витоком, а інший-стоком .

Робоча зона пластинки між двома "р-n" - переходами зветься каналом. Нарівні з транзисторами, які мають "n"- канал, виконуються транзистори з каналом типу "р". Зовнішні шари для такого каналу мають електронну провідність. На рис.1,а показано умовне позначення польового транзистора з каналом "n"- типу, а на рис.1,б - з каналом "р"- типу.

Принцип дії польового транзистора з каналом "n"- типу розглянемо на прикладі (рис.1,в).

Під впливом джерела Ес через канал транзистора проходить струм. Джерело Ез ввімкнене у зворотньому напрямку до обох "р-n"- переходів.

При зміні напруги джерела Ез змінюється ширина "р-n"- переходів, отже й робоча площа каналу змінюється. Зміна площі каналу призводить до зміни провідності каналу, а отже, й струму, який протікає під дією джерела Ес. Таким чином, управління величиною струму каналу проходить за рахунок впливу електричного поля, тому транзистор назвали польовим. Залежність між струмом затвору та напругою затвор-витік носить назву вхідної характеристики транзистора. Вхідна характеристика транзистора (рис.1,г) являє собою характеристику "р-n" -переходу. Робочому режиму транзистора відповідає зворотня гілка вольт-амперної характеристики ,тому вхідний струм транзистора дуже малий, а вхідний опір-великий.

Залежність між струмом стоку та напругою стік-витік при постійній напрузі затвор-витік носить назву вихідної характеристики транзистора (рис.1,д). Початкові ділянки вихідних характеристик близькі до лінійних, а при подальшому збільшенні напруги стік-витік струм стоку майже не збільшується, тому що зростає опір каналу за рахунок розширення зони об'ємного заряду поблизу стоку під впливом росту напруги між стоком та затвором .

Струм стоку, відповідний початку положистої ділянки зветься струмом насичення польового транзистора .

Залежність струму стоку від напруги затвор-витік звать перехідною характеристикою транзистора (рис.1,е). Напруга затвор-витік, при якій струм стоку дорівнює нулю, носить назву напруги відсічки. При напрузі відсічки переходи транзистора замикаються, а струм витоку зникає.

Підсилюючі властивості транзистора характеризуються слідуочими параметрами:

а) крутизна перехідної характеристики

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зв}}, \text{ при } U_{св} = \text{const}$$

б) диференційний вихідний опір транзистора

$$r_c = \frac{dU_{св}}{dI_c}, \text{ при } U_{зв} = \text{const}$$

в) коефіцієнт підсилення

$$\mu = \frac{dU_{св}}{dU_{зв}}, \text{ при } I_c = \text{const}$$

При розрахунку схем на польових транзисторах необхідно враховувати ємність затвор-витік Сзв (вхідна ємність), а також прохідну ємність затвор-стік Сзс. Еквівалентна схема польового транзистора із вказаними параметрами показана на рис.2, де ланцюг витік-стік представлений генератором струму SUзв та

диференціальним вихідним опором $r_{св}$. Активні опори затвор-стік $r_{зс}$ та затвор-витік $r_{зв}$, показані пунктиром, при розрахунках не враховуються, тому що вони дуже великі.

У довідковій літературі по польовим транзисторам приводяться значення крутизни S , вхідної та прохідної ємностей, напруги відсічки. Вказуються також граничні експлуатаційні дані: $U_{сз}$, $U_{св}$ потужність розсіювання на стоці P_{max}

3. Опис установки для дослідження транзистора

В даній роботі досліджується транзистор марки КПЗОЗД з каналом "n". Схема дослідження польових транзисторів приведена на рис.3.

Напруга живлення транзистора поступає від блоку живлення, який знаходиться на стенді. Блок живлення вмикається тумблером «мережа». Напруга $U_{зв}$ регулюється потенціометром R_2 та контролюється вольтметром V_1 . Струм стоку вимірюється міліамперметром mA. Напруга стік-витік $U_{св}$ встановлюється потенціометром R_6 та вимірюється вольтметром V_2 . Для розширення діапазону вимірювання всі три прилади забезпечені тумблерами переключення діапазонів вимірювання, які встановлені під приладами та забезпечені показниками діапазонів.

4. Порядок виконання роботи

1. Потенціометри R_2 , R_6 встановити в крайнє ліве положення.
2. Включити тумблер "Мережа".
3. Зняти перехідну характеристику $I_c=f(U_{зв})$ при $U_{св} = const$ змінюючи напругу $U_{зв}$ від -2 В до 0. При цьому встановити напругу $U_{св} = 6В$ та в процесі досліду підтримувати її постійною.

Дані вимірів занести в таблицю 1.

$U_{св}=6 В$

Таблиця 1.

Uзв, В	-2,0	-1,8	-1,6	-1,4	-1,2	-1,0	-0,8	-0,6	-0,4	-0,2	0
Iс, mA											

4. Зняти сімейство вихідних характеристик $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = const$.

Дані дослідів звести в таблиці 2,3,4.

$U_{зв}=0 В$

Таблиця 2.

Uсв, В	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,0	2,0	3,0	5,0	7,0
Iс, mA										

$U_{зв}=-0,8 В$

Таблиця 3.

Uсв, В	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,0	2,0	3,0	5,0	7,0
Iс, mA										

$U_{зв}=-1,4 В$

Таблиця 4.

Uсв, В	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,0	2,0	3,0	5,0	7,0
Iс, mA										

5. За даними табл. 1 побудувати перехідну характеристику транзистора.
6. На середній ділянці перехідної характеристики визначити крутизну S транзистора.
7. За даними таблиць 2,3,4 побудувати сімейство вихідних характеристик.
8. По одній вихідній характеристиці визначити диференціальний вихідний опір на початковій ділянці r_c' та на ділянці насичення r_c'' . Порівняти величини вихідного опору.

5.Зміст звіту

Звіт повинен містити в собі:

1. Назву та мету роботи.
2. Схему досліджень рис. 3
3. Графіки перехідної та вихідної характеристик транзистора.
4. Значення S , r_c' , r_c'' і μ .
5. Паспортні дані транзистора.

6.Література

1. Ю.С. Забродин Промышленная электроника М. «Высшая школа» 1982
2. В.С. Руденко и др. Промышленная электроника К. "Техніка" 1979
3. В.С. Руденко и др. Основы промышленной электроники К. «Вища школа» 1988.

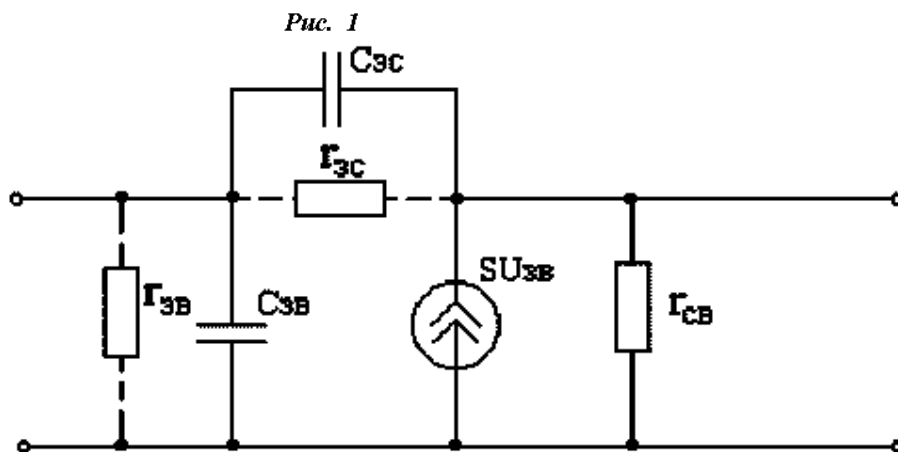
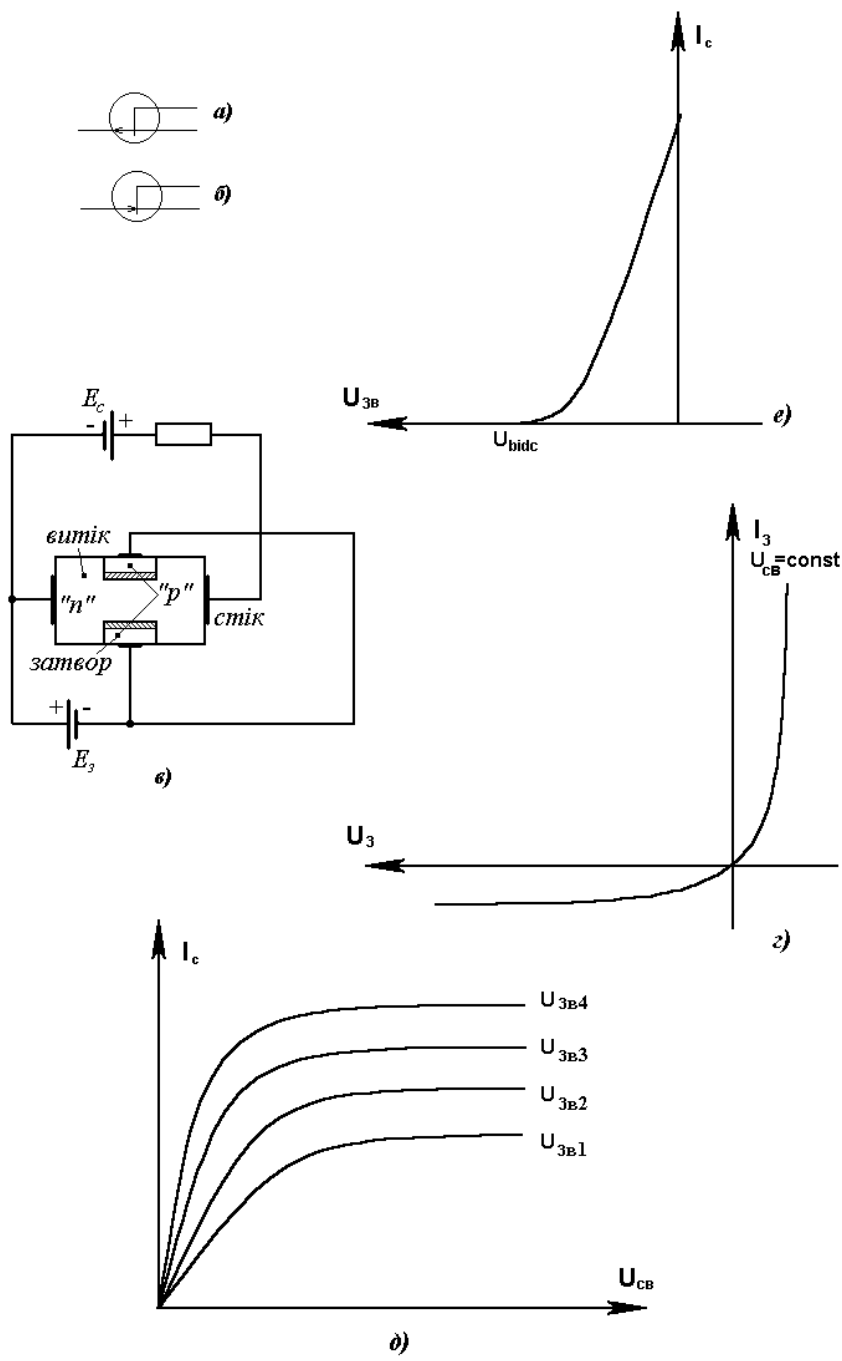


Рис. 2

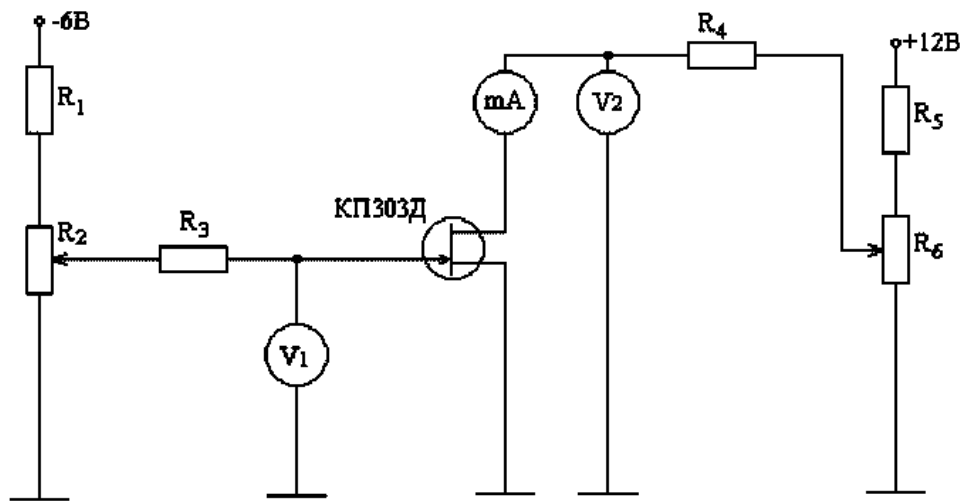


Рис. 3

Лабораторна робота №2

"Дослідження біполярного транзистора"

1. Мета роботи

- 1.1. Ознайомлення з будовою та принципом дії біполярного транзистора.
- 1.2. Знімання характеристик біполярного транзистора та визначення його параметрів.

2. Теоретичні відомості

2.1.Будова.

Біполярний транзистор - це напівпровідниковий прилад, який має два "р-п" переходи. Він містить два напівпровідники одного типу провідності, розділених третім напівпровідником з іншим типом провідності. Можливі два варіанти чергування шарів в транзисторі: "n-p-n" та "р-п-р". На рис. 1 зображена структурна схема та умовне зображення біполярного транзистора типу "р-п-р", а на рис. 2 - типу "n-p-n".

Середній шар транзистора має назву бази. Один з крайніх шарів називається емітером, а інший - колектором.

Призначення емітера - емітувати (випускати) заряди (електрони або дірки), а колектора - приймати їх.

За вихідним матеріалом біполярні транзистори поділяються на германієві та кремнієві.

Електронно-дірчасті переходи в площинному транзисторі можна отримати різними методами. Раніше найбільш часто використовували метод вплавлення. Більш сучасними є планарно - дифузійна, та планарно-епітаксіальна технології. Схематична будова сплавного германієвого транзистора типу "р-п-р" зображена на рис. 3.

Основою електродної системи є платівка монокристалічного h-германію (база), 1, яка має товщину 0,1- 0,2 мм; лінійні розміри 2,7*2,7 мм. З обох сторін платівки вплавляються краплі індію 2. Атоми індію, дифундуючи в германій, створюють дві "р" - області (емітер та колектор). Межі "р" - областей зображені на рис.3а пунктирними лініями; відстань між ними дорівнює декільком десяткам мікрон. Електродна система розміщена в герметичному металевому корпусі 3 (рис.3б). Платівка германію 1 закріплена на металевому кристалоутримувачі 6, привареному до корпусу; таким чином вивід бази підключається безпосередньо до корпусу.

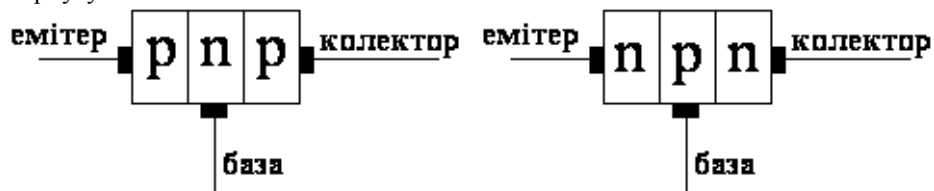


Рис. 1

Рис. 2

Виводи емітера 4 та колектора 5 пропущені скрізь скляні ізолятори 7, які кріпляться на корпусі.

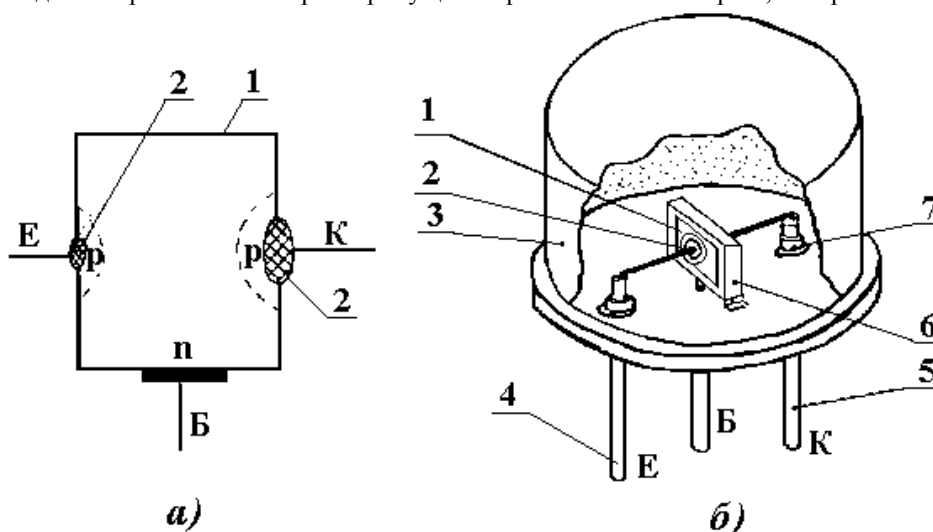


Рис. 3

2.2 Принцип дії .

Для пояснення принципу дії транзистора служить схема на рис.4.

Як вже зазначалось, транзистор має два р-п - переходи: перший між емітером та базою, другий між базою та колектором. Запираючі шари зображені пунктирними лініями.

Для живлення транзистора використовують два джерела живлення. До першого "р-п" - переходу прикладена напруга E_e у прямому напрямку, а до другого - напруга E_k - в зворотньому напрямку, тобто перший "р-п"-перехід відкритий для основних носіїв, а другий - закритий. Завдяки цьому, дірки області емітера, які є основними носіями, вільно проходять в область бази. В емітерному ланцюзі створюється струм I_e , аналогічний прямому струму діода.

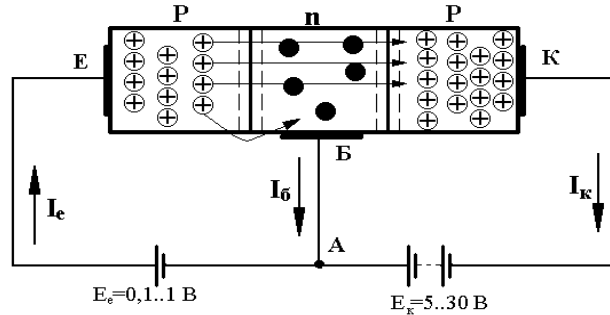


Рис. 4

Дірки, що потрапляють з області емітера в область бази, частково рекомбінують з її електронами, створюючи невеликий струм бази I_b . Але більша їх частина не встигає рекомбінувати (бо товщина бази робиться дуже малою, а концентрація електронів в ній - невеликою) і направляється до другого "р-п" - переходу. Полярність напруги E_k така, що цей "р-п" - перехід закритий для основних носіїв (але відкритий для неосновних). Тому дірки, які є неосновними носіями області бази, вільно проходять в область колектора, створюючи струм колектора I_k .

На підставі першого закону Кірхгофа для вузла А можна скласти рівняння:

$$I_k + I_b = I_e \quad (1)$$

З огляду на те, що струм бази малий, маємо $I_k \approx I_e$ (2)

Якщо зменшити струм емітера (наприклад, зменшити E_e), то струм колектора I_k теж зменшиться. Якщо збільшити струм емітера, то збільшиться і струм колектора.

Таким чином, зміною струму емітера (вхідний ланцюг) можна керувати струмом колектора (вихідний ланцюг).

Транзистори використовують для підсилення, генерування та перетворення електричних коливань.

Розглянуту на рис. 4 схему можна представити у вигляді рис. 5 де використано умовне зображення транзистора і замість е.р.с. вказані напруги U_e та U_k .

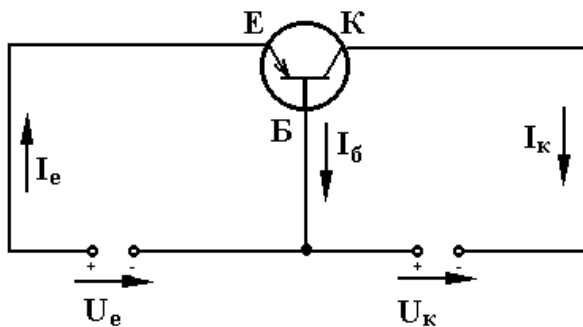


Рис. 5

В цій схемі загальною точкою напруг джерел живлення U_e та U_k є база. Тому така схема називається схемою зі спільною базою (СБ).

Важливим параметром транзистора є статичний коефіцієнт підсилення за струмом (коефіцієнт передачі струму). Для схеми СБ він визначається через α і дорівнює:

$$\alpha = \frac{dI_k}{dI_e} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_e}$$

Не важко побачити із співвідношень струмів (1) та (2), що $\alpha < 1$ (звичайно α має величину приблизно до 0,95).

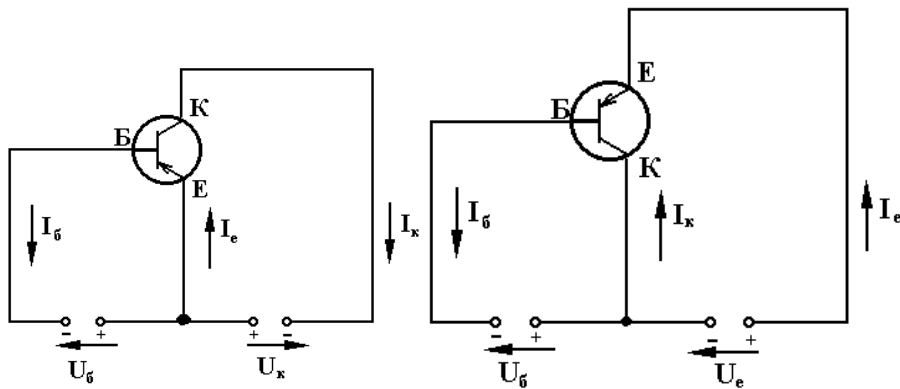


Рис.6

Рис.7

Крім схеми зі спільною базою існують схеми включення біполярних транзисторів зі спільним емітером (СЕ) (рис.6) та спільним колектором (СК) (рис.7).

Коефіцієнт передачі струму для схеми СЕ позначається через β і дорівнює:

$$\beta = \frac{dI_k}{dI_b} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b}$$

З рисунка 5 слідує, що:

$$I_b = I_e - I_k$$

$$\Delta I_b = \Delta I_e - \Delta I_k$$

Тому

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_e - \Delta I_k} = \frac{\Delta I_k / \Delta I_e}{1 - (\Delta I_k / \Delta I_e)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Для транзисторів, які випускаються, β має величину 10-200. В пристроях промислової електроніки найбільше розповсюдження отримала схема зі спільним емітером.

2.3. Статичні характеристики транзисторів

Для схеми зі спільною базою (рис.4, рис.5)

1. Вхідна характеристика.

Вхідною характеристикою для схеми зі спільною базою називають залежність струму емітера від напруги емітера при постійній напрузі колектора:

$$I_e = f(U_e) \text{ при } U_k = \text{const}$$

2. Вихідна характеристика.

Вихідною характеристикою для схеми зі спільною базою називають залежність струму колектора від напруги колектора при постійному струмі емітера:

$$I_k = f(U_k) \text{ при } I_e = \text{const}$$

Типові сімейства вхідних та вихідних характеристик транзистора для схеми зі спільною базою зображені на рис.8 та рис.9 відповідно.

Для схеми зі спільним емітером (рис.6)

1. Вхідна характеристика.

Вхідною характеристикою для схеми зі спільним емітером називають залежність струму бази від напруги бази при постійній напрузі колектора:

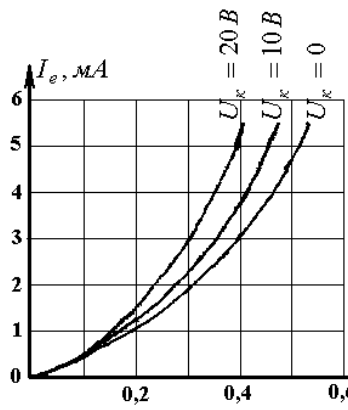


Рис.8. Сімейство вхідних характеристик для схеми СБ

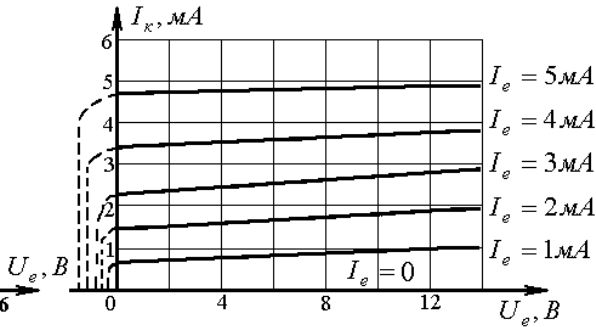


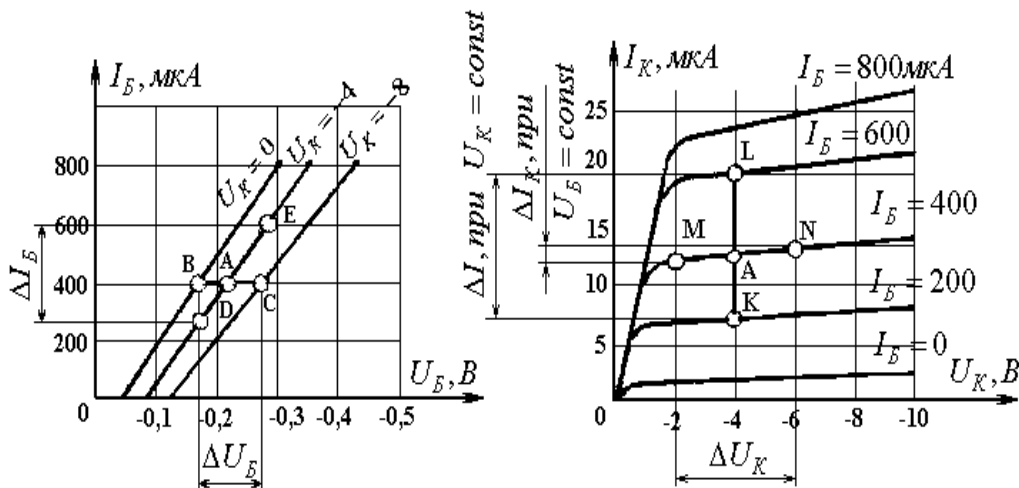
Рис.9. Сімейство вихідних характеристик для схеми СБ

$I_b=f(U_b)$ при $U_k=const$

2. Вихідна характеристика

Вихідною характеристикою для схеми зі спільним емітером називають залежність струму колектора від напруги колектора при постійному струмі бази:

$$I_k=f(U_k) \text{ при } I_b=const$$



Сімейства вхідних характеристик для схеми СЕ

Сімейства вихідних характеристик для схеми СЕ

Рис.10

Типові сімейства вхідних та вихідних характеристик транзистора для схеми зі спільним емітером зображені на рис.10.

2.4. Система "h" - параметрів

Для аналізу та розрахунку схем на біполярних транзисторах параметрів α та β недостатньо. В біполярних транзисторах діють чотири змінні величини:

вхідні напруга U_1 та струм I_1 та

вихідні напруга U_2 та струм I_2 .

Так для схеми зі спільним емітером під вхідними величинами слід вважати напругу та струм бази U_b, I_b , а під вихідними-напругу та струм колектора U_k, I_k .

Із вказаних змінних величин дві є незалежними. Від вибору незалежних змінних визначається система параметрів. Існують системи "Y", "Z" та "h"- параметрів.

Для системи "h"- параметрів незалежними змінними є струм бази I_b та напруга колектора U_k . Напруга бази U_b та струм колектора I_k є функціями:

$$U_b=f_1(I_b, U_k);$$

$$I_k=f_2(I_b, U_k).$$

Вирази для повних диференціалів цих функцій мають вигляд :

$$dU_{\text{б}} = \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}} dI_{\text{б}} + \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial U_{\text{к}}} dU_{\text{к}}$$

$$dI_{\text{к}} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}} dI_{\text{б}} + \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{к}}} dU_{\text{к}}$$

Частинні похідні в цих виразах називаються "h"- параметрами та позначаються літерою "h" з індексами (індекс "1"- для вхідних величин, індекс "2"- для вихідних):

$$h_{11} = \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{к}} = \text{const};$$

$$h_{12} = \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial U_{\text{к}}} \quad \text{при} \quad I_{\text{б}} = \text{const};$$

$$h_{21} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{к}} = \text{const};$$

$$h_{22} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{к}}} \quad \text{при} \quad I_{\text{б}} = \text{const}.$$

Для спрощення графічного визначення "h"- параметрів по сімействам характеристик доцільно представити частинні похідні приблизно через відношення кінцевих приростів:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta I_{\text{б}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{к}} = \text{const};$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta U_{\text{к}}} \quad \text{при} \quad I_{\text{б}} = \text{const};$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{б}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{к}} = \text{const};$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{к}}} \quad \text{при} \quad I_{\text{б}} = \text{const}.$$

Фізичний смисл "h"- параметрів такий:

h₁₁-Вхідний опір транзистора (має величину 100-1000 Ом);

h₁₂-Коефіцієнт зворотнього зв'язку за напругою (дорівнює 0,002-0,0002)

h₂₁-коефіцієнт передачі за струмом, для схеми СЕ h_{21e}=β- для транзисторів, які випускаються має значення 10-200;

h₂₂-вихідна провідність транзистора (має значення 10⁻³ - 10⁻⁴ Ом⁻¹).

"h"- параметри транзистора визначаються графічно. Для цього на сімействах вхідних та вихідних характеристик вибирають робочу точку А (рис.10). На сімействі вхідних характеристик через точку А проводять відрізок ВС, паралельний осі абсцис, для якого I_б=const. Проекція цього відрізка на вісь абсцис дає ΔU_б, а різниця напруг U_к між кривими, на який спирається цей відрізок, дає ΔU_к. Таким чином параметр h₁₂ дорівнює:

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta U_{\text{к}}} = \frac{-0,28 - (-0,18)}{(-8) - 0} = 0,013$$

Потім через точку А необхідно відкласти по характеристиці відрізок DE, для якого U_к=const. Проекції цього відрізка на осі дадуть ΔU_б та ΔI_б при U_к=const. Таким чином :

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta I_{\text{б}}} = \frac{[-0,28 - (-0,18)]}{(600 - 220) \cdot 10^{-6}} = 260 \text{ Ом}$$

Аналогічно на сімействі вихідних характеристик через точку А проводять відрізок MN, який дає ΔU_к та ΔI_к при I_б=const та відрізок KL, який дає ΔI_б та ΔI_к при U_к=const. Таким чином :

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{к}}} = \frac{14,5 - 13,5}{[(-6) - (-2)]} = \frac{1 \text{ mA}}{4 \text{ V}} = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}^{-1}$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{k2}}{\Delta I_b} = \frac{20 - 6}{600 - 200} = \frac{14 \text{ mA}}{400 \text{ мкА}} = 35$$

Тут були розглянуті "h"- параметри для схеми зі спільним емітером. Для інших схем включень транзисторів "h"- параметри будуть іншими.

2.5. Динамічний режим

Представленні на рис.5,6,7 схеми відносяться до статичного режиму роботи транзистора. Будь-яка з цих схем може бути використана для підсилення сигналів. Для цього сигнал, який треба підсилити $U_{вх}$, необхідно ввести у вхідний ланцюг, а у вихідний ланцюг включити опір навантаження R_n , з якого знімається підсилений сигнал $U_{вих}$. В цьому випадку транзистор буде робити в динамічному режимі.

Схема підсилювача на транзисторі зі спільною базою зображена на рис.11., зі спільним емітером - на рис.12, зі спільним колектором - на рис.13. (На цих схемах джерела живлення позначені літерами E, як джерела е.р.с.).

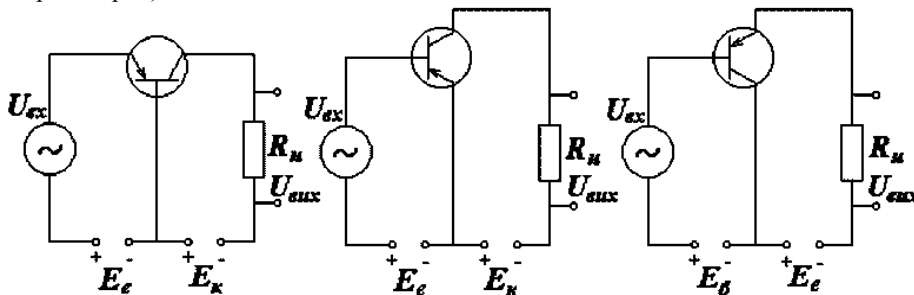


рис.11

Рис.12

рис.13

3. Опис стенду та методичні вказівки.

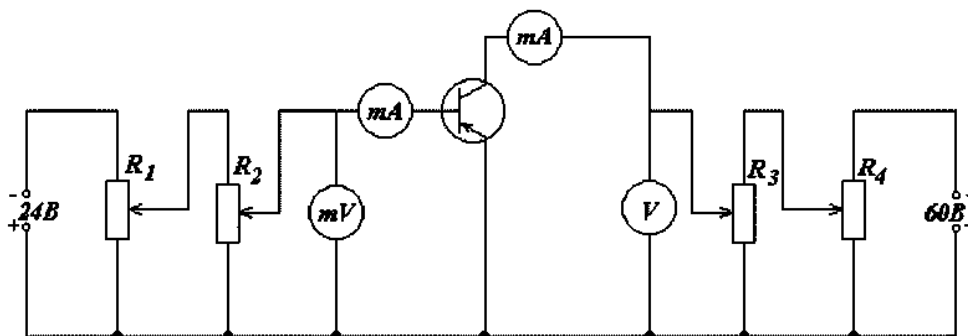


Рис.14

На рис.14 зображена схема для дослідження транзистора при включенні його зі спільним емітером, а на рис.15 - зі спільною базою.

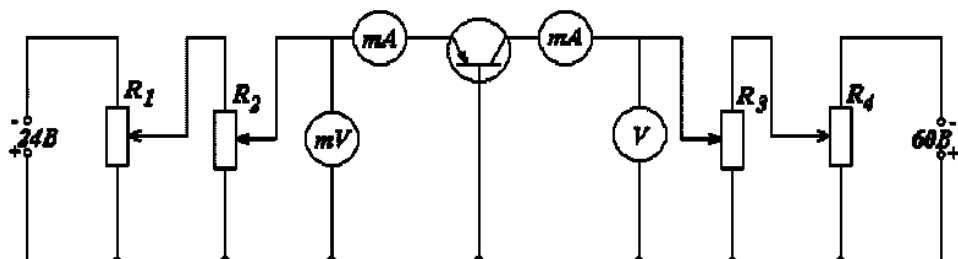


Рис.15

В обох схемах, як у вхідних, так і у вихідних ланцюгах встановлено по два потенціометри, що необхідно для плавної зміни напруг.

Полярність джерел живлення показана для випадку дослідження транзистора типу р-п-р.

При роботі з біполярним транзистором категорично забороняється перевищувати максимальні значення струмів та напруг, вказаних у довіднику для даного типу транзистора.

4. Порядок виконання роботи

4.1. Записати паспортні дані транзистора, який досліджується, та замалювати схему розташування його виводів.

4.2. Зібрати схему зі спільним емітером (рис.14) та встановити повзунки потенціометрів в крайні ліві положення.

4.3. Зняти дві вхідні характеристики для схеми зі спільним емітером:

$$I_b = f(U_b) \text{ при } U_c = \text{const}$$

для двох значень напруг колектора (за вказівкою викладача):

$U_{c1} =$

$U_{c2} =$

Результати досліджень занести в таблиці 1 та 2.

$U_{c1} =$

Табл.1

U_b , мВ										
I_b , мА										

$U_{c2} =$

Табл.2

U_b , мВ										
I_b , мА										

4.4. Зняти дві вихідні характеристики для схеми зі спільним емітером:

$$I_c = f(U_c) \text{ при } I_b = \text{const}$$

для двох значень струму бази (за вказівкою викладача):

$I_{b1} =$

$I_{b2} =$

Результати досліджень занести в таблиці 3, 4.

$I_{b1} =$

Табл.3

U_c , мВ										
I_c , мА										

$I_{b2} =$

Табл.4

U_c , мВ										
I_c , мА										

4.5. За даними п.3 та 4 побудувати вхідні та вихідні характеристики, за якими визначити h -параметри для схеми зі спільним емітером.

4.6. Зібрати схему зі спільною базою (рис.15) і встановити повзунки у крайнє ліве положення.

4.7. Зняти дві вхідні характеристики для схеми зі спільною базою:

$$I_e = f(U_e) \text{ при } U_c = \text{const}$$

для двох значень напруг колектора (за вказівкою викладача):

$U_{c1} =$

$U_{c2} =$

4.8. Зняти дві вихідні характеристики для схеми зі спільною базою:

$$I_c = f(U_c) \text{ при } I_e = \text{const}$$

для двох значень струму емітера (за вказівкою викладача):

$I_{e1} =$

$I_{e2} =$

4.9. Результати досліджень п.7, 8 занести в табл., побудувати вхідні та вихідні характеристики, за якими визначити h -параметри для схеми зі спільною базою.

5. Зміст звіту

Звіт повинен містити в собі:

1. Паспортні дані та схему розташування виводів транзистора, який досліджується.
2. Схеми дослідження.
3. Таблиці вимірів та характеристики.
4. h - параметри знайдені графічним шляхом.
5. Висновки по роботі.

6. Література

1. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: "Высшая школа", 1982, стр.-42-64.
2. Руденко В.С. Основы промышленной электроники, К.: "Вища школа", 1988, стр.24-25.
3. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники, К.: "Вища школа", 1987 стр.20-28.
4. Горбачев Г.Н. Чаплыгин Е.Е., Промышленная электроника. М., Энергоатомиздат, 1988 стр.20-28.

Лабораторна робота №3
"Дослідження однокаскадних підсилювачів звукових частот"

1. Мета роботи

- 1.1. Дослідження підсилювальних каскадів на біполярних та польових транзисторах в різних схемах ввімкнення.
- 1.2. Надбання навиків у створенні номінального режиму роботи транзистора за постійним струмом.
- 1.3. Зняття амплітудної та частотної характеристик підсилювальних каскадів.
- 1.4. Дослідження нелінійних та частотних спотворень в підсилювачах.
- 1.5. Визначення основних параметрів підсилювального каскаду.

2. Короткі теоретичні відомості

В системах автоматики та телемеханіки, в обчислювальній та вимірювальній техніці широко застосовуються електронні підсилювальні пристрої, які служать для підсилення електричних сигналів.

Підсилювальний пристрій - підсилювач складається із одного чи декількох каскадів підсилення. Підсилювальний каскад містить в собі активний елемент - транзистор та пасивні елементи - резистори, конденсатори, трансформатори.

Еквівалентна схема підсилювального каскаду може бути представлена у вигляді активного 4-х полюсника (рис.1).

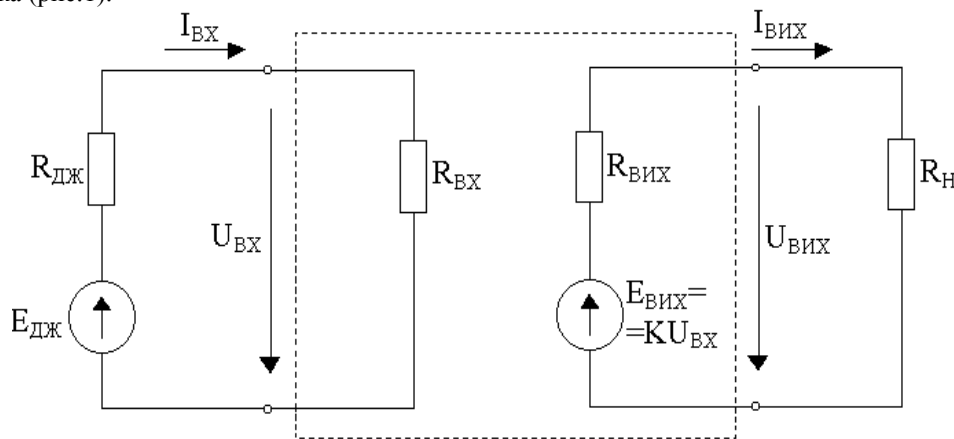


Рис.1.

До входних затискачів підключається джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги $U_{ВХ}$ ($E_{ДЖ}$ - е.р.с.; $R_{ДЖ}$ - внутрішній опір джерела).

Вихідний ланцюг підсилювача представлений у вигляді джерела напруги з е.р.с. $E_{ВИХ} = K U_{ВХ}$ та внутрішнім опором $R_{ВИХ}$, де K - коефіцієнт підсилення за напругою. До вихідних затискачів підключається опір навантаження $R_{Н}$.

Основні параметри та характеристики підсилювачів.

1. Коефіцієнти підсилення.

Якщо на вхід підсилювача подати синусоїдальну напругу:

$$U_{ВХ} = U_{ВХ} e^{j\psi_{ВХ}}$$

то напруга на виході (для лінійного підсилювача) також буде синусоїдальною:

$$U_{ВИХ} = U_{ВИХ} e^{j\psi_{ВИХ}}$$

Відношення $\frac{U_{вих}}{U_{вх}}$ є коефіцієнтом підсилення за напругою:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{U_{вих} e^{j\psi_{вих}}}{U_{вх} e^{j\psi_{вх}}} = K_U e^{j\psi}$$

де $K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}$ - модуль коефіцієнта підсилення за напругою;

$\psi = \psi_{ВИХ} - \psi_{ВХ}$ - фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами.

Аналогічно коефіцієнти підсилення за струмом та за потужністю дорівнюють:

$$K_I = K_I e^{j\psi}$$

де $K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}}$ - модуль коефіцієнта підсилення за струмом

$$K_p = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}$$

Коефіцієнти підсилення (їх модулі) часто визначають в логарифмічних одиницях - децибелах:

$$K_u \text{ (дБ)} = 20 \lg K_u = 20 \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}};$$

$$K_I \text{ (дБ)} = 20 \lg K_I = 20 \lg \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}};$$

$$K_p \text{ (дБ)} = 10 \lg K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}};$$

2. Вхідний та вихідний опір.

Вхідний опір підсилювача $R_{\text{вх}}$ - це опір між вхідними клемми підсилювача для змінного струму:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}};$$

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ - це опір між вихідними клемми при відключеному навантаженні R_H та при $U_{\text{вх}} = 0$.

3. Вихідна потужність

Вихідна потужність - це потужність сигналу, яка виділяється в опорі навантаження:

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_H} = I_{\text{вих}}^2 R_H$$

4. Чутливість.

Чутливість - необхідна вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ для одержання номінальної потужності $P_{\text{вих}}$. Чим менша $U_{\text{вх}}$, яка забезпечує необхідне значення вихідної потужності, тим вища чутливість.

5. Коефіцієнт корисної дії.

Коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = \frac{T_{\% \text{ЦЦ}}}{T_p};$$

де P_O - потужність, що споживається підсилювачем від джерела живлення.

6. Смуга пропускання.

Це діапазон частот, в якому коефіцієнт підсилення змінюється не більше, ніж це допустимо технічним умовам. Наприклад, в підсилювачах, призначених для звуковідтворення, допустимі зміни K_u в межах пропускання не більше 3 дБ.

7. Амплітудна характеристика.

Амплітудна характеристика - це залежність $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ при $f = \text{const}$ (напр. $f_0 = 1 \text{кГц}$) представлена на рис.2.

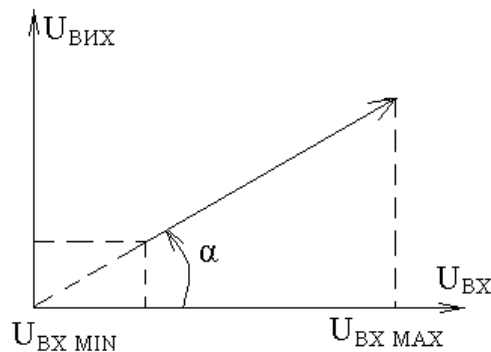


Рис.2.

По амплітудній характеристиці можна визначити коефіцієнт підсилення

$$K_U = \text{tg} \alpha \frac{m_{\text{вих}}}{m_{\text{вх}}}$$

де $m_{\text{вих}}$ та $m_{\text{вх}}$ - масштаби по координатним осям) та динамічний діапазон

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$$

В децибелах $D \text{ (дБ)} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$;

$U_{\text{вх min}}$ - це таке значення вхідного сигналу, нижче якого дає себе взнаки вплив власних шумів підсилювача;

$U_{\text{вх max}}$ - це таке значення вхідного сигналу, вище якого виникають нелінійні спотворення.

8. Частотна характеристика.

Частотна характеристика - це залежність модуля коефіцієнта підсилення (за напругою) від частоти:

$$K_U = \varphi(f) \text{ (рис. 3)}$$

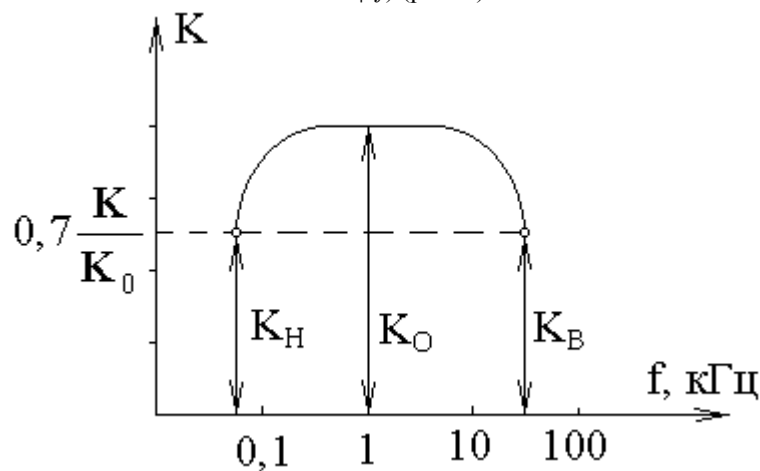


Рис.3.

При побудованні частотної характеристики на осі абсцис використовують логарифмічний масштаб.

На осі ординат відкладають K в абсолютних значеннях або у відносних значеннях $\frac{K}{K_0}$, де K_0 - коефіцієнт підсилювання на частоті $f_0 = 1$ кГц (так як це зроблено на рис.4.), або ж у децибелах.

Смуга пропускання на рис.3 та на рис.4 визначена на рівні $0,7 \frac{K}{K_0}$. На межах полоси $f_H \div f_B$ коефіцієнт підсилення відповідно K_H та K_B .

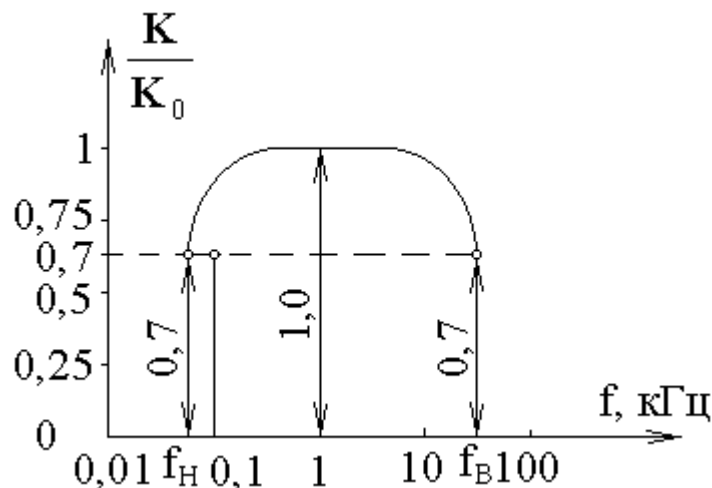


Рис.4.

9. Спотворення в підсилювачах.

При проходженні сигналу через підсилювач відбувається не тільки його підсилення, а й спотворення (перекручення). Розрізняють три види спотворень: частотні, фазові та нелінійні:

а) частотні спотворення полягають, в неоднаковому підсиленні коливань різних частот, тобто коефіцієнт підсилення змінюється із зміною частоти. Причиною частотних спотворень є наявність в підсилювачі реактивних елементів С та L (розділюючих конденсаторів, міжелектродних ємностей транзисторів, індуктивностей трансформаторів та інше).

Для кількісної оцінки користуються коефіцієнтами частотних спотворень:

$$\text{на нижчій частоті: } M_H = \frac{K_0}{K_H};$$

$$\text{на вищій частоті: } M_B = \frac{K_0}{K_B};$$

або в децибелах

$$M_H (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{K_0}{K_H};$$

$$M_B (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{K_0}{K_B};$$

б) фазові спотворення полягають у тому, що фазові зсуви коливань різних частот на виході підсилювача не такі, як на вході. Причиною фазових спотворень також є наявність в підсилювачі реактивних елементів.

Частотні та фазові спотворення відносяться до лінійних спотворень, тому що вони пов'язані з лінійними елементами С і L. У випадку синусоїдального вхідного сигналу частотні та фазові спотворення не впливають на його форму, тобто вихідний сигнал також буде синусоїдальним.

У випадку, коли вхідний сигнал не являється синусоїдальним, то його гармонічні складові при проходженні через підсилювач будуть підсилюватись та зсуватись за фазою неоднаково, тому вихідний сигнал за формою буде відрізнятися від вхідного.

в) нелінійні спотворення являють собою зміну форми підсилюємих коливань при проходженні через підсилювач.

Причина нелінійних спотворень є наявність в підсилювачі нелінійних елементів. Це, в першу чергу, транзистори при роботі на нелінійній ділянці характеристики, а потім трансформатори, які вносять спотворення за рахунок нелінійності намагнічування сердечника.

При подачі на вхід підсилювача синусоїдальної напруги $U_{вх} = U_{мвх} \sin \omega t$ напруга на виході внаслідок нелінійних спотворень буде складною (з'являються вищі гармоніки).

Її можна представити у вигляді ряду Фур'є:

$$U_{вих} = U_0 + U_{m1} \sin(\omega t + \psi_1) + U_{m2} \sin(2\omega t + \psi_2) + U_{m3} \sin(3\omega t + \psi_3) + \dots$$

де U_{m1} - амплітуда основної (підсилювальної) частоти ;

$U_{m2}, U_{m3}, U_{m4} \dots$ - амплітуди 2-ї, 3-ї, 4-ї ... гармонік.

Для кількісної оцінки нелінійних спотворень вводять поняття коефіцієнта гармонік:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2 + \dots}}{U_{m1}}$$

3. Опис установки та методичні вказівки.

На робочому місці є стенд ЕС44 та осцилограф СІ-67.

Стенд складається із:

- генератора синусоїдальних коливань із діапазоном частот $f = 0,02 - 200$ кГц (зліва внизу);
- вхідного (зліва) та вихідного (справа) пристроїв підсилювального каскаду;
- підсилювального каскаду, схему якого можна змінити зміною плат 1, 2, 3 ... 7 (в центрі стенду);
- блоку живлення (справа знизу);
- вимірювальні прилади (зверху та справа внизу) для вимірювання струмів I_{δ}, I_E біполярного та I_B польового транзисторів та напруги джерела живлення колектора E_K біполярного та стоку E_C польового транзисторів. Переключення джерел здійснюється тумблером "Е_к-Е_с";

В нижній частині стенду знаходяться гнізда 5, 6 ... 10 для підключення осцилографа до різних точок схеми та потенціометри $R_{д1}, R_{д2}, R_E, R_K, R_C, R_U, E_K/E_C$ за допомогою яких встановлюється номінальний режим роботи транзистора.

При дослідженні підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах тумблер "Е_к-Е_с" переводиться в нижнє положення, а на польових транзисторах - в верхнє. Підсилювальний каскад, в залежності від установленої плати, може мати одну із слідуєчих схем:

- плата №1 - каскад за схемою СЕ;
 №2 - каскад за схемою СК (емітерний повторювач);
 №3 - каскад за схемою СБ;
 №4 - каскад на складовому транзисторі (схема Дарлінгтона);
 №5 - каскодна схема підсилення на біполярних транзисторах;
 №6 - каскад на польовому транзисторі за схемою СВ;
 №7 - каскад на польовому транзисторі за схемою СС (витіковий повторювач).

Загальна методика дослідження.

1. Підготовка установки до роботи

- Установити плату каскаду, що досліджується;
 Тумблер "Е_к-Е_с" перевести в положення "Е_к" для біполярних транзисторів (плати №№ 1,2,3,4,5) та в положенні "Е_с" для польових (плати №№ 6 та 7);
 Підключити резистор дільника R_{д2} та конденсатора C_{Е2} (C_{И2}) - тумблер S3 перевести в верх, а S4 - вниз;
 Встановити ручки резисторів R_{д1}, R_{д2}, R_Е, R_U в середнє положення, R_к/R_с та R_н - в крайнє праве положення (тобто R_к= R_с= R_н=10 кОм);
 Підключити вхідний ланцюг до входу каскаду, а до виходу - підключити навантаження R_н (тумблери S1 та S2 - перевести в крайнє положення);
 Підключити вихід генератора (гнізда "1:1-⊥" чи "1:10-⊥") до входу підсилювача (гніздо "1-2");
 За допомогою ручок генератора "Частота, кГц" встановити приблизно f=1кГц;
 Резистор R_Г, імітуючий внутрішній опір генератора, встановити в крайнє ліве положення R_Г = 0;
 Ручку "вихід" генератора повернути на 1-2 ділення;
 Включити стенд та осцилограф в мережу;
 за допомогою осцилографа переконатися в наявності сигналу на вході каскаду U_{вх} (гніздо "4-⊥") та виході U_{вих} (гнізда "11-12");

2. Створення номінального режиму роботи за постійним струмом.

- Ручкою E_к/E_с встановити номінальну напругу живлення 12 В;
 На вхід каскаду подати напругу від генератора

$$U_{вх} = 10 \text{ мВ}; f = 1 \text{ кГц};$$
 напругу та частоту вимірювати осцилографом;
 Підключити осцилограф до виходу каскаду (гнізда "11-12"); для біполярних транзисторів, підбираючи зміщення на базу U_{Б0}, за допомогою плечей дільника R_{д1} та R_{д2}, а також за допомогою R_Е, добитися підсилення без нелінійних спотворень; для польових транзисторів зміщення на затвор U_{з0} встановлюється за допомогою R_U (резистора в ланцюзі витоку); підбираючи значення R_к (R_с) та R_Е (R_U) добитися максимального підсилення, тобто одержання U_{вих max} без нелінійного спотворення.

3. Визначення вхідного R_{вх} та вихідного R_{вих} опорів.

- Для вимірювання вхідного опору R_{вх} треба подати на вхід підсилювача (гнізда "1-2") напругу від генератора U_{вх} = 10мВ.
 При цьому встановити R_Г = 0. Струм у вхідному ланцюзі можна визначити за спадом напруги U₃₋₄ на вимірювальному резисторі у вхідному ланцюзі.
 R_{вим} = 60 Ом (гнізда "3-4")

$$I_{вх} = \frac{U_{3-4}}{R_{вим}}$$

Вхідний опір каскаду дорівнює:

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_{3-4}} \cdot R_{вим}$$

Вихідний опір R_{вих} визначається так:

спочатку потрібно найти вихідний струм I_{вих}.

$$I_{вих} = \frac{U_{R_{вим}}}{R_{вим}}, \text{ при ввімкненому навантаженні } R_{н} = 10 \text{ кОм},$$

де R_{вим} = 160 Ом - вимірювальний резистор в ланцюзі колектора,

U_{R_{вим}} - падіння напруги сигналу на цьому резисторі.

$$\text{Тоді: } R_{вих} = \frac{U_{вихxx} - U_{вих}}{I_{вих}} = \frac{U_{вихxx} - U_{вих}}{U_{R_{вим}}} \cdot R_{вим}$$

де $U_{\text{вих хх}} = E_{\text{вих}}$ - напруга сигналу на виході при холостому ході (див. рис.1.), тобто при відключеному навантаженні, SA_2 - в середньому положенні;

$U_{\text{вих хх}}$ - вимірювати в гніздах "10-1";

$U_{\text{Рвим}}$ - вимірювати в гніздах "5-10" (плата №№ 1,3,5 та 6)

"6-10" (плата №2)

"1-6" (плата №4)

$U_{\text{вих}}$ - вихідна напруга при включеному навантаженні

$R_H = 10 \text{ кОм}$ (гнізда "11-12")

4. Зняття амплітудної характеристики

$$U_{\text{вих}} = \varphi(U_{\text{вих}}) \quad \text{при } f = \text{const}$$

Вимірювання $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$ здійснюються за допомогою осцилографа (гнізда "4-1", "11-12"). При цьому встановити частоту генератора $f_0 = 1 \text{ кГц} = \text{const}$. $U_{\text{вх}}$ змінювати від $U_{\text{вх min}}$ до $U_{\text{вх max}}$.

5. Зняття частотної характеристики.

Модуль коефіцієнта підсилення за напругою визначається як відношення діючих (чи амплітудних) значень вихідної та вхідної напруг:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{m \text{ вих}}}{U_{m \text{ вх}}}$$

Для вимірювання зручніше взяти розмах напруг:

$$K_U = \frac{2U_{m \text{ вих}}}{2U_{m \text{ вх}}}$$

При цьому встановити значення вхідної напруги таким, щоб не було нелінійних спотворень:
 $U_{\text{вх}} = 10 \div 100 \text{ мВ}$.

Частотну характеристику знімати з урахуванням побудови її в логарифмічному масштабі по осі частот, тобто на осі абсцис відкладати відрізки, пропорційні не частоті f , а її десятковому логарифмові $lg f$. Для цього треба брати значення частоти по одній із формул:

$$f = 10^n \quad (\text{де } n = 0,1,2,3 \dots) \quad (5.1)$$

$$\text{чи } f = 2^n \cdot 16 \quad (\text{де } n = 0,1,2,3 \dots) \quad (5.2)$$

$$\text{чи } f = 2^n \cdot 100 \quad (\text{де } n = 0,1,2,3 \dots) \quad (5.3)$$

На осі ординат відкладати відносне значення коефіцієнта підсилення K/K_0 , де K_0 - коефіцієнт підсилення на середній частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$.

4. Порядок виконання роботи.

1.1. За вказівкою керівника дослідити 1-3 підсилювальних каскадів. Для кожного з них виконати наступне:

1.2. Підготувати установку до роботи та встановити номінальний режим (див. п. III-1 та III-2);

1.3. Визначити вхідний та вихідний опір $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{вих}}$ (див. п. III-3);

1.4. Зняти та побудувати амплітудну характеристику $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ при $f_0 = 1 \text{ кГц}$ (див. п. III-4 та II-7). На лінійній частині характеристики визначити модуль коефіцієнта підсилення за напругою K_U . Визначити в децибелах D (дБ);

1.5. Зняти та побудувати частотну характеристику

$$K/K_0 = \psi(f);$$

Частотну характеристику знімати з урахуванням побудови її в логарифмічному масштабі по осі частот, для чого брати стандартні значення частоти f , приблизно відповідні формулі (5.2) (див. п. III-5). Стандартні значення f вказані в таблиці 1.

При побудові характеристики на осі ординат відкладають відносні значення коефіцієнта підсилення K/K_0 .

Результати вимірювань та обчислювань звести в таблицю 1.

По частотній характеристиці визначити смугу пропускання $\Delta f = f_H \div f_B$ при заданих частотних спотвореннях.

Середня частота $f_0 = 1 \text{ кГц}$.

Таблиця 1

$f, \text{Гц}$	16	31,5	63	140	250	500	1000	2000	4000
$2 U_{\text{вх}}, \text{В}$									
$2 U_{\text{вих}}, \text{В}$									
$K_U = \frac{2U_{\text{м вих}}}{2U_{\text{м вх}}}$									
K_U / K_O									

Дослідити виникнення нелінійних спотворень. Для цього встановити частоту генератора

$$f_0 = 1 \text{ кГц}$$

Зняти осцилограми вхідної та вихідної напруг :

$$U_{\text{вих}} = f(t)$$

$$U_{\text{вх}} = \psi(t)$$

для двох випадків:

а) при слабкому вхідному сигналі $U_{\text{вх}} = 10 \div 100 \text{ мВ}$;

б) при сильному вхідному сигналі $U_{\text{вх}} = 1 \div 2 \text{ В}$.

(всього 4 осцилограми).

При знятті осцилограм обов'язково викреслювати координатні осі, вказуючи в масштабі на осі абсцис час t , а на осі ординат - осцилографуємі напруги.

Для кожного заданого каскаду провести додаткові дослідження :

Плата № 1 - підсилювач за схемою СЕ (зі спільним емітером);

а) встановити оптимальний опір колекторного навантаження R_K ;

б) перевести тумблер S_4 в верхнє положення, включити конденсатор $C_E = 2,0 \text{ мкФ}$. Визначити в схемі наявність негативного зворотнього зв'язку. Визначити його характер (послідовний, паралельний, за струмом, за наругою). Розрахувати коефіцієнт зворотнього зв'язку β на середній частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$.

Плата № 2 - підсилювач за схемою СК (зі спільним колектором)

а) встановити $R_E = 680 \text{ Ом}$;

б) дослідити вплив опору навантаження R_H на коефіцієнт підсилення K_0 на частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$ для двох різних конденсаторів зв'язку:

$$C_3 = 0,25 \text{ мкФ} \quad \text{та} \quad C_4 = 20 \text{ мкФ};$$

Плата № 3 - підсилювач за схемою СБ (зі спільною базою)

а) дослідити вплив опору R_K на коефіцієнт підсилення. При цьому $R_H = 10 \text{ кОм} = \text{const}; f_0 = 1 \text{ кГц}$

Плата № 4 - схема Дарлінгтона:

а) визначити вплив величини опору R_E та R_H на коефіцієнт підсилення (включений конденсатор $C_4 = 20 \text{ мкФ}$), на частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$.

Плата № 5 - каскодна схема:

а) підібрати оптимальне значення R_K , при нижньому положенні тумблера S_4 (включений конденсатор $C_{E5} = 500 \text{ мкФ}$);

б) перевести тумблер S_4 в верхнє положення (включений конденсатор $C_{E1} = 2 \text{ мкФ}$), встановити наявність в схемі негативного зворотнього зв'язку, визначити його характер (послідовний, паралельний, за струмом, за наругою) та розрахувати коефіцієнт зворотнього зв'язку β на частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$.

Плата № 6 - підсилювач за схемою СВ (зі спільним витокм):

а) встановити оптимальне значення зміщення на затворі U_{30} , змінюючи R_U ;

б) підібрати оптимальне значення R_C ;

Пункти "а" та "б" виконувати з включеним конденсатором $C_{U2} = 500 \text{ мкФ}$ (S_4 - у нижньому положенні).

в) встановити наявність в схемі негативного зворотнього зв'язку.

Розрахувати коефіцієнт зворотнього зв'язку β на частоті $f_0 = 1 \text{ кГц}$ для трьох випадків:

1. без шунтуючого конденсатора в ланці витоку (S_4 - у середньому положенні);
2. з включеним конденсатором $C_{U1} = 2 \text{ мкФ}$ (S_4 - у верхньому положенні);
3. з включеним конденсатором $C_{U2} = 500 \text{ мкФ}$ (S_4 - у нижньому положенні);

Плата № 7 - підсилювач за схемою СС (зі спільним стоком):

а) встановити вплив R_U на коефіцієнт підсилення K_U при $f_0 = 1 \text{ кГц}$ та включеному навантаженні $R_H = 10 \text{ кОм}$ (тумблер S_2 - у нижньому положенні).

5. Зміст звіту.

Звіт має містити в собі:

1. Схеми досліджуваних каскадів та їх опис.
2. Значення $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{вих}}$.
3. Амплітудні та частотні характеристики. Динамічний діапазон D (дБ).
4. Смугу пропускання $\Delta f = f_n \div f_v$.
5. Осцилограми напруг (4 осцилограми).
6. Результат додаткових досліджень окремих каскадів.

6. Література

1. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: "Высшая школа", 1982.
2. Руденко В.С. Основы промышленной электроники, К.: "Вища школа", 1985.
3. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е., Промышленная электроника. М. "Энергоатомиздат", 1988.

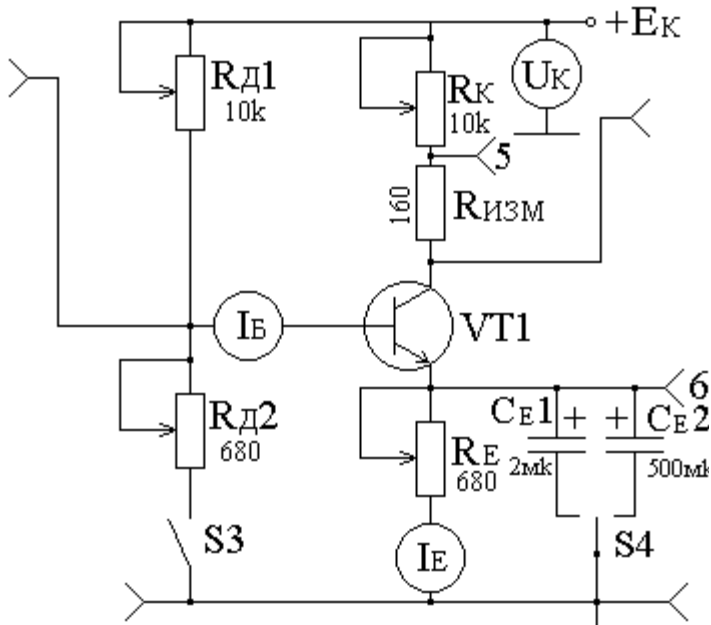


Рис. 1

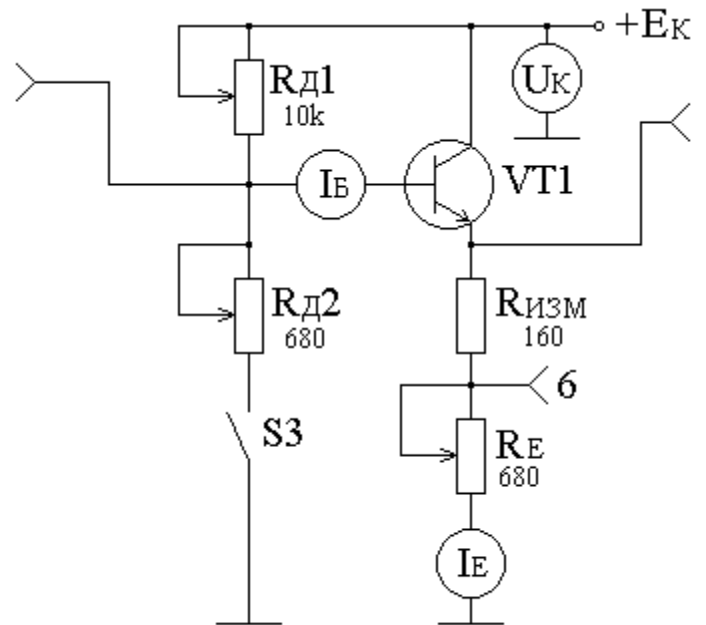


Рис. 2

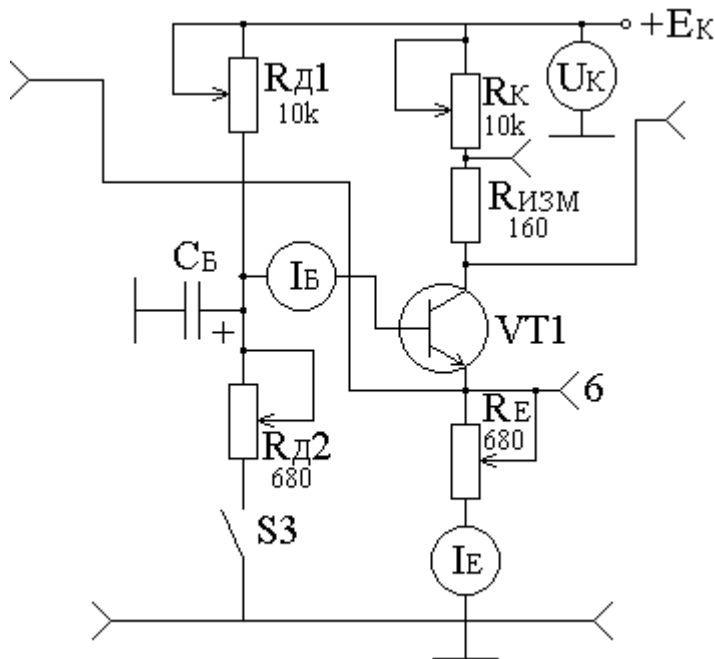


Рис. 3

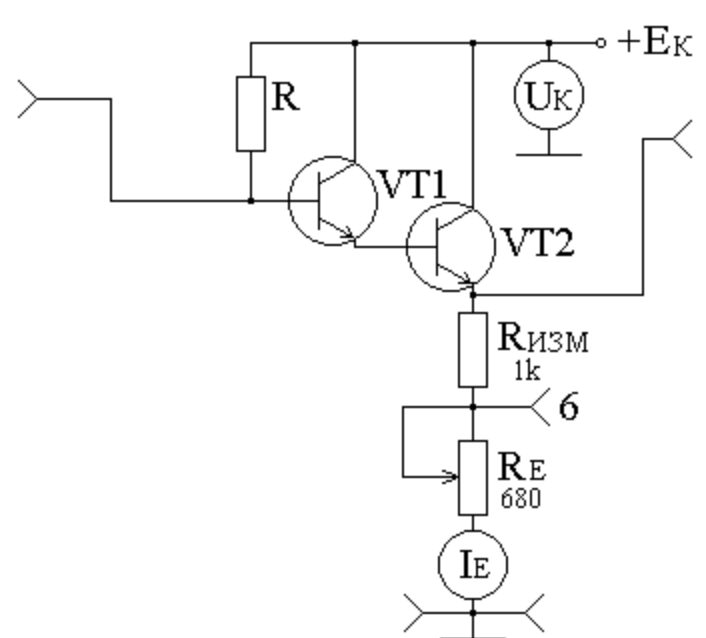


Рис. 4

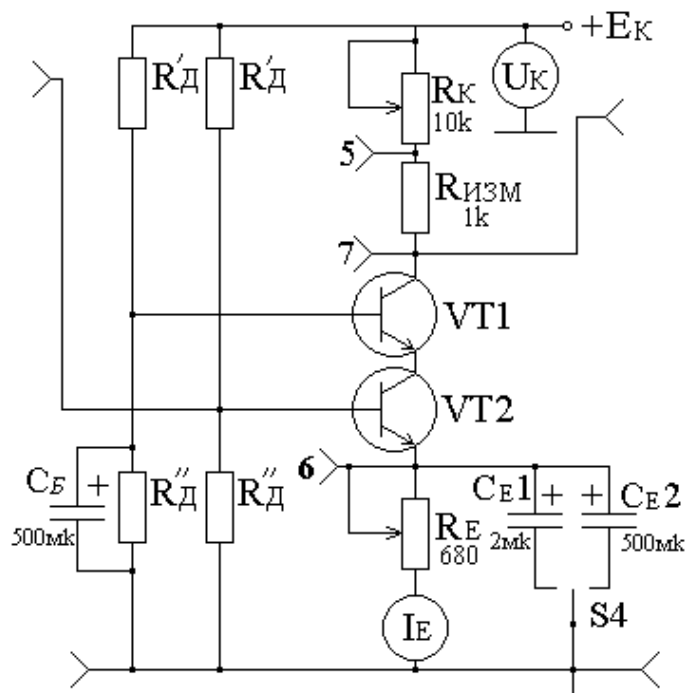


Рис. 5

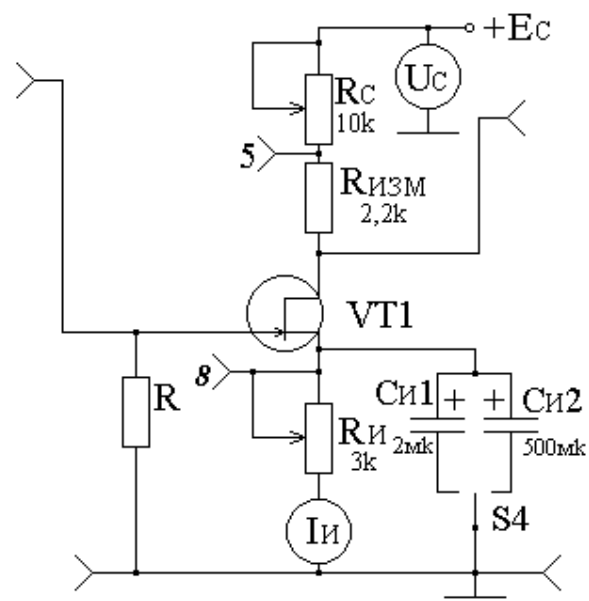


Рис. 6

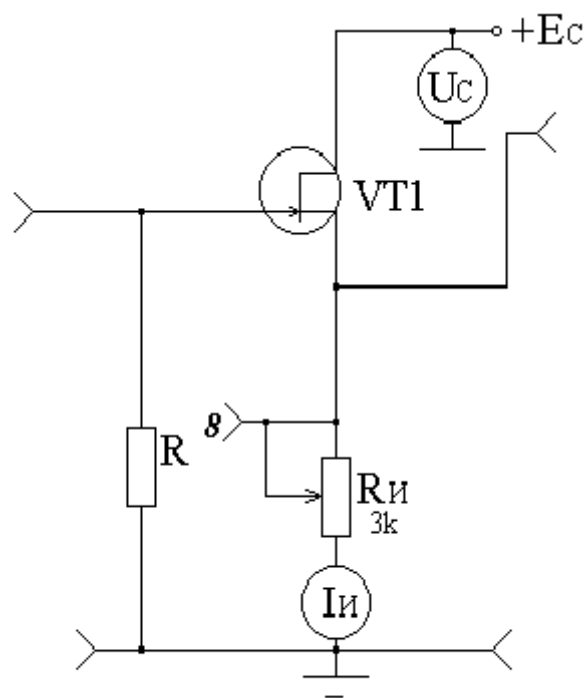


Рис. 7

Лабораторна робота №4
“Дослідження багатокаскадних підсилювачів низької частоти”

1. Мета роботи

- 1.1. Дослідження двокаскадного підсилювача низької частоти з ємнісним зв'язком, зібраного на транзисторах.
- 1.2. Дослідження двокаскадного підсилювача низької частоти з ємнісним зв'язком, зібраного на ІМС.

2. Теоретичні відомості

Багатокаскадні підсилювачі використовують при підсиленні малих вхідних сигналів у випадку, коли одного каскаду підсилення недостатньо для одержання необхідного коефіцієнта підсилення. В багатокаскадних підсилювачах каскади з'єднані послідовно, тобто вихідний сигнал першого або іншого проміжного каскаду є вхідним сигналом наступного каскаду. Навантаженням вказаних каскадів є вхідний опір наступного каскаду. Вхідний і вихідний опір підсилювача визначається відповідно вхідним та вихідним каскадами.

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення всіх каскадів, що входять до підсилювача:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot \dots \cdot K_{un}$$

В залежності від виду зв'язку між каскадами розрізняють підсилювачі з конденсаторним, трансформаторним та безпосереднім зв'язком.

Наявність в схемі підсилювача конденсаторів та залежність параметрів транзисторів від частоти приводить до того, що при зміні частоти вхідного сигналу, напруга на виході підсилювача змінюється як за амплітудою, так і за фазою. У зв'язку з цим коефіцієнт підсилення підсилювача є комплексною величиною: $K_u = K_u^{j\omega}$.

Залежність модуля коефіцієнта підсилення K_u від частоти визначає амплітудно-частотну характеристику /АЧХ/ підсилювача, а залежність кута фазового зсуву від частоти - його фазово-частотну характеристику /ФЧХ/. В області середніх частот коефіцієнт підсилення практично не залежить від частоти. З переходом у область низьких частот помітно падіння напруги сигналу, що підсилюється, на частото-залежних опорах роздільних конденсаторів C_p , виконуючих роль послідовних елементів дільників напруги в ланцюгах багатокаскадних зв'язків. Із зниженням частоти сигналу збільшується також ємнісний опір конденсаторів C_e в ланцюгах емітерів в результаті чого збільшується величина послідовного негативного зворотнього зв'язку /НЗЗ/ за струмом. В обох випадках відбувається зниження підсилення, причому, тим більше, чим нижче частота сигналу.

Зменшення модуля коефіцієнта підсилення в області низьких частот K_{un} враховується коефіцієнтом частотних спотворень підсилювача:

$$M_H = \frac{K_{uo}}{K_{un}}, \quad \text{де } K_{uo} - \text{коефіцієнт підсилення на середній частоті } f_0 = 1 \text{кГц}$$

який являє собою добуток коефіцієнтів частотних спотворень окремих каскадів. Вплив кожного роздільного конденсатора визначається величиною постійної часу τ_p та частотою сигналу, що підсилюється ω :

$$M_H = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \cdot \tau_H} \right)^2}$$

Так, для першого каскаду підсилювача, постійна часу τ_H визначається виразом:

$$\tau_{H1} = C_{p1}(R_r + R_{vx1}),$$

де C_{p1} -ємність конденсатора зв'язку; R_r - внутрішній опір джерела сигналу; R_{vx1} - вхідний опір першого каскаду.

Аналогічно визначаються постійні часу і для інших каскадів, тобто для інших конденсаторів зв'язку.

Факторами, що впливають на характеристики підсилювачів в області високих частот, є залежність коефіцієнта β транзистора від частоти та наявність ємності колекторного переходу $C_k(e)$. Про ступінь зменшення коефіцієнта β судять по граничній частоті f_b , на якій його значення зменшується у $\sqrt{2}$ разів відносно величини β_0 , дійсної для області середніх частот.

Коефіцієнт частотних спотворень в області високих частот ω_b визначається виразом:

$$M_e = \sqrt{1 + (\omega_e \cdot \tau_e)^2},$$

де $\tau_b = \tau_\beta + \tau_k$ - еквівалентна постійна часу каскаду в області високих частот.

Постійна часу τ_β дорівнює часу життя неосновних носіїв у базі і пов'язана з граничною частотою f_b виразом:

$$\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}}$$

а постійна часу τ_{κ} визначається параметрами колекторного ланцюга каскаду:

$$\tau_{\kappa} = C_{\kappa} e (r_{\kappa} \parallel R_{\kappa} \parallel R_{\kappa})$$

Кути фазових зсувів в області низьких частот визначаються залежністю:

$$\varphi_{\text{н}} = \arctg \frac{1}{\omega_{\text{н}} \cdot \tau_{\text{н}}}$$

а в області високих частот виразом:

$$\varphi = -\arctg \omega_{\text{в}} \tau_{\text{в}}$$

Для багатокаскадних підсилювачів коефіцієнти частотних спотворень визначаються виразами:

$$M_{\text{н}} = M_{\text{н}1} \cdot M_{\text{н}2} \cdot \dots \cdot M_{\text{н}n}, \quad M_{\text{в}} = M_{\text{в}1} \cdot M_{\text{в}2} \cdot \dots \cdot M_{\text{в}n}$$

де n - кількість каскадів, а кут фазового зсуву знаходять як суму кутів фазових зсувнень, які утворюють всі каскади:

$$\varphi_{\text{н}} = \varphi_{\text{н}1} + \varphi_{\text{н}2} + \dots + \varphi_{\text{н}n}, \quad \varphi_{\text{в}} = \varphi_{\text{в}1} + \varphi_{\text{в}2} + \dots + \varphi_{\text{в}n}$$

Чутливість підсилювача S визначається співвідношенням:

$$S = \frac{U_{\text{min}}}{K_{\text{уо}}}$$

Відношення амплітуди максимально допустимої вихідної напруги до мінімально допустимої, називають динамічним діапазоном підсилювача:

$$D = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}}$$

Необхідно пам'ятати, що завдяки неминучій нелінійності вхідних та вихідних характеристик транзисторів, виникають спотворення форми вхідної напруги. Такі спотворення в підсилювачах називають нелінійними.

Мірою оцінки цих спотворень є коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача, який визначається у процентах:

$$K_{\text{Г}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1}} - 100\%$$

де P_2, P_3, P_4, P_n - потужності, що виділяються у навантаженні під дією 2-ої, 3-ої, 4-ої, n -ої гармонічних складових напруги;

P_1 - потужність, що обумовлюється основною гармонічною складовою напруги.

З огляду на те, що потужність пропорційна квадрату напруги (або струму), можна записати:

$$K_{\text{Г}} = \frac{\sqrt{U^2 m_2 + U^2 m_3 + U^2 m_4 + \dots + U^2 m_n}}{U m_1} - 100\%$$

де $U_{m2}, U_{m3}, U_{m4} \dots U_{mn}$ - амплітуди вищих гармонік, U_{m1} - амплітуда напруги сигналу (1-ої гармоніки).

3.Опис стенду

Стенд багатокаскадних підсилювачів низької частоти виконаний у вигляді настільного переносного приладу. Всі ручки та органи управління розміщені на передній панелі. Структурно стенд містить:

- підсилювач низької частоти на транзисторах;
- підсилювач низької частоти на ІМС;
- генератор звукових частот;
- вольтметри для виміру напруги живлення;
- блок живлення.

Транзисторний підсилювач низької частоти складається з двох каскадів, які виконані на транзисторах типу КТ315А. Органи контролю, керування та регулювання підсилювачем: SA1, SA2, SA3, SA4, SA5, SA6, SA7, ручки "Roc1", "Roc2", "Roc3", "Rn1", "Rn2" та гнізда "1"..."10".

Підсилювач низької частоти на інтегральних мікросхемах виконаний на двох ІМС К112УН1Б. На передній панелі розміщені: ручка "Rн", гнізда "11"... "16". Ручки регулювання в підсилювачі на транзисторах в ланцюгах зворотніх зв'язків "Roc1", "Roc2", "Roc3" та в підсилювачі на мікросхемах в ланцюзі навантаження "Rн" конструктивно суміщені з вимикачами цих ланцюгів. Ланцюг вимкнений у крайньому лівому положенні "Откл."

Генератор звукових частот "Генератор" призначений для отримання синусоїдальної напруги з частотою 20 Гц...20кГц та амплітудою 1В. Генератор має:

- перемикач діапазонів і ручку плавного встановлення частоти в межах кожного діапазону з загальною назвою "F, кГц";
- ручку плавного регулювання вихідної напруги з гніздами і загальною назвою "Uвих". З гнізд знімається чотири значення вихідної напруги "1:1", "1:10", "1:100".

Вольтметр для вимірювання постійних напруг джерел живлення Ек, які мають ручку регулювання напруг Ек1 і Ек2, перемикач для підключення вольтметра до відповідного джерела.

На передній панелі стенда також розміщені тумблер включення стенда та сигнальна лампа "Вкл."

Крім стенда, для виконання роботи використовують: частотомір ЧЗ-32, осцилограф С1-7І.

4.Порядок виконання роботи

Дослідження транзисторного багатокаскадного підсилювача низької частоти.

Зняти амплітудну характеристику підсилювача $U_{вих} = f(U_{вх})$ при $f=1$ кГц. Для цього необхідно вихід "1:1" та гніздо "⊥" з'єднати кабелем з входом "Вход А" частотоміру ЧЗ-32. Перемикач роду напруги частотоміру встановити в положення "~". Тумблер запуску "Внешн.", "Авт." встановити в положення "Авт.", а тумблер "Внутр.-Генератор" - в положення "Внутр.". Перемикач "Время счета S" встановити в положення "1" і ввімкнути тумблер "Сеть" частотоміра.

Підготовка стенда до включення

Перемикачі SA1, SA3, SA5 встановити в нижнє положення, а перемикачі SA4, SA6 - в крайнє праве положення. Визначити згідно принциповій схемі підсилювача значення ємності конденсаторів Ср2, Ср4, Ср5, Ср7. Тумблер SA7 встановити в крайнє праве положення. Ручки Rн1, Rн2 встановити в середнє положення. При цьому Roc1, Roc2, Roc3 та SA2 повинні бути в положенні "Откл.". Включити тумблер "Сеть". Перемикач "F, кГц" генератора встановити в положення "0,2-2", ручку "Uвих" встановити в крайнє лівє положення. Ручкою плавного регулювання частоти генератора встановити частоту 1кГц.

За допомогою осцилографа визначити амплітуду вихідної напруги генератора, яка є вхідною напругою підсилювача. Для цього вхідний кабель осцилографа підключити до гнізд "1:10" та "⊥" генератора. Перемикач "усиление" осцилографа встановити в таке положення, при якому амплітуда буде максимальною. Виконати відлік напруги і її значення занести в табл.1.

Виміряти вихідну напругу підсилювача, підключити осцилограф до клем "9" і "10" підсилювача. Наступні виміри вхідної та вихідної напруги виконувати таким же чином, встановлюючи ручкою "Uвих" різні значення вхідної напруги. Рекомендовані значення вхідної напруги приведені в таблиці. 1.

Амплітудна характеристика підсилювача на частоті 1 кГц.

Табл. 1.

$U_{м\ вх, мВ}$	3	10	20	30	40	50	60	70	100	120	150
$U_{м\ вих, мВ}$											

При зниженні амплітудної характеристики підсилювача звернути увагу, при якому значенні вхідної напруги форма вихідного сигналу відрізняється від синусоїдальної. Це значення занести в табл.1. окремо (в кінці таблиці). За даними таблиці 1. Побудувати залежність $U_{вих} = f(U_{вх})$.

2. Зняти частотну характеристику підсилювача без зворотніх зв'язків. Для цього тумблери SA1, SA3, SA4, SA5, SA6, SA7 залишити в тому ж стані. Ручкою "Uвих" генератора встановити вхідну напругу підсилювача $U_{вх} = 50...100$ мВ (клема "1"). Вихідна напруга генератора в діапазоні 20 Гц...20кГц стабільна. Змінюючи частоту вихідної напруги генератора виміряти амплітуду вихідної напруги підсилювача (клеми "9" та "10").

Данні вимірів занести в табл. 2.

Частотна характеристика підсилювача без зворотніх зв'язків.

Табл. 2.

$f, \text{Гц}$	16	31,5	63	140	250	500	f_0 1000	2000	4000
$2U_{m \text{ вх}}, \text{мВ}$									
$2U_{m \text{ вих}}, \text{мВ}$									
$K = \frac{2U_{m \text{ вх}}}{2U_{m \text{ вих}}}$							К ₀		
К/К ₀									

За даними таблиці 2 побудувати залежність $K/K_0 = \varphi(f)$.

3. Зняти частотну характеристику підсилювача охопленого негативними зворотніми зв'язками за струмом.

Зняття цієї характеристики виконується за методикою п.2, при цьому ручка Roc2 і тумблери SA4, SA6 повинні бути встановлені в середньому положенні, а ручки Roc1 і Roc3 – в крайнє ліве положення. Дані вимірів занести в таблицю 3.

Частотна характеристика підсилювача охопленого негативними зворотніми зв'язками за струмом.

Табл. 3

$f, \text{Гц}$	16	31,5	63	140	250	500	f_0 1000	2000	4000
$2U_{m \text{ вх}}, \text{мВ}$									
$2U_{m \text{ вих}}, \text{мВ}$									
$K = \frac{2U_{m \text{ вх}}}{2U_{m \text{ вих}}}$							К ₀		
К/К ₀									

4. Зняти частотну характеристику підсилювача з негативними зворотніми зв'язками за напругою.

Зняття характеристики виконується за методикою п.2, при цьому ручки "Roc1" та "Roc3" встановлюються в середнє положення, а тумблери SA4 та SA6 - в крайнє праве положення.

Данні вимірів занести в табл.4, форма якої така ж сама як і табл. 3 із заголовком "Частотна характеристика підсилювача з негативними зворотніми зв'язками за напругою".

5. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача на частотах $f_1 = 1 \text{ кГц}$ та $f_2 = 15 \text{ кГц}$. Глибину негативних зв'язків необхідно регулювати резисторами "Roc1" та "Roc3", вважаючи залежність зміни їх опору від кута обертання лінійною.

Дані вимірів занести в табл.5.

Залежність коефіцієнта підсилення від глибини НЗЗ за напругою $K = f(\beta\%)$

$f_1 = 1 \text{ кГц}$	Табл. 4									
$\beta\%$	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
К										

$f_2 = 15 \text{ кГц}$	Табл. 5									
$\beta\%$	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
к										

6. За даними таблиці 5: побудувати залежності $K = f(\beta\%)$ при $f_1 = 1 \text{ кГц}$ та $f_2 = 15 \text{ кГц}$.

7. Визначити вплив позитивного зворотнього зв'язку (ПЗЗ) за напругою на коефіцієнт підсилення підсилювача на частотах $f_1 = 1 \text{ кГц}$ та $f_2 = 15 \text{ кГц}$. Виміри виконувати при включеному НЗЗ за струмом тобто тумблери SA4, SA6 знаходяться в середньому положенні, а тумблери SA1, SA3, SA5 - в нижньому положенні. В цьому випадку НЗЗ за напругою відключені (Roc1, Roc3 встановлені в положення "откл"). Включення ПЗЗ виконується встановленням тумблера SA2 в нижнє положення.

Дослідження багатокаскадного підсилювача на ІМС

1. Зняти частотну характеристику підсилювача. Для чого встановити напругу живлення підсилювача $E_{к2}=12\text{В}$ (тумблер "Ек1-Ек2" встановити в положення "Ек2" і обертанням ручки встановити Ек2). На виході генератора (гн."1:10") встановити напругу 5...10 мВ і подати її на вхід підсилювача (гн."11"). Вихідну напругу підсилювача (гн."15") контролювати за допомогою осцилографа. Дані вимірів занести в табл. 6, форма якої відповідає формі табл.2. Заголовок табл.6 " Дослідження частотної характеристики багатокаскадного підсилювача на ІМС".

2. Визначити коефіцієнт підсилення першого та другого каскадів підсилювача. Входом першого каскаду є гн."11", а виходом - гн. "13". Входом другого каскаду є напруга в т. "14", а вихідна напруга вимірюється на гн. "15". Коефіцієнт підсилення каскадів визначається на частотах $f_1 = 1 \text{ кГц}$ та $f_2 = 15 \text{ кГц}$. Зняти амплітудну характеристику підсилювача на ІМС.

5. Зміст звіту

Зміст повинен складати:

1. Схеми досліджень /рис.1, рис.2/.
2. Графік функції $U_{вих}=f(U_{вх})$ при $f_1 = 1$ кГц.
3. Графік функції $K/K_0 = \varphi(f)$ без НЗЗ.
4. Графік функції $K/K_0 = \varphi(f)$ з НЗЗ за струмом.
5. Графік функції $K/K_0 = \varphi(f)$ з НЗЗ за напругою.
6. Графік функції $K=f(\beta)$ при $f_1 = 1$ кГц та $f_2 = 15$ кГц.
7. Графік функції $K/K_0 = \varphi(f)$ для підсилювача на ІМС.
8. Таблиці значень вказаних функцій.
9. Розрахунки по п.5 розділу.

6. Література

1. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: "Высшая школа", 1982.
2. Руденко В.С. и др. Промышленная электроника, К.: "Техніка", 1979.
3. Руденко В.С. и др. Основы промышленной электроники, К.: "Вища школа", 1988.

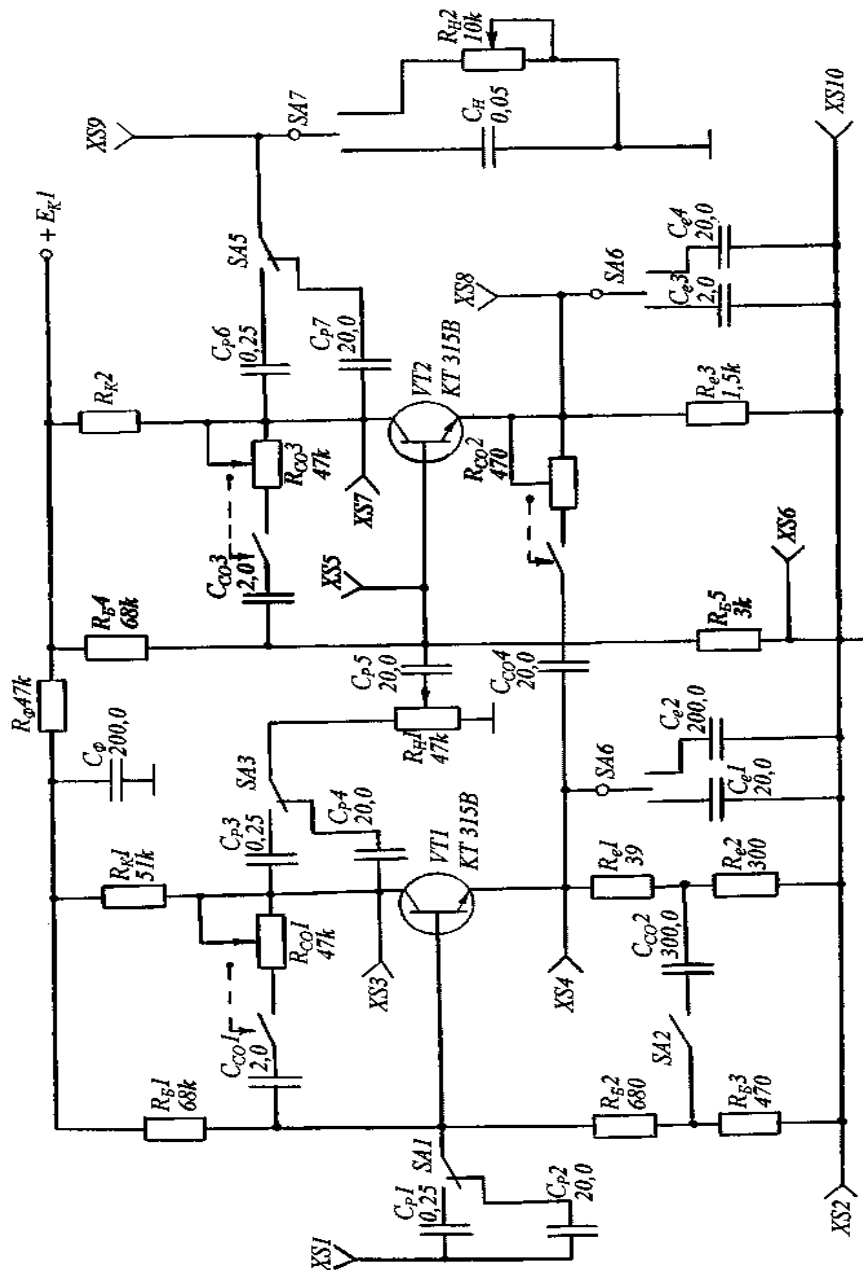
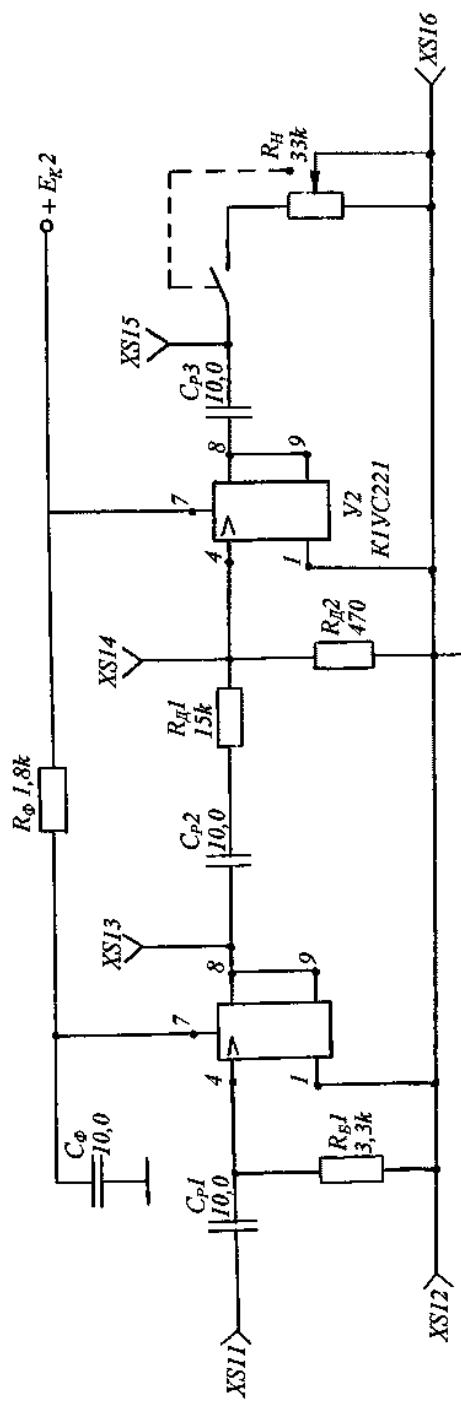


Рис. 1.



Puc. 2

Лабораторна робота №5
“Дослідження транзисторного мультівібратора”

1. Мета роботи

Вивчення роботи транзисторного симетричного мультівібратора з колекторно-базовими зв'язками, з регулюванням частоти та дією корекцією фронту вихідних імпульсів.

2. Короткі теоретичні відомості.

Мультівібратор являє собою генератор релаксаційного типу. Форма генеруємих мультівібратором коливань значно відмінна від синусоїдальної, звідкіля й назва - мультівібратор, що в перекладі значить - “генератор множини коливань” тобто коливання складаються з великої кількості гармонік.

Мультівібратори застосовують для генерування імпульсів напруги прямокутної форми й можуть бути використані в якості задаючих генераторів різноманітних пристроїв промислової електроніки.

Мультівібратор може працювати в трьох різних режимах : автоколивальному, синхронізації та чекаючому.

При роботі в автоколивальному режимі мультівібратор працює, як генератор із самозбудженням, тобто вихідна напруга створюється внаслідок процесів у самій схемі, незалежно від зовнішньої дії.

При роботі в режимі синхронізації мультівібратор працює так же, як і генератор із самозбудженням, але на нього діє ззовні спеціальна синхронізуюча напруга (синусоїдальна чи імпульсна), частота котрої визначає частоту коливань, які виробляє мультівібратор: частота повторення імпульсів на виході мультівібратора кратна частоті синхронізуючої напруги.

При роботі в чекаючому режимі мультівібратор працює як генератор із зовнішнім збудженням. В цьому режимі на вхід мультівібратора подаються запускаючі імпульси довільної форми та на виході одержуються імпульси прямокутної форми.

Діапазон частот мультівібраторів від декількох Гц до декількох сотень кГц.

Розглянемо дію мультівібратора в автоколивальному (неперервному) режимі. Зупинимось на схемі симетричного мультівібратора із колекторно-базовими зв'язками (Рис. 1).

Схема являє собою двокаскадний підсилювач з СЕ, в котрому вихід другого каскаду з'єднаний зі входом першого (за допомогою конденсатора C_2). У симетричного мультівібратора елементи обох каскадів однакові (однакові транзистори VT_1 та VT_2 , $R_{k1}=R_{k2}$, $C_1=C_2$, $R_{\delta 1}=R_{\delta 2}$). В силу симетрії схеми колекторні струми обох транзисторів повинні бути рівними:

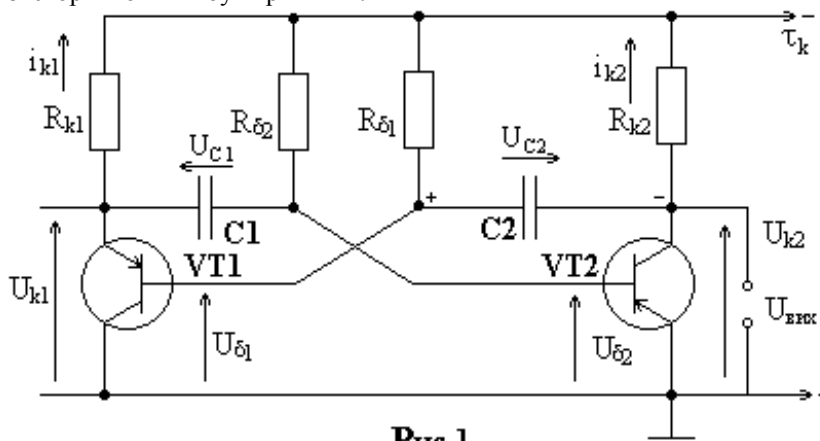


Рис.1

$$i_{k1}=i_{k2}$$

Позначення величин до рис.1:

i_{k1}, i_{k2} - колекторні струми транзисторів VT_1 та VT_2 ;

E_k - напруга колекторного живлення;

U_{k1}, U_{k2} - колекторні напруги транзисторів VT_1 та VT_2 ;

$U_{\delta 1}, U_{\delta 2}$ - базові напруги транзисторів VT_1 та VT_2 ;

U_{C1}, U_{C2} - напруги на конденсаторах C_1 та C_2 ;

U_{R1} - падіння напруги на резисторі R_{k1} ($U_{R1}=i_{k1} R_{k1}$);

U_{R2} - падіння напруги на резисторі R_{k2} ($U_{R2}=i_{k2} R_{k2}$);

Нехай в силу яких-небудь випадкових причин (наприклад, неідентичності характеристик транзисторів VT_1 та VT_2 , флуктуації та інше) в момент часу t_1 , колекторний струм i_{k1} транзистора VT_1 в деякій мірі виросте; це викличе зменшення за абсолютною величиною колекторної напруги U_k , так як :

$$U_{k1} = -E_k + i_{k1} R_{k1} ;$$

але крім того:

$$U_{k1} = U_{C1} + U_{\delta 2}$$

Тому зменшення U_{k1} викличе зменшення $U_{\delta 2}$ (за абсолютним значенням), тому, що у відповідності з 2-им законом комутації напруга на конденсаторі U_{C1} не може змінитися миттєво.

Зменшення $U_{\delta 2}$ викличе зменшення струму бази $i_{\delta 2}$ транзистора VT_2 , а значить і струму колектора i_{k2} (оскільки $i_{k2} = h_{21} i_{\delta 2}$), тому колекторна напруга U_{k2} транзистора VT_2 виросте (за абсолютним значенням), тому що

$$U_{k2} = -E_k + i_{k2} R_{k2}.$$

В силу того, що

$$U_{k2} = U_{C2} + U_{\delta 1}$$

із збільшенням U_{k2} збільшиться також (за абсолютним значенням) напруга на базі $U_{\delta 1}$ транзистора VT_1 , що викличе подальше зростання струму i_{k1} і зменшення струму i_{k2} . Процес буде протікати до повного запирання транзистора VT_2 .

Протягом інтервалу часу від t_1 до t_2 (рис.2) транзистор VT_1 буде відкритий, а VT_2 - закритий.

Починаючи з моменту часу t_2 , транзистори ніби міняються місцями VT_2 - відкривається, а VT_1 - закривається і т.д.

Як вихідна напруга $U_{вих}$ - використовується колекторна напруга одного з транзисторів U_{k1} чи U_{k2} . Для симетричного мультивібратора:

$$C_1 = C_2 = C$$

$$R_{\delta 1} = R_{\delta 2} = R_{\delta}$$

$$R_{k1} = R_{k2} = R_k$$

І період коливань дорівнює: $T \approx 1,4 CR_{\delta}$.

амплітуда імпульсу: $U_m \approx E_k$;

де E_k - напруга джерела живлення.

Амплітудна умова самозбудження:

$$0,8 \beta_c \frac{R_k}{R_{\delta}} \geq 1$$

де β_c - коефіцієнт підсилення за струмом в схемі СЕ.

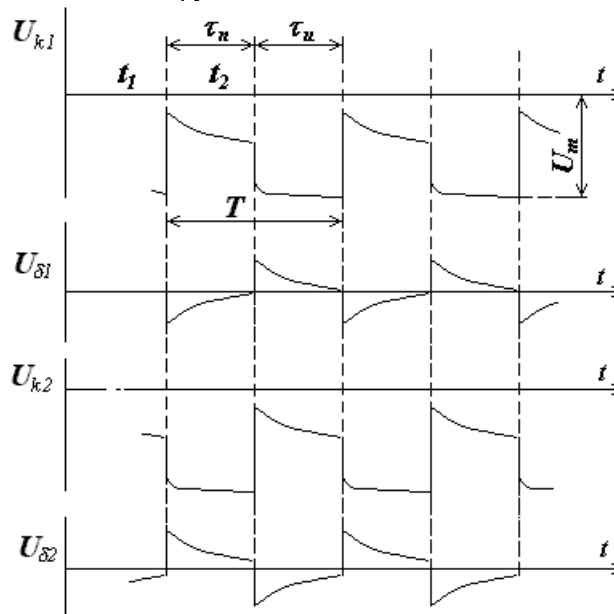


Рис. 2

3. Опис установки та методичні вказівки.

Для дослідження напівпровідникового мультивібратора застосовується стенд ЕС-8 (на цьому стенді, окрім напівпровідникового мультивібратора, змонтовані також два лампових мультивібратори: один працює в безперервному режимі, другий - в чекаючому).

На рис.3 представлена схема дослідження. Схема представляє собою симетричний мультивібратор із колекторно-базовими зв'язками, зібраний на транзисторах МП 42. Включення колекторної напруги виконується вимикачем SA15. Зміна шпаруватості вихідних імпульсів виконується потенціометром R_{26} . Регулювання частоти слідування вихідних імпульсів проводиться зміною опорної напруги U_0 за допомогою потенціометра R_{23} , котра контролюється вольтметром (на стенді - V_2), який вмикається тумблером SA18.

Корекція заднього фронту вихідного імпульсу здійснюється за допомогою діодів VD1 та VD2, які включаються тумблерами SA16 та SA17. Навантаження включається тумблером SA19 й регулюється резистором R31. Гнізда XS19-XS26 служать для спостереження за сигналом, який досліджується.

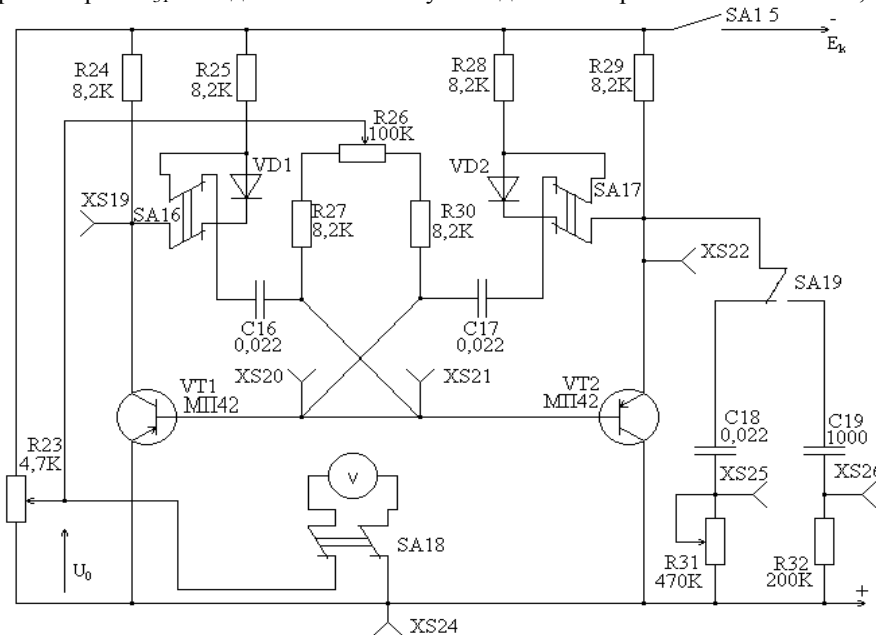


Рис.3

4. Порядок виконання роботи.

А. Виконується при підготовці до роботи.

1. Провести розрахунок тривалості імпульсів:

$$\tau = 2,3 CR_k$$

Б. Виконується в лабораторії.

1. Включити симетричний мультивібратор за схемою з колекторно-базовими зв'язками без корекції (для відключення коригуючих ланок тумблери SA16 та SA17 перевести в нижнє положення).
2. Зняти осцилограми напруг U_{k1} (гніздо XS19), $U_{\delta 1}$ (гніздо XS21), $U_{вих}$ (гніздо XS22).
3. По осцилограмі $U_{вих}$ визначити:
 - амплітуду вихідного імпульсу $U_{мвих}$;
 - тривалість вихідного імпульсу τ_i ;
 - тривалість паузи τ_n ;
 - час спаду імпульсу (тривалість заднього фронту) $\tau_{\phi 2}$;
4. Знайти величину шпаруватості за формулою:

$$Q = \frac{T}{\tau_i}$$

де $T = \tau_i + \tau_n$ - період слідування.

5. Дослідити навантажувальну спроможність мультивібратора.

$$\text{Зняти } U_{вих} = f(R_H); R_H = R_{31}$$

6. Дослідити вплив корегуючих ланок на форму вихідного імпульсу. Для цього провести діодну корекцію (тумблери SA16 та SA17 перевести в верхнє положення), замалювати осцилограму $U_{вих}$ (гніздо XS22) й порівняти з осцилограмою $U_{вих}$ без корекції.

7. Дослідити вплив зміни U_0 на роботу мультивібратора. Визначити максимальну частоту генерації при зміні U_0 , для цього зняти залежність $f = \varphi(U_0)$.

5. Зміст звіту.

Звіт має містити в собі:

1. Схему мультивібратора (рис.3).
2. Осцилограми (п. 2).
3. Результати досліджень (п. 3,4,5,6).

6. Література.

1. Ю.С. Забродин. Промышленная электроника. М. Высшая школа 1982.
2. В.С. Руденко и др. Промышленная электроника. К., "Техніка". 1979.
3. Г.Н. Горбачов, Е.Е. Чаплигин. Промышленная электроника. М. "Энергоатомиздат"1988.

Лабораторна робота №6
"Дослідження транзисторного симетричного тригера "

1. Мета роботи

1. Ознайомлення з будовою та принципом дії симетричного тригера з колекторно-базовими зв'язками.
2. Зняття осцилограм вихідних імпульсів.
3. Визначення граничних значень напруги живлення E_K та опору навантаження R_H , при яких порушується робота тригера.

2. Теоретичні відомості

Тригер (від англ. trigger - спусковий гачок) представляє собою електронний пристрій з двома сталими станами. Перехід від одного стану до іншого відбувається скічкоподібно під впливом зовнішнього керуючого імпульсу.

Тригери застосовуються в якості електронних реле, елементів перераховуючих комірок, формувачів прямокутних імпульсів тощо.

Тригери працюють на транзисторах, або переважно, на ІМС. Типова схема симетричного транзисторного тригера представлена на рис.1.

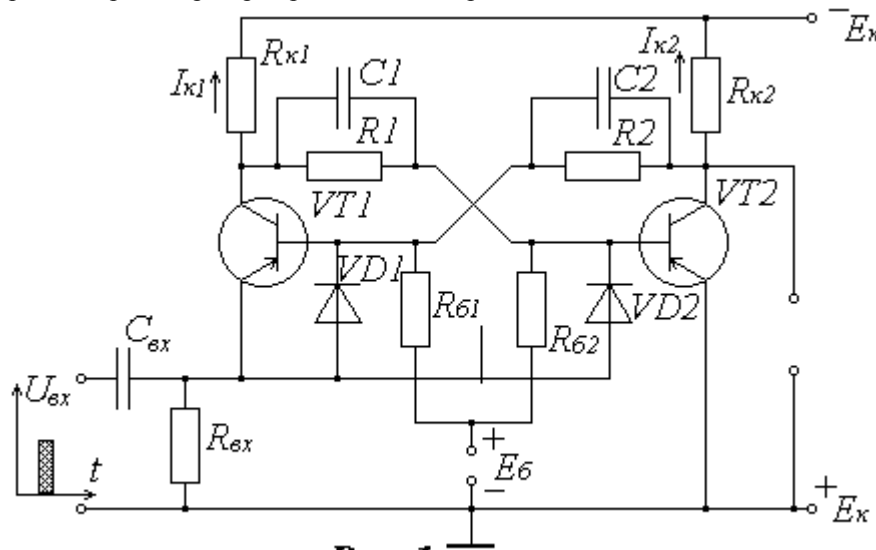


Рис. 1

Схема представляє собою двокаскадний підсилювач постійного струму, в якому вихід 2-го каскаду підключений до входу 1-го. Зв'язок між каскадами створюється за допомогою резисторів R_1 і R_2 , включених поміж колекторами і базами каскадів. Тому такий тригер називають тригером із колекторно-базовими зв'язками. Схема тригера симетрична: відповідні елементи 1-го і 2-го каскадів однакові ((однакові транзистори VT_1 і VT_2 , $R_{k1}=R_{k2}$, $R_1=R_2$ і т.д.).

Для живлення схеми служать два джерела наруги: E_K - джерело напруги колектора; E_6 - джерело напруги бази. (Замість E_6 часто застосовують автоматичне зміщення).

Напруга на базу кожного транзистора подається як від джерела E_6 , так і від колектора іншого транзистора. Принцип дії схеми такий. При включенні схеми у всіх ланцюгах обох транзисторів почнуть проникати струми. Незважаючи на повну симетрію схеми, в силу різних причин колекторні струми I_{k1} і I_{k2} не будуть рівні. Хай, наприклад, струм I_{k1} дещо більший за I_{k2} , тобто від'ємний потенціал колектора 1-го транзистора буде менший ніж колектора 2-го, тому від'ємний потенціал, який поступає на базу, 2-го транзистора через R_1 також буде менший, ніж на базі 1-го транзистора. Це приведе до подальшого зменшення струму I_{k2} і збільшенню від'ємного потенціалу на колекторі 2-го транзистора, а значить - і на базі 1-го, що викличе подальше збільшення струму I_{k1} і зменшення I_{k2} .

Процес протікає вельми швидко, в результаті чого I_{k1} досягне max значення, а $I_{k2}=0$, тобто транзистор VT_1 стане відкритий (насичений), а VT_2 - закритий.

Це перший стан сталої рівноваги. В такому стані схема може знаходитися нескінченно довго. Якщо тепер на вхід тригера подати позитивний імпульс U_{ex} (момент часу t_1 на рис.2), то він поступить на базу транзистора VT_1 (через C_{ex} і VD_1) і запре його. Це викличе різке збільшення від'ємного потенціалу на колекторі VT_1 (а значить і на базі VT_2), завдяки чому транзистор VT_2 відкриється.

Це другий стан сталої рівноваги. В такому стані схема буде знаходитись до приходу наступного імпульсу (момент часу t_2). Цей другий імпульс поступить на базу VT_2 (через діод VD_2) й запре його, і так далі.

Часові діаграми представлені на рис.2.

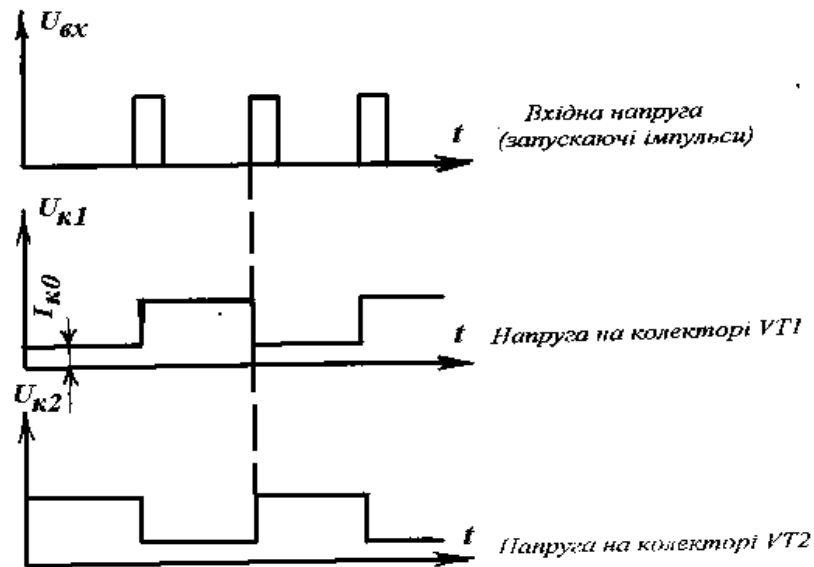


Рис.2.

Звернемося до деяких кількісних співвідношень.

Введемо позначення: $R_1=R_2=R$

$$R_{k1}=R_{k2}=R_k$$

$$R_{\delta 1}=R_{\delta 2}=R_{\delta}$$

$$C_1=C_2=C$$

Умови, при яких один з транзисторів запирається, а другий відкривається (насичується):

умова запирання:
$$R_{\delta} \leq \frac{E_{\delta}}{I_{к0}}$$

умова відкривання (насичення):
$$R \leq \frac{\beta R_k}{1 + \beta \frac{E_{\delta}}{E_k} \cdot \frac{R_k}{R_{\delta}}}$$

де E_{δ} - напруга джерела зміщення бази;

$I_{к0}$ - початковий струм колектора;

β - коефіцієнт передачі струму для транзистора включеного за схемою СЕ.

Перехід схеми з одного сталого стану в друге відбувається вельми швидко, за час порядку 10^{-8} - 10^{-5} с. Але в ряді випадків виникає необхідність прискорення процесу переходу, з цією метою паралельно резисторам R_1 і R_2 підключають конденсатори C_1 і C_2 . В момент приходу вхідного імпульсу конденсатори мовби на коротко шунтують резистори R_1 і R_2 , що сприяє передачі змін колекторних напруг на бази транзисторів майже без послаблення. Максимальна швидкодія тригера досягається при такій ємності шунтуючих конденсаторів ($C_1=C_2=C$):

$$C = \frac{1,5}{2\pi f_a R_k}$$

де f_a - межова робоча частота даного транзистора.

При цьому максимальна частота переключень тригера дорівнює:

$$F_{\max} \approx 0,7 f_a$$

Розрізняють два режими запуску: роздільний і спільний (лічильний).

В 1-му випадку запускаючі імпульси різної полярності подаються на базу одного з транзисторів, або ж імпульси однієї полярності подаються по чергово на бази обох транзисторів. В цьому випадку діоди VD_1 і VD_2 (рис.1) не потрібні.

У другому випадку запускаючі імпульси однієї полярності за допомогою діодів подаються одночасно на бази, або ж колектори обох транзисторів (рис.1).

3. Опис установки і методичні вказівки.

Для дослідження симетричного тригера з колекторно-базовими зв'язками використовується лабораторний стенд типу ЕС9 (на ньому, крім транзисторного тригера змонтовані також лампові тригери та генератор запускаючих імпульсів і блок живлення). Схема дослідження представлена на рис.3. В схемі передбачені два режими запуску:

1. Роздільний запуск.

Імпульси чергуючої полярності подаються на базу транзистора VT1 - гніздо XS22 (тумблер SA15 - вимкнений, SA14 - в правому положенні).

2. Спільний запуск (лічильний режим)

а) запускаючі позитивні імпульси подаються одночасно на бази обох транзисторів за допомогою діодів VD7, VD8 (SA15 - вимкнений, SA14 - у лівому положенні).

б) запускаючі позитивні імпульси подаються одночасно на колектори транзисторів за допомогою діодів VD5, VD6 (SA15 - замкнений).

Напряга зміщення на базу може бути подана, як від стороннього джерела E_{δ} за допомогою поділювача R40, R41, R42, R45 (тумблер SA12 - замкнений, SA13 - в лівому положенні), так і за допомогою ланцюжка R29C15 (тумблер SA12 - розімкнений, SA13 - в правому положенні) ланцюжок R29C15 виконує також функція температурного стабілізатора. Дільник R17, R38, R39 служить для створення запираючої напруги на діодах VD7, VD8.

Зауваження. Дільники R40, R41, R42, R45 та R17, R38, R39 встановлені всередині стенда і настраюються при заводській регулювці.

Гнізда XS17-XS25 дають можливість знімати осцилограми та вимірювати напруги у різних точках схеми.

За допомогою потенціометра R36 і вольтметра PV2 встановлюється колекторна напруга. Змінний резистор R35 являється навантаженням тригера (включається тумблером SA11).

$$R_{35}=R_H$$

Для створення запускаючих імпульсів служить генератор імпульсів, змонтований всередині стенда.

4. Порядок виконання роботи.

1. Тумблером SA10 включити тригер і за допомогою R36 встановити номінальну колекторну напругу

$$U_{KH} = 10 \text{ В}$$

2. Створити режим роздільного запуску (SA15 - вимкнений, SA14 - в правому положенні).

3. Визначити залежність амплітуди вихідної напруги від величини опору навантаження:

$$U_{m \text{ вих}} = f(R_H)$$

і від величини U_k

$$U_{m \text{ вих}} = \varphi(U_k) \text{ при } R_H = R_{HCP}$$

для двох випадків роботи:

а) з незалежним зміщенням E_{δ} (тумблер SA12 - замкнений, SA13 - у лівому положенні);

б) з автоматичним зміщенням (тумблер SA13 перевести в праве положення, після цього виключити SA12);

4. За допомогою побудованих кривих визначити граничні значення U_k і R_H , при яких порушується робота тригера.

5. При виконанні пункту 1 величину напруги вхідних імпульсів установити достатньою для запуску тригера.

6. Створити режим спільного запуску з незалежним зміщенням E_{δ} (тумблер SA12 - замкнений, SA13 - у лівому положенні):

а) шляхом подачі запускаючих імпульсів на бази транзисторів (тумблер SA15 - розімкнений, SA14 - у лівому положенні);

б) шляхом подачі запускаючих імпульсів на колектори транзисторів (тумблер SA15 - замкнений).

7. Для обох випадків визначити і порівняти мінімальну величину вхідних імпульсів $U_{ВХ}$ для запуску тригера.

8. Порівняти частоту слідування вихідних імпульсів тригера $F_{ВХ}$ з частотою запускаючих імпульсів $F_{ВХ}$ для трьох випадків:

а) роздільний запуск;

б) спільний запуск на базу;

в) спільний запуск на колектор.

9. Вимірювання частоти імпульсів проводити за допомогою осцилографа.

5. Зміст звіту.

Звіт має містити:

1. Схему дослідження (рис.3).

2. Графіки функцій $U_{m \text{ вих}} = f(R_H)$ при $U_k = U_{KH}$ і $U_{m \text{ вих}} = \varphi(U_k)$ при $R_H = R_{HCP}$.

3. Дані експериментів п.2.

4. Осцилограми вхідних і вихідних імпульсів для трьох випадків.

6. Література

1. Забродін Ю.С. Промышленная электроника. М.: "Высшая школа", 1982.
2. Руденко В.С. Основы промышленной электроники, К.: "Вища школа", 1988.
3. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е., Промышленная электроника. М. "Энерго-атомиздат", 1988.

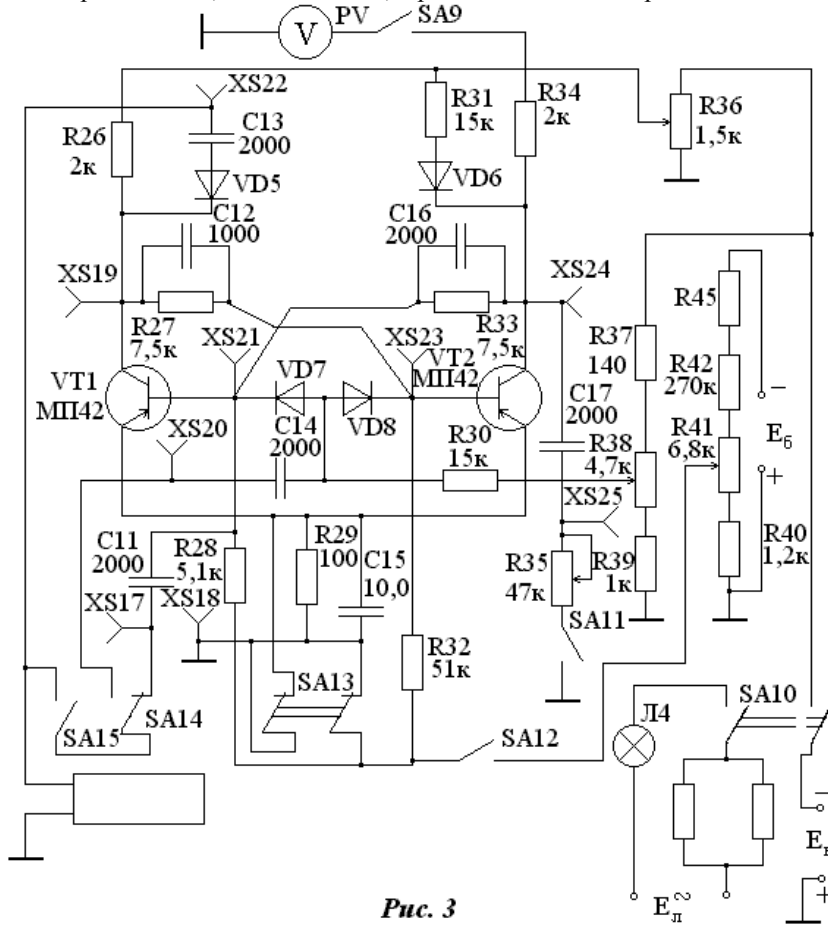


Рис. 3

Лабораторна робота №7
"Дослідження логічних елементів "

1 Мета роботи.

Ознайомлення з різними типами логічних елементів, зняття статичних характеристик, побудова таблиць істинності та часових діаграм роботи логічних елементів.

2. Короткі теоретичні відомості.

Логічні елементи слугують для виконання найпростіших логічних операцій над цифровою інформацією. У наш час промисловість випускає такі елементи в основному в інтегральному виконанні. По типу компонентів, які використовуються для побудови логічних елементів, розрізняють декілька основних типів цифрових мікросхем. Вони відрізняються одна від одної за багатьма параметрами: напругою та струмом живлення, потенціалами логічних рівнів, вхідними та вихідними струмами, швидкодією, енергоспоживанням та ін.

Робота логічних елементів базується на законах алгебри логіки (або Булевої алгебри). В цій алгебрі вхідні та вихідні величини можуть приймати лише одне з двох значень - логічного нуля або логічної одиниці. Наприклад, за логічний нуль часто вважають низький рівень напруги, а за логічну одиницю - високий.

Розрізняють динамічні та статичні входи логічних елементів. Якщо зміна стану елемента відбувається при наявності на входах відповідних логічних рівнів то такий вхід вважають статичним. Якщо переключення відбувається під дією вхідних імпульсів або перепадів логічних рівнів то вхід вважають динамічним.

3 Порядок виконання роботи.

3.1 Встановити накладну панель № 1 із зображенням елементів І-НЕ та АБО-НЕ . Поставити перемикач «ЛОГІКА» в положення «1» .

3.1.1 Побудувати таблиці істинності для кожного з елементів. Для цього необхідно з'єднати входи елемента з джерелами логічних рівнів, а вихід з вольтметром. Змінюючи комбінації вхідних рівнів, записати відповідні значення вихідного сигналу.

3.1.2 Зняти перехідні характеристики для кожного елемента. Для цього подати на один з входів напругу від джерела $U_{вх}$. Змінюючи $U_{вх}$ від 1 до 1,5 В, записати відповідні значення $U_{вих}$.

3.2 Встановити накладну панель №2. Поставити перемикач «ЛОГІКА» в положення «2»

3.2.1 По завданню викладача скласти схему з елементів І, АБО, НЕ. Повторити пункт 3.1.1.

3.3 Встановити накладну панель №3. Поставити перемикач «ТРИГГЕРИ» в положення «3».

3.3.1 На входи R-S триггеру подати логічні рівні, а неінвертуючий вихід «Q» під'єднати до вольтметра. Скласти таблицю істинності R-S триггеру, визначити які вхідні рівні є активними, тобто призводять до зміни вихідного сигналу, показати на принциповій схемі триггеру вхід «R» та вхід «S».

3.4 Встановити накладну панель №4. Поставити перемикач «ТРИГГЕРИ» в положення «4».

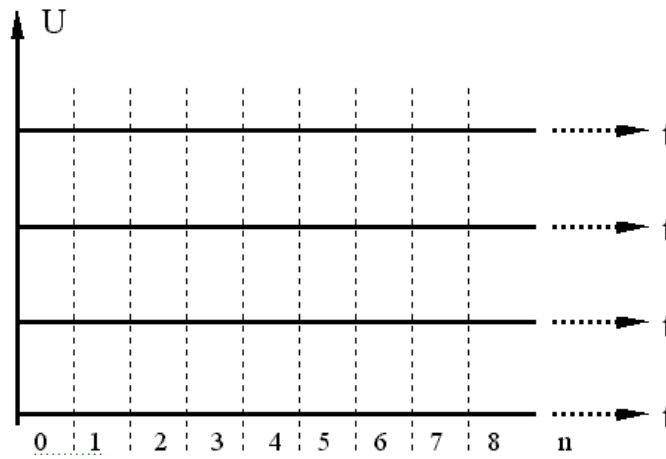
3.4.1 Дослідити роботу «J-K» триггеру, скласти для нього таблицю істинності.

3.4.2 Повторити пункт 3.4.1 для «D» триггеру.

3.5 Встановити накладну панель №5. Поставити перемикач «ЛІЧИЛЬНИКИ» в положення «5».

3.5.1 Вхід «C» під'єднати до джерела одиночних імпульсів позитивної полярності. До цього джерела також під'єднати вхід лічильника імпульсів.

Вхід «R» під'єднати до джерела логічних рівнів, встановити на ньому рівень логічної «1» . Встановити перемикач лічильника імпульсів в положення «РАХУНОК». Натиснути кнопку формування одиночного імпульсу. Почергово виміряти значення логічних рівнів на виходах «1», «2», «3» та «4» за допомогою вольтметра. Замалювати часові діаграми на виходах після кожного натискання кнопки, відмічаючи на вісі часу відповідне значення кількості вхідних імпульсів. Кількість імпульсів залежить від типу лічильника і збільшується до того моменту, коли на всіх виходах буде присутнім рівень логічного «0».



- 3.6. Встановити накладну панель №6. Поставити перемикач «ЛІЧИЛЬНИКИ» в положення «6».
 3.6.1 Повторити пункт 3.5.1.
 3.7. Встановити накладну панель №7. Поставити перемикач «ЛІЧИЛЬНИКИ» в положення «7».
 3.7.1 Повторити пункт 3.5.1.

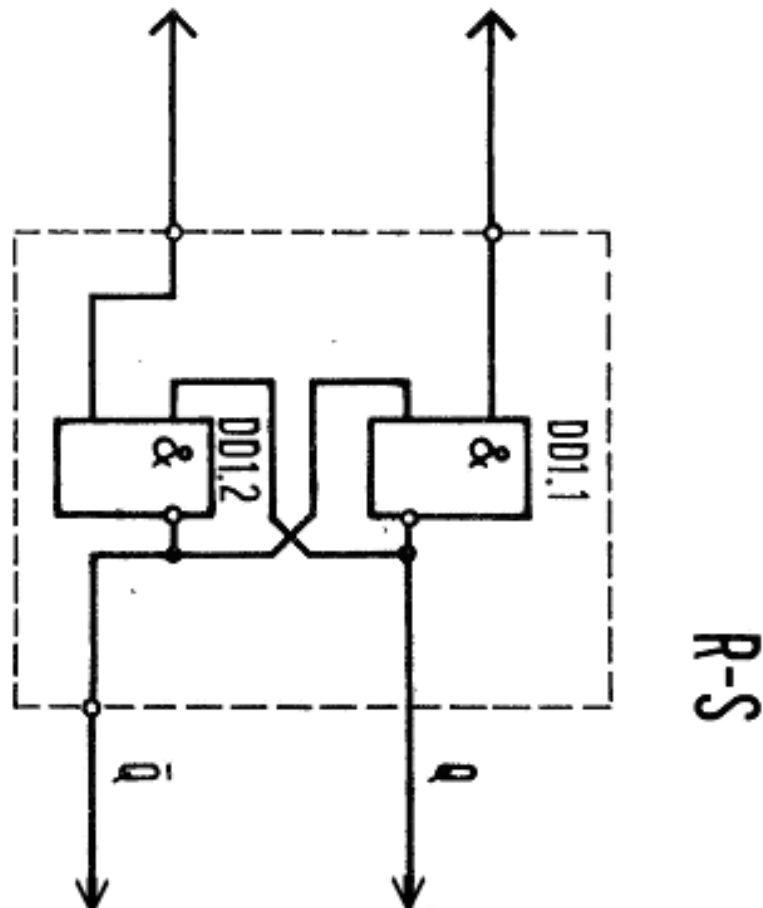
4 Зміст звіту.

Зміст повинен містити в собі:

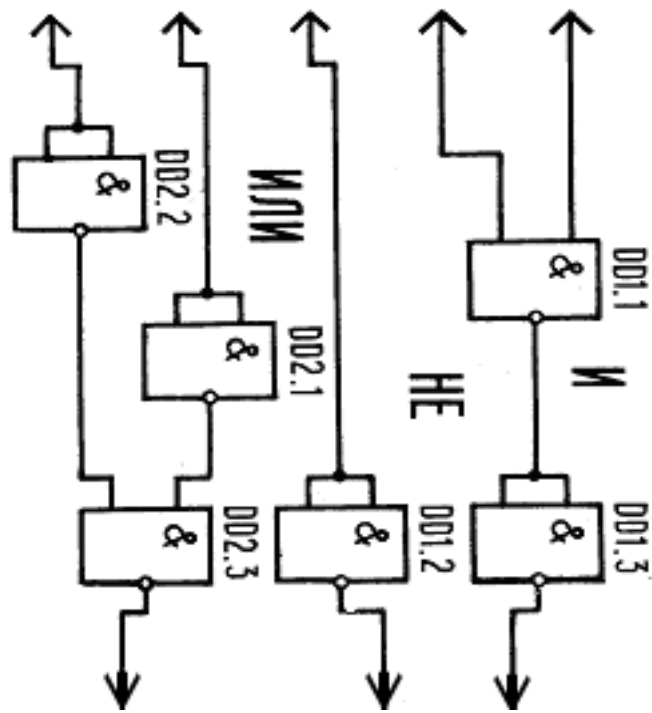
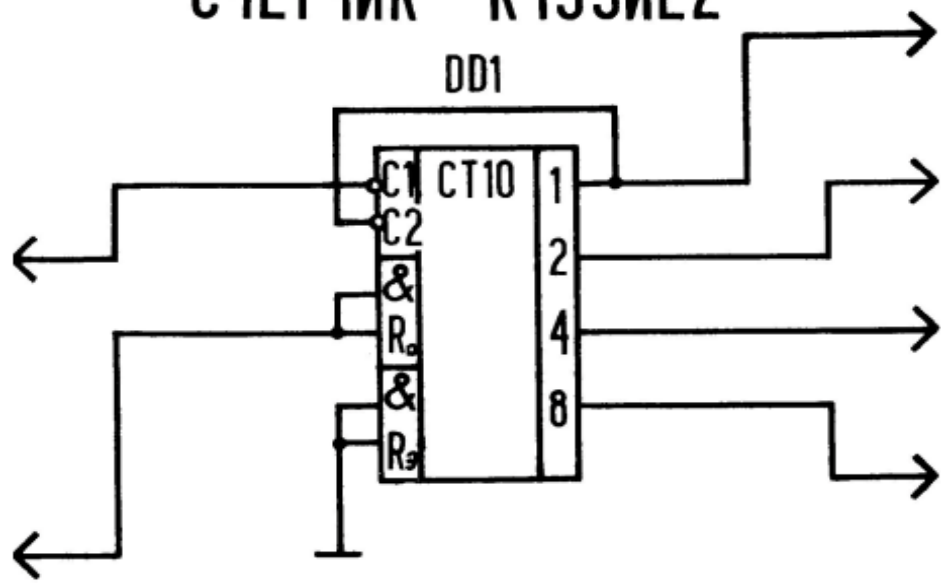
1. Схеми досліджень
2. Графіки перехідних характеристик.
3. Таблиці істинності
4. Часові діаграми роботи елементів.

5 Література.

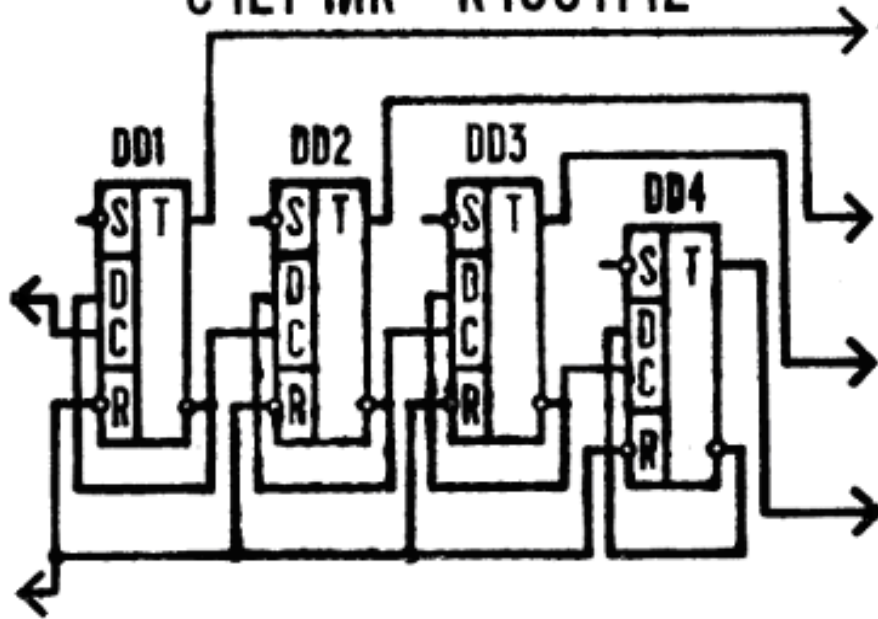
1. В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко Електроника и микросхемотехника К, «Вища школа», 1989 г.



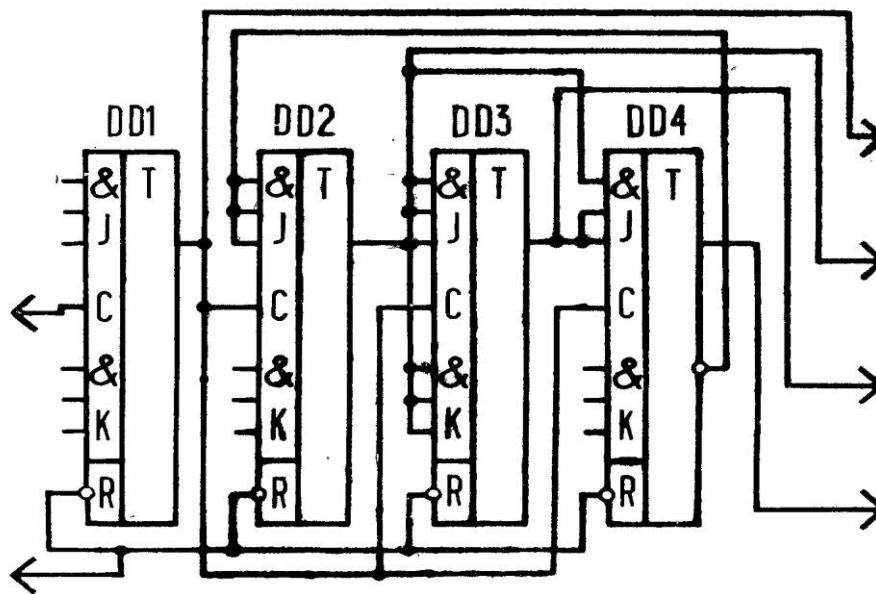
СЧЕТЧИК К155ИЕ2

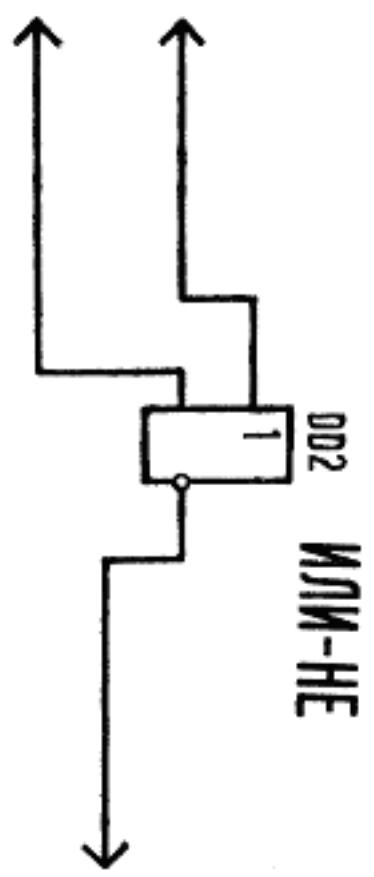
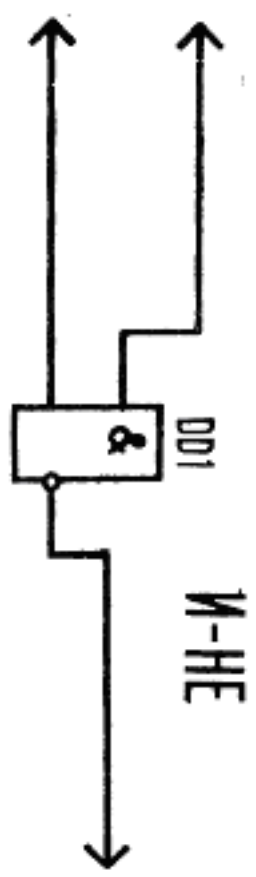


СЧЕТЧИК К155ТМ2



СЧЕТЧИК





Лабораторна робота №8
“Дослідження випрямляча однофазного струму”

1. Мета роботи

1. Ознайомлення із різними схемами випрямлячів однофазного струму;
2. Дослідження випрямляча за мостовою схемою при роботі на активне навантаження;
3. Дослідження впливу фільтра на роботу випрямляча.

2. Короткі теоретичні відомості.

Випрямляч являє собою пристрій, який призначений для перетворення змінного струму в постійний. Основними елементами випрямляча є :

- силовий трансформатор;
- вентилі;
- згладжуючий фільтр.

На рис.1 представлена блок-схема випрямляючої установки.

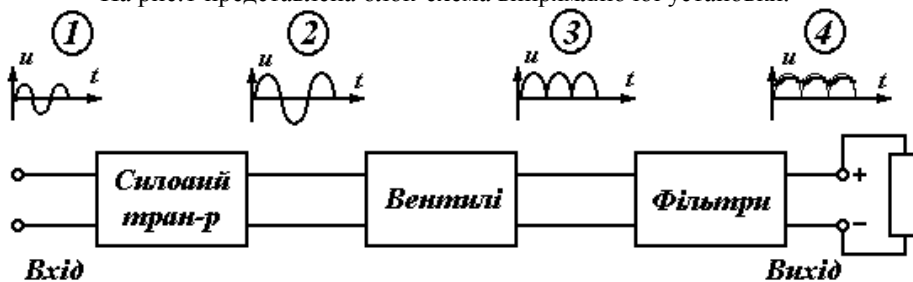


Рис. 1.

На різних ділянках схеми подані графіки напруг.

Примітка: Напруга (3) має форму, вказану на рис.1 при відсутності фільтра і при активному навантаженні. При наявності фільтра форма цієї напруги буде іншою, вона суттєво залежить від типу фільтра (та характеру навантаження).

За допомогою силового трансформатора напруга мережі може бути підвищена або знижена до необхідної величини. Звичайно силовий трансформатор має одну первинну обмотку (яку вмикають в мережу) та одну (або декілька) вторинних обмоток, одна із них (понижуюча чи підвищуюча) служить для подачі напруги на вентилі й називається анодною обмоткою.

За допомогою вентилів проходить перетворення змінної напруги в пульсуючу, а за допомогою згладжуючого фільтра проходить зменшення пульсації.

Принципово необхідними елементами є вентилі (існують випрямлячі без силового трансформатора, без фільтра).

До виходу випрямляча підключається навантаження, яке в загальному випадку є комплексним опором Z_H . В залежності від числа фаз мережі живлення розрізняють випрямлячі однофазного струму та випрямлячі трифазного струму. Метою даної роботи є дослідження випрямляча однофазного струму. До схеми випрямляча однофазного струму відносять наступні:

- однонапівперіодна;
- двонапівперіодна із нульовим виводом;
- мостова однофазна;
- схема множення напруги.

Аналіз роботи кожної із цих схем залежить від наявності (і типу) фільтра та характеру опору навантаження Z_H . Найбільш простим випадком є робота випрямляча без фільтра на активне навантаження, R_H . Подальший аналіз схем даний саме для цього випадку.

1. Однонапівперіодна схема.

На рис.2 дана однонапівперіодна схема випрямляча однофазного струму. Схема включає в себе силовий трансформатор T , один вентиль VD (напівпровідниковий діод) та приймач енергій R_H (навантаження). Фільтр відсутній.

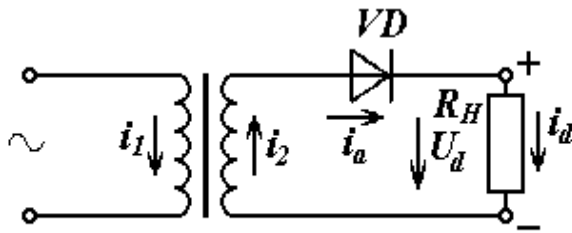


Рис. 2.

Примітка:

1. Для цієї та наступних схем введені такі позначення:
 i_1 - струм 1-ої обмотки (миттєве значення);
 i_2, e_2 - струм та е.р.с. 2-ої обмотки (миттєве значення);
 i_a - струм через вентиль (миттєве значення);
 u_d, i_d - напруга та струм на виході випрямляча (миттєве значення).
 I_d, U_d - постійні складові струму та напруги на виході випрямляча;
 k_T - коефіцієнт трансформації.

2. Вплив активних опорів обмоток та вентилів не враховуються.

При підключенні первинної обмотки трансформатора до мережі у вторинній обмотці наведеться синусоїдальна е.р.с.:

$$e_2 = E_{m2} \cdot \sin \omega t \quad (\text{рис. 3а})$$

При позитивному напівперіоді е.р.с. в ланцюзі буде протікати струм. Цей струм в силу послідовного з'єднання вентилів та навантаження у всьому ланцюзі однаковий:

$$i_2 = i_a = i_d \quad (\text{рис.3 б,в})$$

При від'ємному напівперіоді струму не буде. Струм у навантаженні i_d створює на ньому падіння напруги U_d , максимальне значення якої $U_{\max} = E_{m2}$. На рис. 3г поданий графік струму у первинній обмотці.

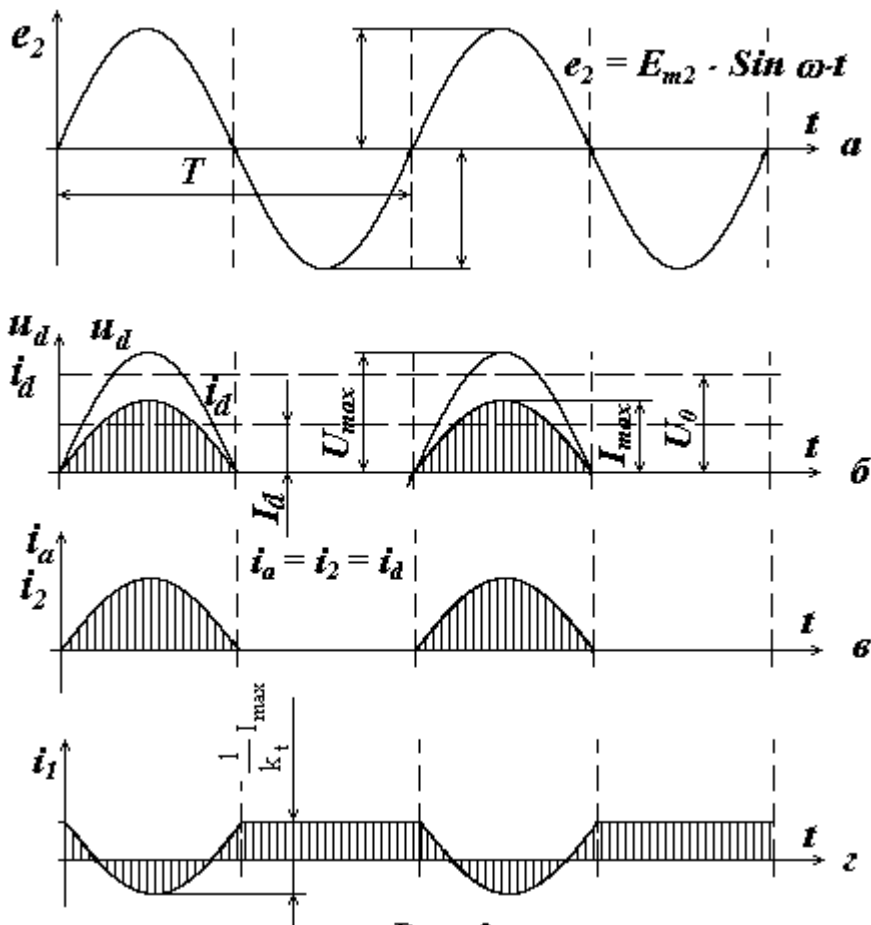


Рис. 3

У негативний напівперіод е.р.с. вторинної обмотки трансформатора прикладена до вентиля в зворотньому напрямку. Найбільша зворотня напруга на вентилі дорівнює амплітуді е.р.с. вторинної обмотки трансформатора:

$$U_{ЗВ} = E_{m2}$$

чи
$$U_{ЗВ} = U_{max} = \pi U_d$$

де U_d - постійна складова (середнє значення) випрямленої напруги. (Із курсу ТОЕ відомо, що середнє значення для синусоїдального імпульсу за період в π разів менше його максимального значення:

$$U_d = \frac{U_{max}}{\pi}.$$

Максимальне значення струму через вентиль для цієї схеми дорівнює: $I_{max} = \pi I_d$
де I_d - постійна складова (середнє значення) випрямленого струму (див. рис. 3г).

Води даної схеми:

- значні пульсації;
- велика зворотня напруга та великий струм через вентиль;
- постійна складова випрямленого струму, який протікаючи через 2-гу обмотку трансформатора, створює вимушене намагнічування сердечника, що приводить до необхідності збільшення його розмірів.

Внаслідок перелічених недоліків однонапівперіодна схема при роботі на активне навантаження застосовується рідко.

2. Двонапівперіодна схема із виводом від середньої точки трансформатора (схема Міткевича).

Двонапівперіодним випрямленням називають таке, при якому струм через навантаження протікає на протязі обох напівперіодів.

Існують дві схеми двонапівперіодного випрямлення: схема із виводом від середньої точки вторинної обмотки трансформатора (із нульовим виводом) - рис.4 та мостова схема (розглядається у наступному параграфі).

На рис.4 представлена схема із нульовим виводом, а на рис.5 - графіки напруг та струмів.

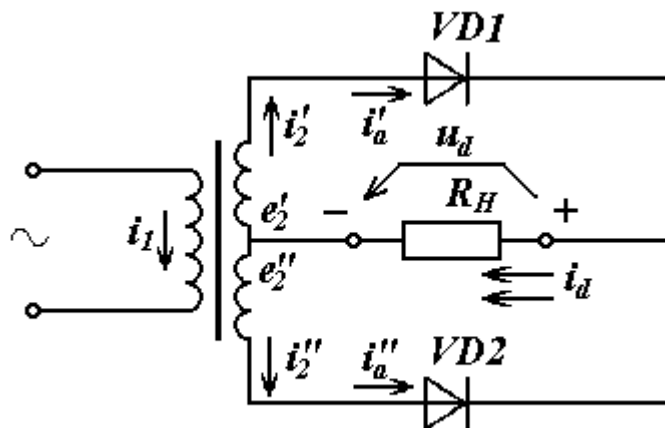


Рис. 4.

Схема містить силовий трансформатор Т (його вторинна обмотка має вивід від середньої точки), та два вентиля VD1 і VD2. В плечах вторинної обмотки наводяться синусоїдальні е.р.с., зсунуті за фазою на 180^0 :

$$e_2' = E_{m2} \cdot \sin \omega t$$

$$e_2'' = -E_{m2} \cdot \sin \omega t$$

В першу половину періоду відкритий вентиль VD1 й через нього протікає струм i_a' (рис. 5в) в другу половину періоду відкритий вентиль VD2 й через нього протікає струм i_a'' (рис. 5г). В навантаженні R_H

протікає сумарний струм: $i_a = i_a' + i_a''$

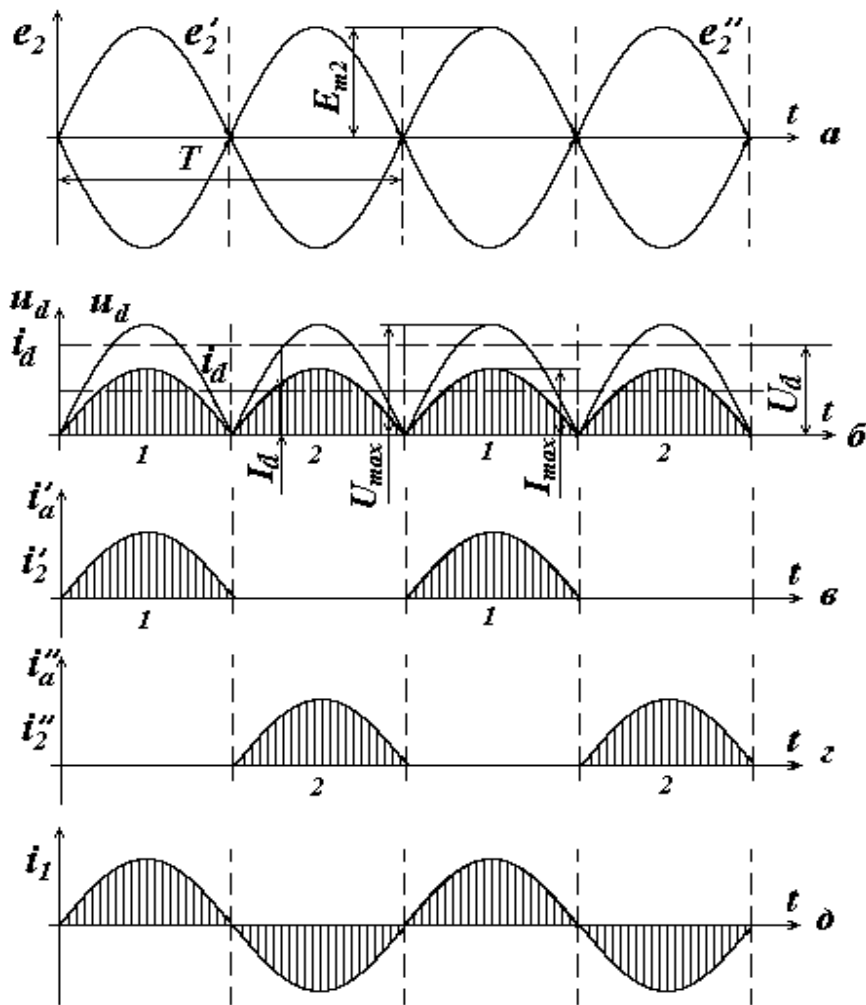


Рис. 5.

Постійна складова струму в навантаженні цієї схеми вдвічі більша, ніж для попередньої схеми:

$$I_d = 2 \frac{I_{\max}}{\pi}$$

тобто, струм через вентиль вдвічі менший: $I_{\max} = \frac{\pi I_d}{2}$

Аналогічно постійна складова випрямленої напруги на навантаженні дорівнює :

$$U_d = 2 \frac{U_{\max}}{\pi} \approx 2 \frac{E_{m2}}{\pi} \quad (*)$$

Зворотна напруга, прикладена до закритого в даний напівперіод вентиля, дорівнює сумі е.р.с. однієї із половин обмотки та випрямленої напруги:

$$U_{\text{звор}} = E_{m2} + U_{\max} = 2E_{m2} \quad \text{після підстановки із (*):} \quad U_{\text{звор}} = \pi U_d$$

Переваги й вади даної схеми в порівнянні із однонапівперіодною:

1. Необхідність в двох вентилях та більш складний трансформатор;
2. Менша величина пульсації;
3. Вдвічі менший струм через вентиль;
4. Відсутність постійного підмагнічування сердечника трансформатора.

3. Мостова однофазна схема (схема Герца)

Вадю двонапівперіодної схеми із нульовим виводом є наявність подвійної анодної обмотки. Цей недолік усунений у мостовій схемі (рис.6). Чотири вентиля з'єднані за схемою моста, до однієї діагоналі якого підведена змінна напруга від вторинної обмотки трансформатора, а із другої діагоналі знімається випрямлена напруга. Графіки напруг та струмів подані на рис.7.

Коли точка "а" має позитивний потенціал відносно точки "в", струм проходить через вентиль VD1, опір навантаження R_H та вентиль VD3. До вентилів VD2 та VD4 в цей напівперіод прикладена зворотня напруга.

В слідуючий напівперіод, коли точка "а" має негативний потенціал відносно точки "в", струм проходить через вентиль VD2, опір навантаження R_H та вентиль VD4. До вентилів VD1 та VD3 в цей час прикладена зворотня напруга. Таким чином, як і в схемі із нульовим виводом, струм проходить через ланку споживача в обидва напівперіоди в одному напрямку (рис. 7б). Для цієї схеми максимальний струм через вентиль та максимальна зворотня напруга дорівнюють:

$$I_{\max} = \frac{\pi}{2} I_d ; U_{\text{звор}} = \frac{\pi}{2} U_d$$

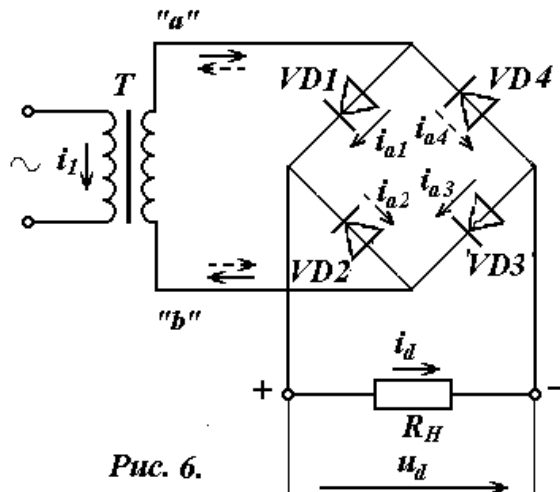


Рис. 6.

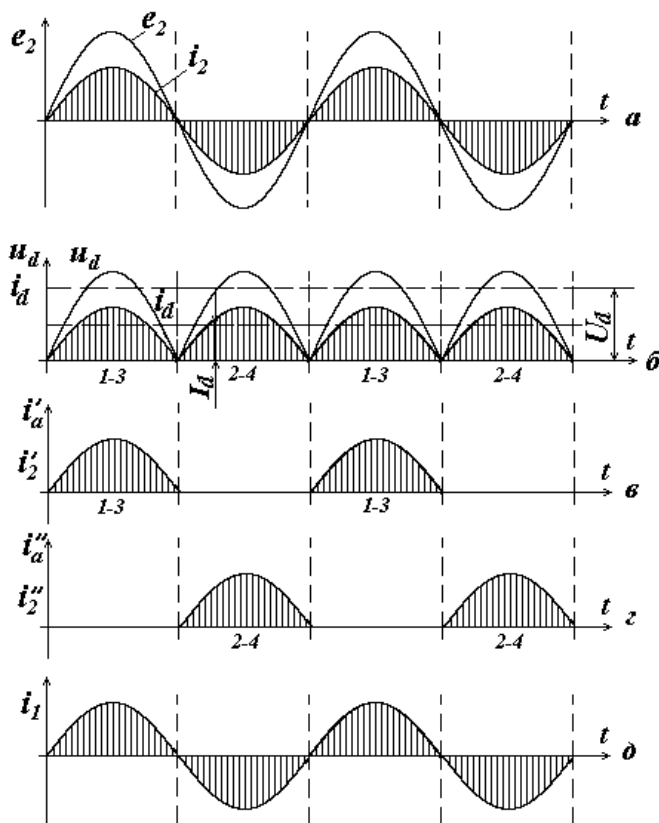


Рис. 7.

Переваги мостової схеми в порівнянні зі схемою з нульовим виводом є :

1. Вдвічі менша зворотня напруга $U_{\text{звор}}$;
2. Вдвічі менша напруга (й число витків) 2-ої обмотки.

Недолік: - необхідність в чотирьох вентилях. Мостова схема широко застосовується на практиці. В якості вентилів використовують напівпровідникові діоди.

4. Фільтри

В розглянутих вище схемах випрямлячів вихідна напруга U_d в більшій чи меншій степені відрізняється від постійної, тобто мають місце пульсації. Для їх кількісної оцінки вводять коефіцієнти пульсації :

$$K_n(\%) = \frac{U_{m\sim}}{U_d} \cdot 100\%$$

де $U_{m\sim}$ - амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги (для однонапівперіодної схеми - першої гармоніки, для двонапівперіодних схем - другої гармоніки);

U_d - постійна складова випрямленої напруги.

Для однонапівперіодної схеми $K_n = 157\%$;

Для двонапівперіодних схем (Міткевича, Гретца) $K_n = 67\%$;

Для зменшення пульсації застосовують згладжуючий фільтр, який вмикається між випрямлячем та навантаженням. Фільтр містить різноманітні комбінації реактивних елементів. На рис.8 приведені схеми згладжуючих фільтрів: а) індуктивний фільтр; б) ємнісний фільтр; в) одноланковий Г - подібний LC фільтр; г,д) одноланкові П - подібні LC і RC - фільтри. Для оцінки згладжуючої дії фільтра вводять коефіцієнт згладжування:

$$K_c = \frac{K_{nвх}}{K_{nвих}}$$

де $K_{нвх}$ і $K_{нвих}$ - коефіцієнти пульсації на вході та виході фільтра.

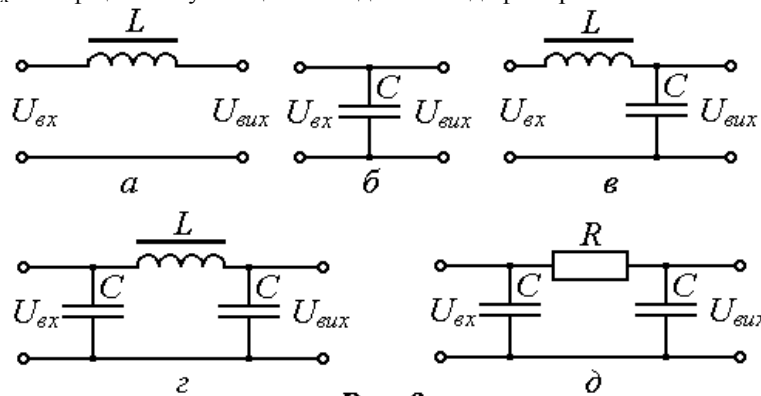


Рис. 8.

5. Зовнішня характеристика випрямляча.

Зовнішня характеристика випрямляча зветься залежність випрямленої напруги від випрямленого струму:

$$U_d = f(I_d)$$

де U_d і I_d - середні значення (постійні складові) випрямленої напруги та струму.

Вигляд зовнішньої характеристики залежить від характеру навантаження: при чисто активному навантаженні R_H (фільтр відсутній) характеристика іде полого, при індуктивному навантаженні (наявність фільтра рис. 8а, 8е) характеристика іде крутіше, а при ємнісному навантаженні (наявність фільтра рис. 8б,г,д) - ще крутіше.

На рис.9 представлені зовнішні характеристики при різноманітних видах навантаження.

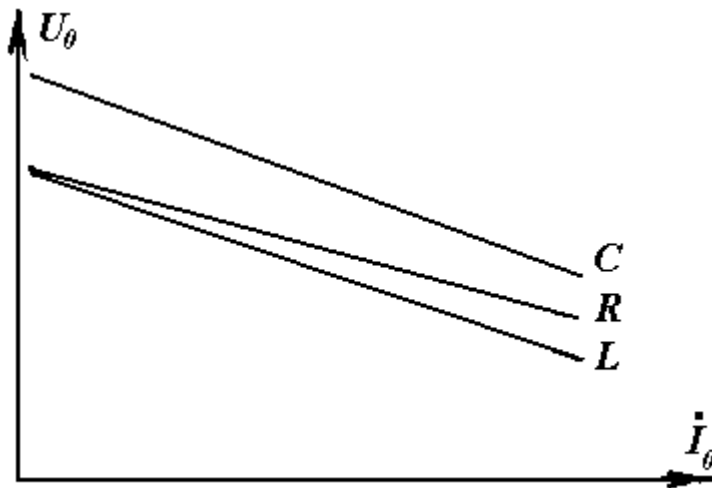


Рис. 9.

3. Опис установки та методичні вказівки.

Досліджується випрямляч за мостовою схемою (рис.10).

В схему входять: силовий трансформатор Т, чотири напівпровідникових вентиля VD1, VD2, VD3, VD4, П - подібний фільтр, який складається із ємностей C_1 і C_2 та індуктивності (дроселя) $L_{др}$.

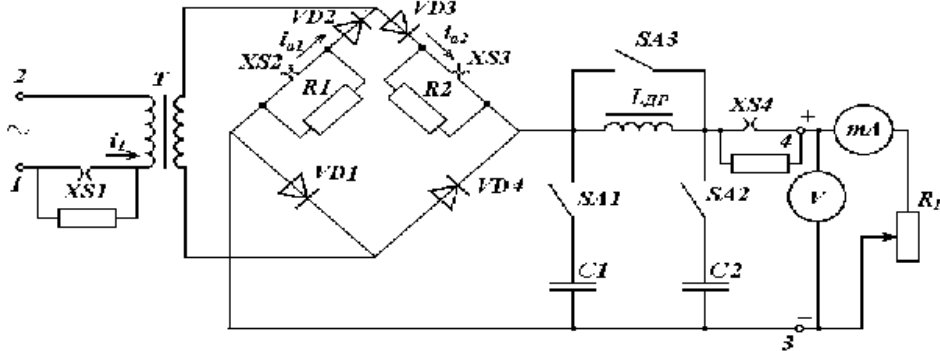


Рис. 10.

За допомогою вимикачів SA1, SA2, SA3 фільтр можливо вмикати в різноманітних комбінаціях. За допомогою гнізд XS1÷XS2, розміщених на панелі випрямляча, можливо осцилографувати струми в різноманітних ланцюгах схеми навантаження випрямляча є активний опір R_H (реостат). На робочому місці є також вольтметр, міліамперметр та осцилограф, “у” - вхід якого також бути включений в одне із гнізд через штекер.

4. Порядок виконання роботи.

1. Встановити за допомогою реостата R_H струм у навантаженні 50-100 мА, зняти на кальку осцилограми струмів i_{a1} , i_{a2} , i_d при повністю відключеному фільтрі (SA1 та SA2 розімкнуті, SA3 - замкнутий).

2. Зняти осцилограми струму i_d для наступних випадків:

- а) фільтр повністю відключений (можна взяти i_d з попереднього дослідження);
- б) включений конденсатор C_1 (замкнути SA1, при розімкненому SA2 та SA3);
- в) включені C_1 та C_2 (SA1, SA2, SA3 - замкнуті);
- г) включені C_1 , C_2 та $L_{др}$ (SA1, SA2 - замкнуті, SA3 - розімкнутий).

При знятті осцилограм обов'язково викреслювати координатні осі вказуючи на осі абсцис час t , а на осі ординат - струм, що осцилографується. На кожній осцилограмі вказати, які елементи фільтра включені.

3. Зняти зовнішню характеристику випрямляча $U_d = f(I_d)$ для трьох випадків роботи:

- а) робота на активне навантаження - фільтр відключений (SA1, SA2 - розімкнуті, SA3 - замкнутий);
- б) робота на ємність (SA1, SA2, SA3 - замкнуті);
- в) робота на індуктивність (SA1, SA2, SA3 - розімкнуті).

Дані експерименту звести в таблиці 1, 2, 3, працюючи в інтервалі від $I_d = 0$ (холостий хід) до $I_d = 100$ мА. Побудувати характеристики в загальній системі координат.

Табл.1. Робота на активне навантаження R_H .

$I_d, \text{іА}$								
$U_d, \text{В}$								

Табл. 2. Робота на активно-ємнісне навантаження.

$I_d, i\text{A}$								
U_d, B								

Табл. 3. Робота на активно-індуктивне навантаження.

$I_d, i\text{A}$								
U_d, B								

5. Зміст звіту.

Звіт повинен містити :

1. Схему випрямляча (рис.10);
2. Осцилограми струмів;
3. Зовнішні характеристики при роботі на активний опір, при роботі на ємність, при роботі на індуктивність в загальній системі координат.
4. Висновки по роботі.

6. Література.

1. Ю.С. Забродин. Промышленная электроника. М. Высшая школа 1982.
2. В.С. Руденко и др. Промышленная электроника., К., "Техніка". 1979.
3. Г.Н. Горбачов, Е.Е. Чаплигин. Промышленная электроника. М. "Энергополитиздат" 1988.

Лабораторна робота №9
“Дослідження некерваних випрямлячів трифазного струму”.

1. Мета роботи

1. Ознайомлення з роботою схем випрямлення трифазного струму.
2. Дослідження впливу характеру навантаження на форму зовнішньої характеристики випрямлячів.
3. Експериментальна перевірка основних співвідношень та зняття осцилограм струмів та напруг в різних ділянках схем.

2. Короткі теоретичні відомості

Трифазного випрямлячі використовуються для живлення установок порівняно великих потужностей. В порівнянні з однофазними схемами вони рівномірно завантажують трифазну мережу, мають меншу величину пульсацій вихідної напруги та більшу їх частоту.

В трифазних випрямлячах використовують, головним чином, індуктивний фільтр.

Основними схемами випрямлення трифазного струму є:

- трифазна з нульовим виводом;
- мостова трифазна;
- каскадна трифазна;
- шестифазна;

Познайомимося з першими двома схемами.

Трифазна схема випрямлення з нульовим виводом (В.Ф. Міткевич, 1901).

Ця схема являється самою простою з трифазних схем. Розглянемо її при роботі на активне навантаження, нехтуючи активними опорами та індуктивностями розсіяння обмоток трансформатора і рахуючи, що опір вентилів в прямому напрямку = 0, а в зворотному - нескінченності.

В схему входять трифазний трансформатор Т та три вентиля VD1, VD2, VD3 (рис.1.) Первинні обмотки трансформатора, в залежності від напруги мережі, вмикаються зіркою або трикутником, а вторинні обмотки тільки зіркою з виводом нульової точки.

Неважко побачити, що трифазна схема яка розглядається складається як би з трьох однофазних випрямлячів які працюють на загальне навантаження R_H . На рис.2,а показані часові діаграми фазних ЕРС вторинних обмоток e_a, e_b, e_c ; На рис.2б,в,г - струмів вентилів i_a, i_b, i_c ; на рис.2д - напруга U_d та струм i_d навантаження.

В кожен момент часу струм проводить той вентиль, потенціал аноду якого являється найбільшим, тобто, кожна фаза вторинного ланцюга трансформатора працює один раз за період на протязі часу $T/3$. Струми вентилів протікають через навантаження, утворюючи випрямлений струм: $i_d = i_a + i_b + i_c$.

Випрямлена напруга $U_d = i_d R_H$ являє собою огинаючу ЕРС вторинних обмоток - потовщена лінія на рис.2а та 2д.

Основні розрахункові співвідношення для схеми з нульовим виводом.

1. Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = 0,825 \cdot E_{m2} = 0,825 \sqrt{2} \cdot E_2 = 1,17 E_2.$$

де E_{m2} -амплітуда фазної ЕРС вторинної обмотки,
 E_2 -дійсне значення фазної ЕРС.

2. Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = 0,825 I_{max},$$

де $I_{max} = \frac{E_{m2}}{R_H}$ - максимальне значення випрямленого струму.

3. Максимальний струм вентиля :

$$I_a = I_{max} = \frac{I_d}{0,825} = 1,21 I_d$$

4. Середнє значення струму вентиля.

$$I_a = \frac{I_d}{3}$$

5. Максимальна зворотня напруга вентиля :

$$U_{зв} = 2,1 U_d$$

6. Коефіцієнт пульсацій:

$$q = \frac{U_m}{U_d} \approx 0,25$$

де U_m \approx амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги.

2. Мостова трифазна схема (А.Н. Ларіонов, 1923).

В схемі А.Н. Ларіонова рис.3 трансформатор може мати любе з'єднання первинних та вторинних обмоток. Схема має 6 вентилів, 3 з яких з'єднані анодами, інші 3 - катодами. Загальна точка катодів є плюсом випрямлячів, загальна точка анодів - мінусом.

Розглянемо роботу схеми рис.3а при активному навантаженні R_n . На рис 4 дані часові діаграми фазних ЕРС e_a, e_b, e_c (рис 4а), струмів вентилів $i_{a1} \div i_{a6}$ (рис. 4в) та випрямленого струму i_d та напруги U_d (рис. 4г).

В ланцюзі струм протікає від точки найвищого потенціалу до точки найнижчого потенціалу. На протязі інтервалу часу t_1-t_2 струм тече від обмотки першої фази через вентиль VD1, навантаження R_n та вентиль VD4 до другої фази. На протязі інтервалу t_2-t_3 струм пропускають вентилі VD1-VД6, а на протязі інтервалу t_3-t_4 - вентилі VD3 та VD6. Не важко побачити, що обидва напівперіоди підлягають випрямленню.

Основні розрахункові співвідношення для схеми А.Н. Ларіонова. Використовуючи позначення величин прийняті для схеми з нульовим виводом, маємо

1. $U_d = 2.34E_2$
2. $I_d = 0.955 I_{max}$
3. $I_{amax} = \pi/3 I_d$
4. $I_a = \frac{I_d}{3}$
5. $U_{зв} = 1.04 \pi U_d$
6. $q=0.057$.

Приведені співвідношення показують що схема А.Н. Ларіонова краще за схем з нульовим виводом, але її недолік - необхідність в шести вентилях.

3. Опис установки та методичні вказівки

Схема установки показана на рис.5. В неї входять: силовий трансформатор Т, ввімкнений за схемою Y/Y, 6 вентилів, навантаження R_n та дросель фільтра L_ϕ .

За допомогою перемикача SA_1 випрямляч можна вмикати як за мостовою схемою так і за схемою з нульовим виводом. За допомогою вимикача SA_2 в схему можна вводити дросель фільтра L_ϕ .

На робочому місці знаходяться також вимірювальні прилади та осцилограф.

4. Порядок виконання роботи

А. Виконується при підготовці до роботи.

1. Накреслити схему установки рис 5.
2. Враховуючи, що в обох схемах застосовуються діоди КД-202,
 - а. вписати паспортні данні цих діодів;
 - б. для кожної з схем розрахувати допустимі значення випрямленої напруги U_d та струму I_d ;

Б. Виконується в лабораторії.

1. Дослідити вплив характеру навантаження на форму зовнішньої характеристики випрямляча. З цією метою для обох схем зняти зовнішні характеристики $U_d=f(I_d)$ для двох випадків роботи:

- а. робота на активне навантаження без фільтра;
 - б. робота на активне навантаження з індуктивним фільтром;
2. Дослідним шляхом визначити відношення напруг та струмів

$$\frac{U_d}{U_2}, \quad \frac{I_d}{I_a}$$

де U_d та I_d - середні значення випрямлених напруги та струму;

U_2 - діюче значення фазної напруги вторинної обмотки трансформатора; I_a - середнє значення струму вентиля. Порівняти результати експерименту з виведенням теорії.

3. Дослідити форми струмів та напруг на різних ділянках схеми. Для цього зняти осцилограми випрямленої напруги $U_d=f_1(t)$, струму навантаження $I_d=f_2(t)$, фазного струму вторинної обмотки $I_2=f_3(t)$,

фазного струму первинної обмотки $I_1=f_4(t)$, при номінальному струмі навантаження $I_{дн}$ для двох випадків роботи:

- а. без фільтра. б. з фільтром.

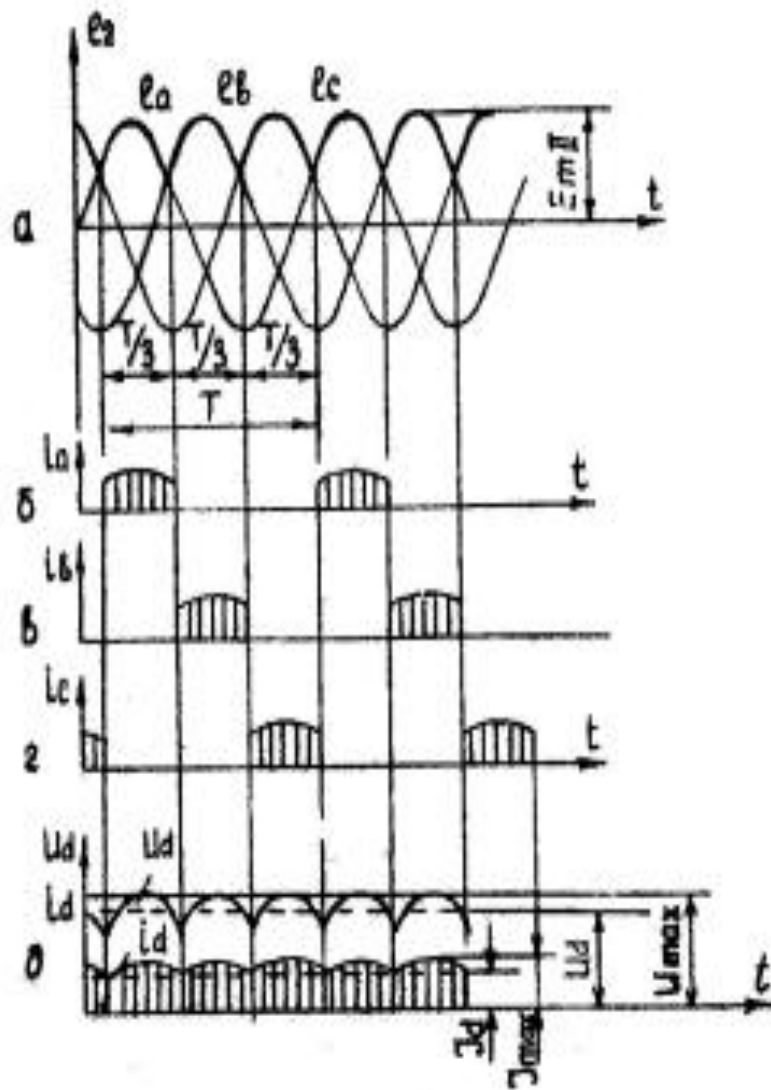
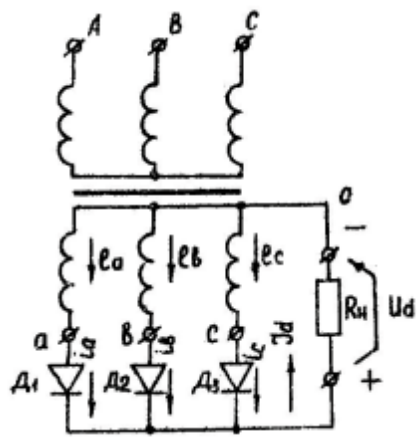
5. Зміст звіту

Звіт повинен містити в собі:

1. Схему установки рис.5
2. Паспортні дані діодів.
3. Розрахунок допустимих значень U_d , I_d , R_{π} .
4. Зовнішні характеристики та осцилограми для обох схем.

6. Література.

1. Ісаков Ю.А. та ін " Основы промышленной электроники", "Техніка", 1976.
2. Горбачев и Чаплыгин "Промышленная электроника" М. 1989г.
3. Ю.С. Забродин. Промышленная электроника М. "Высшая Школа"
- 4.



Лабораторна робота №10 " Дослідження схем вирішувачих підсилювачів "

1. Мета роботи

Вивчити принципи дії які досліджують схеми на основі ВП на лабораторному стенді ЕС 23.

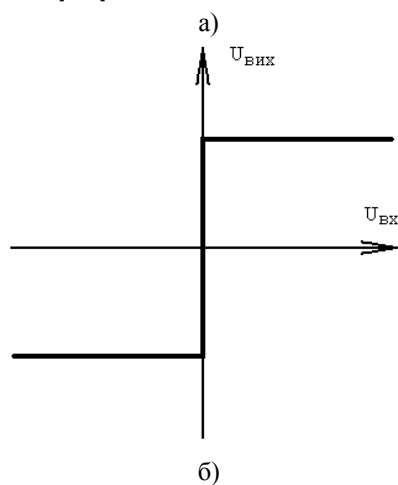
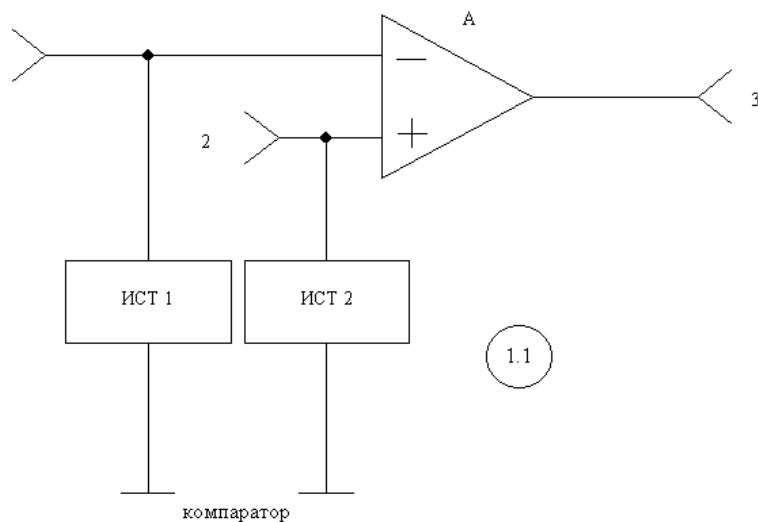
2. Теоретичні відомості.

Рішення ряду задач в різних галузях науки і техніки стало можливим завдяки використанню аналогових математичних обчислювальних машин. Ці машини дозволяють вирішувати рівняння, які описують ті чи інші процеси. Рішення зводяться до виконання ряду математичних операцій: додавання, множення диференціювання Інтегрування і т.п.

Найкращих результатів можна досягнути використовуючи схеми, які містять електронні підсилювачі. Використовування підсилювачів дозволяє одночасно з використанням математичних операцій (які реалізують пасивні елементи схеми) здійснювати підсилення сигналів. Такі підсилювачі одержали назву операційних чи вирішувальних.

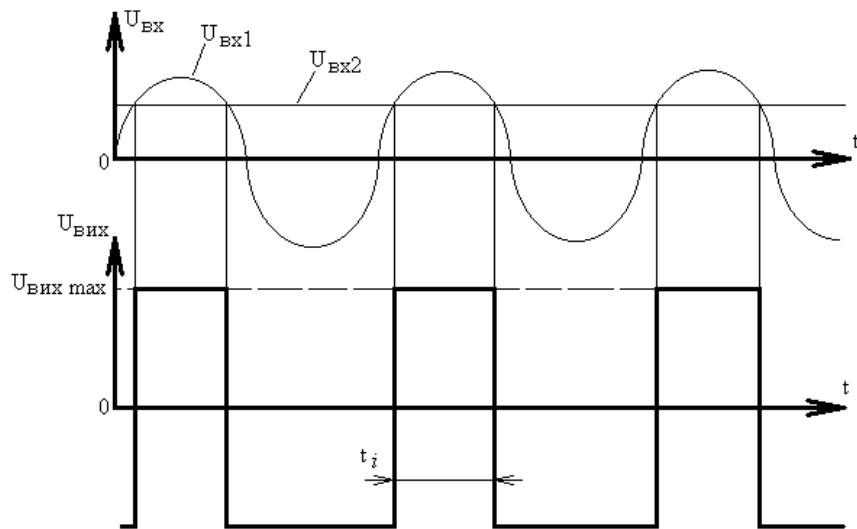
Коефіцієнт підсилення операційних підсилювачів досягає $10^4 \dots 10^6$ в зв'язку з чим є можливість використання глибокого від'ємного зв'язку. Властивості підсилювача, охопленого глибоким ВЗС, практично не залежить від параметрів підсилювача і визначаються головним чином ланцюгом зворотнього зв'язку. Ця обставина дозволяє з допомогою різних ланцюгів зворотнього зв'язку одержувати різноманітні передаточні функції, відповідні різним математичним операціям.

ОП являється схемою порівняння напруг (компаратор). Компаратор являється одним з основних елементів імпульсних схем.



мал.1 ОП як компаратор; а-схема; б-передаточна функція

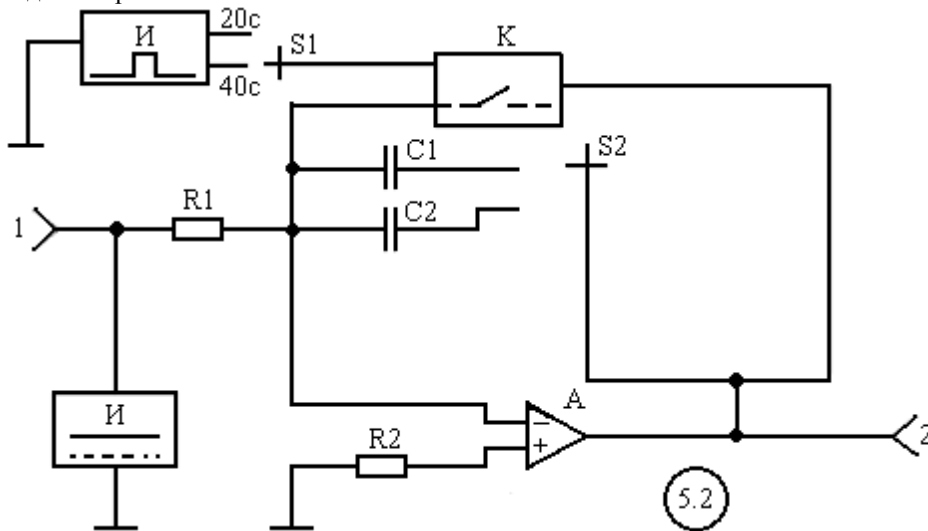
На мал.2 показані вхідні напруги компаратора, причому прийнято, що $U_{Вх1}$ -синусоїдальна напруга, а $U_{Вх2}$ -постійна. Компаратор переключиться в момент рівності $U_{Вх1} = U_{Вх2}$, і вихідна напруга буде мати форму прямокутних Імпульсів.



мал.2 Напряга на вході і виході компаратора.

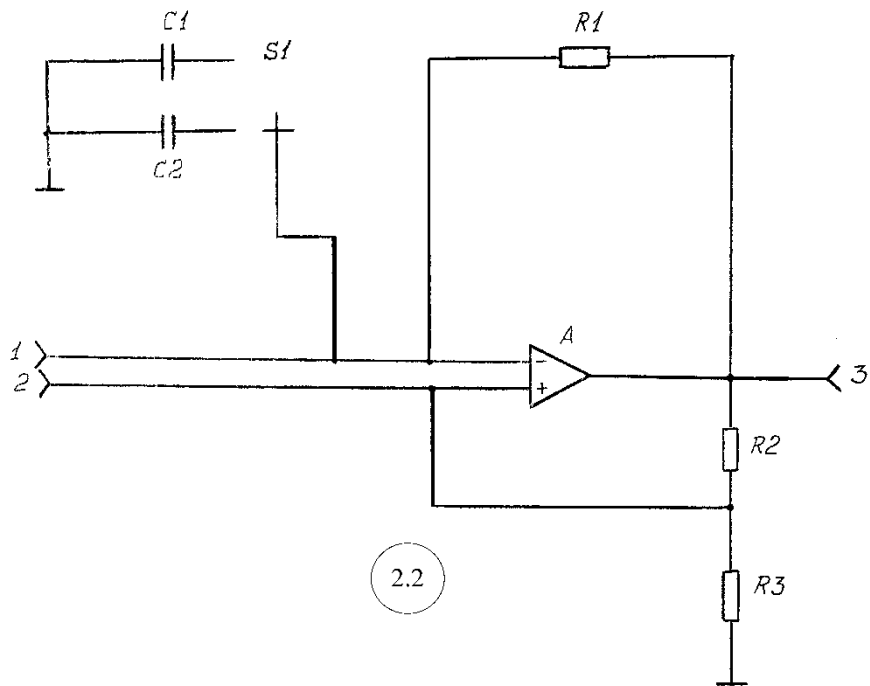
Ширина цих імпульсів при заданій амплітуді синусоїди залежить від величини $U_{ВХ2}$. Таким чином, найпростіший компаратор може служити перетворювачем синусоїдальної напруги в прямокутну. В цій же схемі здійснюється перетворення напруги $U_{ВХ2}$ у тривалість імпульсів t_i .

Інтегратор на ОП створюється на базі інвертуючого ОП (мал. 3). В ланцюгу ЗС увімкнений конденсатор С.



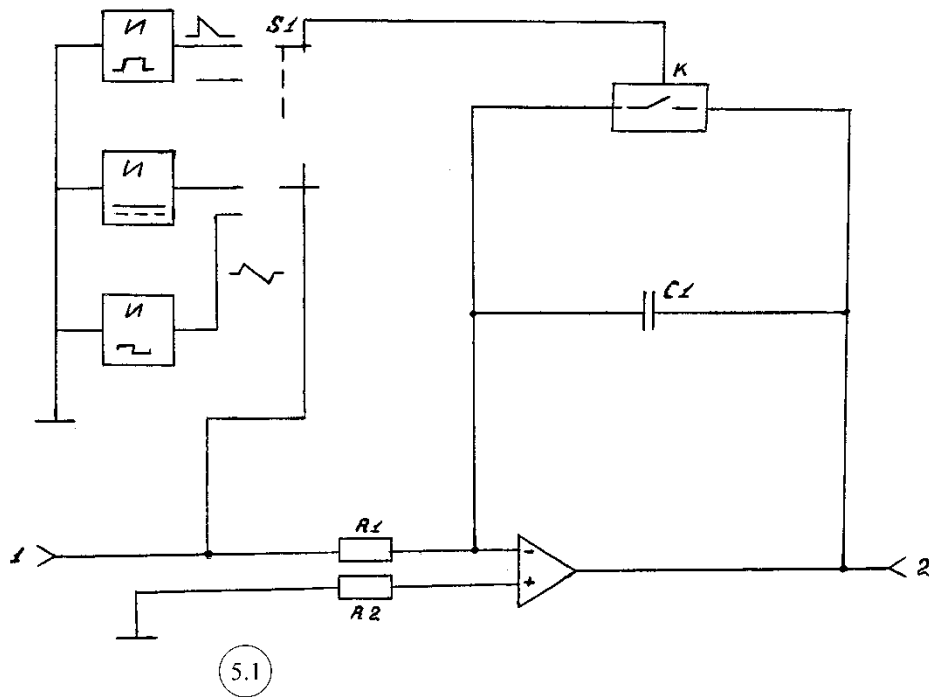
мал. 3 Інтегратор на ОП

Мультивібратором називається генератор імпульсів прямокутної форми, які періодично повторюються. Мультивібратор є автогенератором і працює без подачі вхідного сигналу (мал. 4).



мал. 4 Мультивібратор

Генератор лінійно - змінюючоїся напруги (ГЛИН) формує напругу пилоподібної форми. Для створення лінійної залежності напруг від часу частіше використовують заряд (чи розряд) конденсатора постійним струмом.



мал.5 Найпростіша схема для формування лінійно змінюючоїся напруги.

Великими техніко-економічними перевагами володіють схеми ГЛИН, які побудовані на ІМС. Серед них широке розповсюдження отримали схеми на ОП.

2. Підготовка до роботи.

Увімкнути кабель мережевого живлення до мережевої розетки і переводом тумблера "Мережа" вгору до відмови увімкнути стенд. Про вмикання свідчить свічення індикатора увімкнення приладу. Залишити стенд увімкненим на 15 хв. для самопрогрівання. Після цього стенд готовий до роботи.

3. Порядок роботи.

3. 1. Дослідження компаратора

- 3.1.1. Встановити на лицьовій панелі стенду ЕС23 накладну панель з зображенням компаратора (1.1)
- 3.1.2. Натиснути кнопку К в функціональній зоні 1.
- 3.1.3. Натиснути кнопку ИСТ.1 і встановити. _____
- 3.1.4. Підключити осцилограф до виходу (к.т.3).
- 3.1.5. Натиснути кнопки ИСТ.2 та обертанням ручки ИСТ.2 домогтися спрацювання компаратора. Визначити поріг чутливості. ~~~~~
- 3.1.6. Натиснути кнопки ИСТ.1 та _____
- 3.1.7. Підключити осцилограф до к.т.1, виміряти і замалювати осцилограму.
- 3.1.8. Натиснути кнопки ИСТ 2 та — .
- 3.1.9. Обертаючи ручкою ИСТ.2 встановити три значення $U_{вх}$ (-1В, 0В, 1В). Виміряти тривалість та період проходження імпульсів.

Примітка. Вимірювання напруг проводити за допомогою приладів, які встановлені на лицьовій панелі, при цьому світлодіоди, які встановлені під приладом вказують полярність цієї напруги. Часові параметри імпульсів вимірюють за допомогою осцилографа.

3.2. Дослідження мультивібраторів на основі ОП

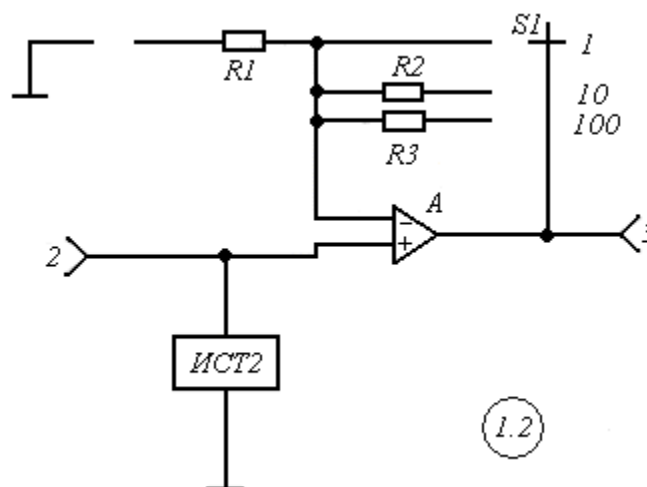
- 3.2.1. Встановити накладну панель з зображенням автоколебального мультивібратора (2.2)
- 3.2.2. Замалювати форму та виміряти параметри імпульсів в характерних точках мультивібратора при різних значеннях часозадаючого ланцюга (перемикач S1 в функціональній зоні 2).
- 3.2.3. Встановити накладну панель чекаючого мультивібратора.
- 3.2.4. За допомогою кнопки S2 подати на вхід продиференційовані імпульси.
- 3.2.5. Замалювати форму та виміряти параметри імпульсів в характерних точках мультивібратора.

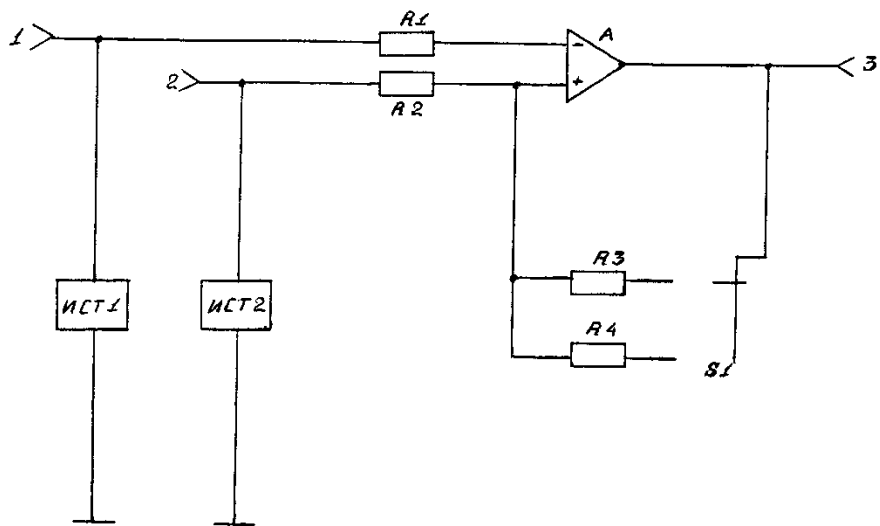
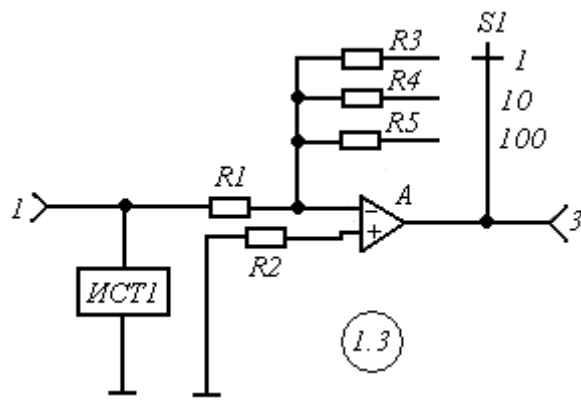
3.3 Дослідження інтегратора на основі ОП,

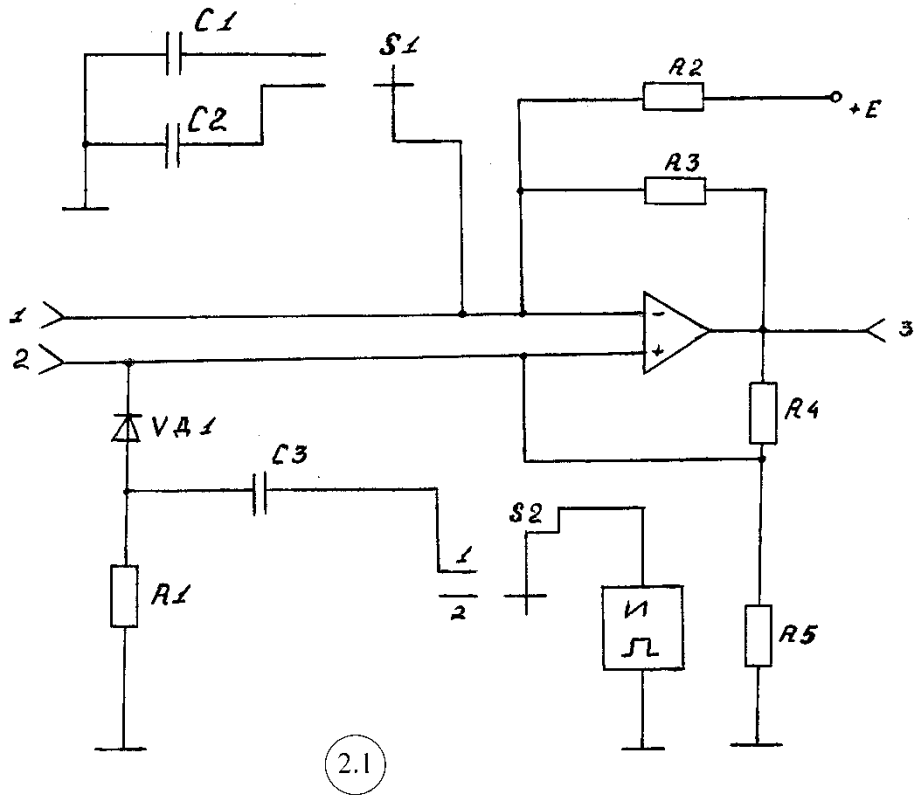
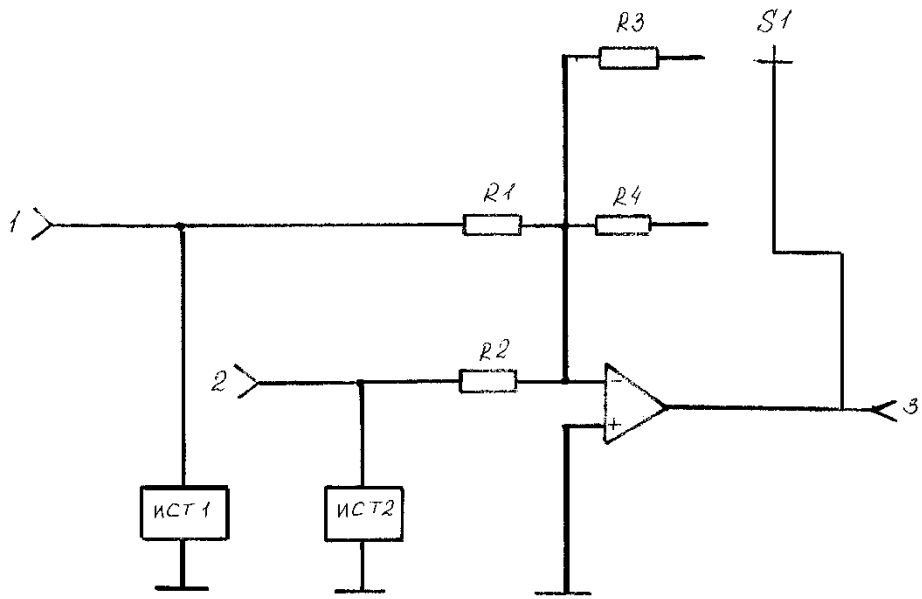
- 3.3.1 Встановити накладну панель з зображенням інтегратора (5.2).
- 3.3.2 Натиснути кнопку 2ОС перемикача S1.
- 3.3.3 Натиснути кнопку С1 перемикача S2.
- 3.3.4 Одночасно реєструючи показання секундоміра та вольтметра " $U_{вих}$ " побудувати характеристику інтегрування.
- 3.3.5 Натиснути кнопку С2 перемикача S2 та повторити пункт 3.3.4
- 3.3.6 Натиснути кнопку 4ОС перемикача S1.
- 3.3.7 Повторити п.3.3.3-3.3.5

3.4 Дослідження генератора пилоподібної напруги та трикутних імпульсів.

- 3.4.1 Встановити накладну панель з зображенням генератора на основі інтегратора (5.1).
- 3.4.2 Натиснути кнопку "▲" перемикача S1.
- 3.4.3 Замалювати та виміряти параметри імпульсів в характерних точках схеми.
- 3.4.4 Натиснути кнопку "▾" перемикача S2.
- 3.4.5 Повторити п.3.4.3







Лабораторна робота № 11

Дослідження підсилювача потужності.

Мета роботи

1. Дослідження двотактного трансформаторного підсилювача потужності.
2. Дослідження двотактного бестрансформаторного підсилювача потужності.

Короткі теоретичні зведення.

Підсилювачі потужності є вихідними каскадами посилення і призначені в основному для передачі споживачу заданої чи максимально можливої потужності при високому ККД і припустимих рівнях частотному і нелінійному перекручуваннях. Рівень нелінійних перекручувань і ККД підсилювача істотно залежить від початкового положення робочої крапки. Варто також враховувати, що нелінійні перекручування підсилювача в режимі великого сигналу обумовлюються не тільки не лінійністю вхідних характеристик, але і вихідних. Мінімально можливий рівень нелінійних перекручувань можна забезпечити в режимі класу А (однотактні каскади), а максимально можливий ККД – у режимі класу В чи АВ (двотактні каскади). З усіх варіантів схем двотактна схема в режимі класу В найбільш економічна, забезпечує до того ж відносно більше рівні вихідної потужності. Однотактна схема застосовується при відносно малих вихідних потужностях.

Максимальна потужність з колекторного ланцюга транзистора в навантаження передається при рівності вихідного опору транзистора опору навантаження. Оскільки навантаження підсилювачів потужності звичайно низькоомна, а вихідний опір трансформатора за схемою з ОЭ і ОБ велико, то навантаження у вихідний ланцюг транзистора найчастіше включається через трансформатор, що погодить. Це зменшує також витрату потужності джерела живлення колекторного ланцюга (збільшується ККД підсилювача). Тому що через опори навантаження не протікає постійна складова колекторного струму.

При відносно невеликих рівнях вихідної потужності широко практикується безпосереднє підключення навантаження у вихідний ланцюг транзистора вихідного каскаду. Такі підсилювачі називають бестрансформаторними вихідними каскадами.

Принципова схема двотактного підсилювача в режимі класу В з використанням транзисторів з ОЭ показана на мал. 1. У режимі по постійному струмі на бази обох транзисторів з дільника R_{g1} , R_{g2} від джерела харчування - E_B подається невелика напруга зсуву U_{OB} , що визначає струм бази $I_{b\ min}$ (мал.2). На виходи транзисторів Т1 і Т2 (мал.1) із вторинної обмотки вхідного трансформатора ТР1 надходить дві симетричних напруги $U_{ex1} = U_{B1}$ і $U_{ex2} = U_{B2}$, зрушених по фазі на 180° . Тому в даний момент часу один із транзисторів закритий, а іншої відкритий і транзистори пропускають струми по черзі, але напівперіодами (зі зрушенням на 180°). На мал. 2 показана форма одного з колекторних струмів.

Незважаючи на те, що струми окремих транзисторів мають вид імпульсів, наскрізний струм первинної обмотки $i_1 Tr2$ і напруга на колекторах U_{K1} і U_{K2} мають форму синусоїди. Це порозумівається тим, що при наявності магнітного зв'язку між обома половинами первинної обмотки трансформатора Тр2, при зменшенні миттєвого значення колекторного струму одного з транзисторів з'являється ЕДС на обох напівобмотках, причому, на одній з них виникає ЕДС самоіндукції, а іншої – ЕДС взаємоіндукції.

Характерно, що в наскрізному струмі i_1 відсутні постійні складові колекторних струмів I_{OK1} і I_{OK2} - це дозволяє зменшити габарити Тр2, він не містить парних гармонік, починаючи з другої, що дозволяє знизити коефіцієнт нелінійних перекручувань. Перша (корисна) гармоніка посилюваного сигналу має подвоєне значення, тому вихідна потужність двотактного підсилювача потужності в два рази більше, ніж однотактного.

У загальному проводі джерела живлення непарні гармоніки, у тому числі і перша, відсутня, унаслідок чого відсутній зв'язок між каскадами в многокаскадном підсилювачі за рахунок струмів корисного сигналу через загальний опір джерела живлення, що дозволяє в багатьох випадках виключити фільтри, що розв'язують.

Усі ці переваги двотактного вихідного підсилювача в порівнянні з однотактним можна реалізувати при досить високому ступені симетрії пліч схеми.

Бестрансформаторні вихідні каскади є схемами з послідовним живленням і рівнобіжним включенням навантаження (див. мал. 3). Бестрансформаторний підсилювач являє собою двотактний підсилювач потужності. Другий каскад виконаний на транзисторах Т4 і Т5, що включені стосовно навантаження як еміттерні повторювачі (схеми з ОК), те узгодження вихідного опору підсилювача з опором навантаження, що є звичайно низькоомної, значно спрощуються і ККД схеми може бути досить високим. При цьому також вхідна напруга підсилювача повинна бути рівним вихідному, а посилення потужності досягається за рахунок посилення струму.

Розрахунок основних енергетичних показників 2-х тактного підсилювача звичайно роблять для одного плеча схеми X за половину періоду посилюваного сигналу. У цьому випадку коефіцієнт трансформації приймають рівним $W_2 / W_1 / 2$, а результати розрахунку справедливі для всього підсилювача за період.

Т. к. у режимі повного порушення підсилювача форма колекторного струму з тах значенням $I_{км}$ відрізняється від синусоїди, то амплітуду 1-ої гармоніки і постійну складову цього струму одержимо з розкладання в ряд, тобто

Амплітуда $I_{км1} = I_{км} / 2$; постійна 1-ої гармоніки $I_{ок} = I_{км} / \pi$ складова

Потужність, споживана від джерела живлення:

$$P_{ПОГ} = 2 \cdot E_K (I_{ОК} + I_{Кmin}) \approx 2 \cdot U_{ОК} \cdot I_{ОК}$$

Потужність, що віддається транзисторами в первинну обмотку трансформатора TV_2 (Тр-р вихідний):

$$P_K = 2 \cdot I_{км1} \cdot U_{км} / 2 = I_{км} \cdot U_{км} / 2$$

Електричний ККД окремого плеча і всього підсилювача:

$$2\kappa = P_K / P_{ПОГ} = \pi \cdot \zeta / 4$$

де $\zeta = U_{км} / U_{ок}$ - коефіцієнт використання напруги колекторного живлення.

У випадку повного використання колекторного живлення ($\zeta = 1$)

$$\eta_K = \eta_{Kmax} = \pi / 4 = 0,786$$

Потужність розсіювання на колекторах транзисторів

$$P_{РАС} = P_{ПОГ} - P_K$$

Дослідження підсилювача потужності

Порядок роботи

1. Дослідження роботи трансформаторного підсилювача потужності.

Тумблер вкл. На "Вхід 1" і "Трансформаторний".

Тумблер "Живлення" у положення "Згладжене".

1.1. Визначити коефіцієнти трансформації вхідного і вихідного трансформаторів.

$$n = \frac{U_2}{U_1} \quad n_{ex} = \frac{U_{2-3}}{U_{16-17}} \quad n_{вих} = \frac{U_{12-13}}{U_{8-9}}$$

Напруга вторинної обмотки береться на напівобмотку.

1.2. Здійснити симетрію пліч підсилювача

(регулювати R_{B1} і R_{B2})

Для виконання пунктів 1.1. і 1.2. подати на первинну обмотку вхідного трансформатора (клеми 16-17) напруга, рівне 3В. Величину напруг заміряти осциллографом 31-67.

1.3. Зняти амплітудно-частотну характеристику підсилювача при живленні

а) згладженою напругою;

б) пульсуючим напругою (тумблер "Живлення" у положення "Пульсуючі").

Звуковий генератор підключити на "Вхід 1". Змінювати частоту від 20Гц до 20кГц (не менш 10 крапок).

Усі залежності знімати при максимальному значенні навантаження і постійній амплітуді вхідної напруги $U_{ex} = 3B$.

1.4. При частоті вхідного сигналу, на якій мінімальні зміни К- коефіцієнта підсилення, визначити U_{ex} , при якому настають нелінійні перекинуття. Замалювати осциллограмми напруг у крапках 1-3, 3-5, 7-11, 8-9, 9-10, 12-13.

1.5. Досліджувати посилення потужності трансформаторним каскадом. Тумблер "Живлення" - у положення "Згладжене". Визначити КПД схеми. Вимір потужності, споживаної від джерела харчування P_0 ,

потужності, що розсіюється на колекторі $P_K, P_{ВИХ}$ в навантаженні робити при максимальному значенні опору навантаження і постійній амплітуді вхідного сигналу $U_{ВХ} = const = 3B$

1.6. Зняти і побудувати залежності $P_H = \int (U_{ВХ})$ для трьох значень R_H . Тумблер "Живлення" - у положення "Згладжене", напруга $U_{ВХ}$ змінювати від 0 до 4 В (не менш 7 крапок).

2. Досліджувати посилення потужності трансформаторним каскадом, що живиться пульсуючим напругою. Повторити пункти 5 і 6.

3. Досліджувати посилення потужності бестрансформаторним каскадом – згладженою напругою, що живиться.

Тумблер вкл. на "Вхід 2" і "Бестрансформаторний".

Дослідження зробити аналогічно пунктам 1.3, 1.4, 1.5, 1.6.

4. За завданням викладача переглянути осцилограмми струмів у характерних крапках схеми.

Зміст звіту.

Звіт повинний містити:

1. Електричні схеми стенда (мал.1 і 3).
2. Амплітудно-частотні характеристики підсилювачів $K = \Psi(f)$, де $K = U_{ВИХ} / U_{ВХ}$. Частоту f - брати в логарифмічному масштабі.
3. Осцилограмми вихідних напруг при нелінійних перекручуваннях.
4. Дані розрахунків основних енергетичних показників двотактного підсилювача.
5. Залежності $P_H = f(U_{ВХ})$ по пункті 1.6.
6. Порівняння результатів дослідження обох видів підсилювачів і зробити їхній аналіз.

Література

1. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основи промислової електроніки -М.: Вища школа, 1985-400с.
2. Забродін Ю.С. Промислова електроніка.2М.: Вища школа.1982. 482с.

