

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Уманський державний педагогічний університет імені Павла Тичини

ФІЗИЧНІ ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНОЇ ТЕХНІКИ

*Методичні вказівки до
виконання лабораторного практикуму
для здобувачів вищої освіти
педагогічних спеціальностей*

Укладач Декарчук С. О.

Умань
Візаві
2021

УДК 004.38(072)

Ф50

Рецензенти:

Ткаченко І. А., доктор педагогічних наук, доцент, професор кафедри фізики та інтегративних технологій навчання природничих наук Уманського державного педагогічного університету імені Павла Тичини;

Медведєва М. О., кандидат педагогічних наук, доцент, доцент кафедри інформатики та ІКТ Уманського державного педагогічного університету імені Павла Тичини.

*Рекомендовано до друку вченою радою факультету Уманського державного педагогічного університету імені Павла Тичини
(протокол № 12 від 27 травня 2021р.)*

Фізичні основи комп'ютерної техніки : метод. вказівки до виконання
Ф50 лабораторного практикуму для здобувачів вищої освіти пед. спец. / МОН України, Уманський держ. пед. ун-т імені Павла Тичини ; уклад. С. О. Декарчук. – Умань : Візаві, 2021. – 106 с.

У посібнику викладено навчально-методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з курсу «Фізичні основи комп'ютерної техніки». Видання рекомендується для підготовки здобувачів вищої освіти педагогічних спеціальностей.

УДК 004.38(072)

© Декарчук С. О., уклад., 2021

© ВПЦ «Візаві», 2021

Зміст

Загальні правила виконання лабораторних робіт	4
Лабораторна робота № 1 «Дослідження властивостей напівпровідникових діодів»	6
Лабораторна робота № 2 «Дослідження властивостей тиристора»	13
Лабораторна робота № 3 «Дослідження транзисторів»	19
Лабораторна робота № 4 «Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах»	34
Лабораторна робота № 5 «Дослідження зворотного зв'язку в підсилювачах»	47
Лабораторна робота № 6 «Дослідження підсилювачів потужності»	57
Лабораторна робота № 7 «Дослідження диференційного підсилювача»	66
Лабораторна робота № 8 «Дослідження операційного підсилювача»	74
ДОДАТКИ	94

Загальні правила виконання лабораторних робіт

Перед виконанням роботи в лабораторії необхідно уважно ознайомитися з вимірювальними приладами і об'єктами дослідження призначених для виконання даної лабораторної роботи. Перед початком роботи всі регулятори і дільники напруги, регульовальні резистори та пристрої повинні бути поставлені в положення, що забезпечують мінімальні струми і напруги.

В процесі складання електронних кіл рекомендується спочатку вмикати елементи кола із послідовним з'єднанням, а далі здійснювати підключення паралельних гілок. З'єднувальні провідники до вольтметра і осцилографа підключаються в останню чергу. При цьому провідник, що з'єднаний з корпусом вимірювального приладу, повинен обов'язково вмикатися в одне із гнізд, що має потенціал корпусу набірного поля (позначено значком)

Перед початком записів результатів вимірювань необхідно визначити діапазон вимірюваних величин, кількість вимірювань і намітити значення, що будуть встановлюватися для незалежної змінної. Кількість цих значень залежить від характеру залежності що буде зніматися. Для плавних монотонних залежностей достатньо 5-6 значень незалежної змінної, рівномірно розподіленої по всьому діапазону її зміни. При знятті залежності які мають різкі екстремуми, як наприклад у резонансних кривих, кількість експериментальних значень вимірюваних величин в околі особливих точок повинно бути більше, що дозволить отримати більш достовірну залежність.

Оскільки в лабораторії, на робочому місті розміщені універсальні набірні поля і прилади, що забезпечують виконання усіх лабораторних робіт, перед початком виконання кожного пункту завдання, необхідно вибрати потрібний для даного експерименту прилад і відповідний діапазон вимірювання. Результати вимірювань необхідно заносити в заготовлені вдома таблиці у вигляді поділок, відрахованих по приладу. В таблиці мають бути передбачені колонки для результатів вимірювань, перераховані в одиниці виміру (вольти, мілівольти,

міліампери і т.д.). Ці колонки заповнюються після проведення серії вимірювань. Всі вимірювання які відносяться до одного режиму роботи електронного пристрою, повинні проводитись без перерви, за короткий проміжок часу, щоб уникнути похибок при вимірюваннях зумовлених різними факторами, наприклад нагрівом електронного пристрою. При проведенні більшості експериментів, одним із основних режимів роботи електронного пристрою є номінальний режим, тому вимірювання електричних величин при номінальному режимі для більшості лабораторних робіт є необхідним. Напівпровідникові прилади і мікросхеми характеризуються низкою максимально допустимих параметрів, перевищення яких при проведенні експерименту недопустимо.

При побудові деяких характеристик, наприклад амплітудно-частотної, часто користуються логарифмічною шкалою для частот, що відкладаються на вісі абсцис. В цьому випадку вимірювання, що проводяться в широкому діапазоні частот, необхідно здійснювати на частотах які кратні 1, 2 та 5, тобто при $\nu = 20, 50, 100, 200, 500$ Гц і т. д.

Після зняття залежностей які відносяться до однієї серії вимірювань (виконання певного пункту завдання, необхідно побудувати відповідні графічні залежності.

Лабораторна робота № 1 «Дослідження властивостей напівпровідникових діодів»

Мета роботи: Дослідження принципу дії і основних властивостей напівпровідникових діодів, дослідження їх вольтамперних характеристик, ознайомлення із основними параметрами і застосуванням.

Короткі теоретичні відомості

Напівпровідниковим діодом називається напівпровідниковий прилад із одним електричним р-п переходом і двома виводами.

Принцип роботи більшості діодів базується на використанні фізичних явищ в електричному переході. Найбільш часто в діодах застосовується електронно-дірковий перехід, контакт метал- напівпровідник, гетероперехід. Однак існують діоди, структура яких не містить випрямляючих електричних переходів (наприклад, діод Ганна) або містить декілька переходів (наприклад, *p-i-n*- діод, диністор), а також діоди із більш складною структурою переходів (наприклад, МДМ і МДП- діоди та ін). Діод як елемент електричного кола є нелінійним двополюсником із двома зовнішніми виводами і нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ). Він виконує функцію перетворення сигналів (випрямлення, детектування, множення частоти, перетворення світлової енергії в електричну та ін.).

Діоди класифікують за багатьма ознаками, найбільш важливими із яких є призначення, конструктивно-технологічні особливості, вид вихідного напівпровідникового матеріалу. За призначенням діоди поділяються на випрямні, високочастотні та надвисокочастотні (ВЧ- та НВЧ- діоди), імпульсні, стабілітрони (опорні діоди), тунельні, варикапи та ін; за конструктивно-технологічними особливостями - на площинні і точкові; за типом вихідного матеріалу — на германієві, кремнієві, арсенід-галієві, карбідо-кремнієві, антимонідо-індієві та інші.

Випрямні діоди (ВД) - це напівпровідникові діоди, що призначені для перетворення, змінного струму в постійний в обмеженому діапазоні частот (50Гц - 100 кГц). Крім того ВД широко використовуються в схемах керування та комутації, для обмеження паразитних стрибків напруги, в якості елементів електричної розв'язки кіл.

В якості ВД широко використовуються кремнієві площинні діоди, які мають значно менші зворотні струми, та більші допустимі напруги ніж германієві. Недоліком кремнієвих діодів є дещо більше пряме падіння напруги, чим на германієвих.

ВД виконуються на базі *p-n*-переходу і мають дві області. Одна із них є більш низькоомною (містить більшу концентрацію домішок - за звичай область із провідністю *p*-типу) і називається емітером. Інша область, база - більш високоомна (містить меншу концентрацію домішок - область із провідністю *n*-типу). До емітера і бази підводяться металеві контакти які називаються відповідно анодом і катодом.

Принцип роботи ВД базується на властивості односторонньої провідності *p-n*-переходу, це значить, що ВД добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні, і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні. Описане відображають ВАХ ВД: ідеального (рис. 1.1 а) і реального (рис. 3.2 б).

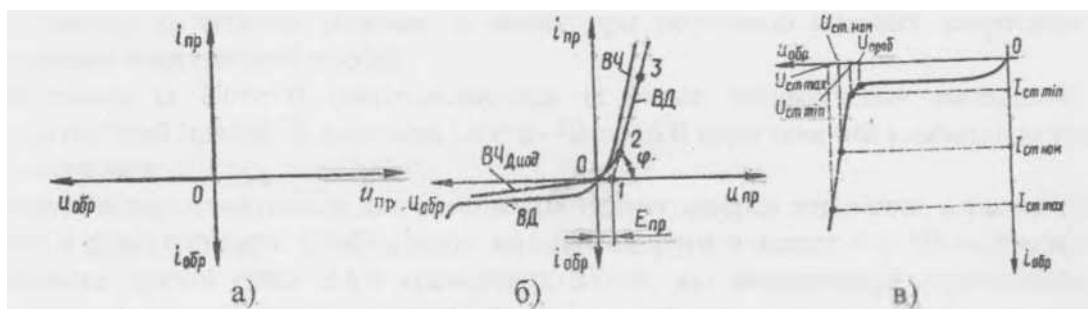


Рис. 1.1

Пряма гілка ВАХ описується рівнянням

$$I_{np} = I_0 \left(e^{\frac{U_{np} - I_{np} r_0}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (1.1)$$

де I_{np} , U_{np} - відповідно прямий струм і пряма напруга; r_0 - опір базової області (складає одиниці десятки ом), $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ - тепловий потенціал, k - постійна

Больцмана, q - заряд електрона, T - абсолютна температура, I_0 - зворотній струм р-п-переходу. Робочою ділянкою ВАХ ВД є лінійна (омічна) ділянка характеристики при прямому включенні (ділянка 2-3 рис 1.16) нахил характеристики на цій ділянці визначається опором базової області r_0 . На практиці пряму гілку ВАХ ВД апроксимують ломаною лінією (ділянки 0-1, 1-3

рис 1.16). Із рисунка видно, що $I_{np} = \frac{(U_{np} - E_{np})}{r_0}$ при $U_{np} > E_{np}$ (ділянка 1-3);

$I_{np} = 0$ при $U_{np} \leq E_{np}$ (ділянка 0-1) де $E_{np} \approx (0,5 \dots 0,7) \Delta \varphi_{k0}$, $\Delta \varphi_{k0}$ - напруга потенціального бар'єру, переходу (складає 0,3...0,9В); $r_0 = ctg \varphi$.

ВАХ ВД залежить від температури навколишнього середовища. При її збільшенні, збільшується прямий і зворотній струм діода. Особливо сильно змінюється зворотній струм так як його створюють неосновні носії заряду, кількість яких в напівпровіднику збільшується із збільшенням температури. Значення прямого струму в основному залежить від концентрації домішок в напівпровіднику.

ВЧ- і НВЧ-діоди є більш універсальними ніж випрямні діоди, тому їх називають універсальним діодами. Вони можуть працювати у випрямлячах змінного струму, а також у модуляторах детекторах, різних перетворювачах електричних сигналів, в широкому діапазоні частот. Їх недоліком у порівнянні з ВД є дещо нижча навантажувальна здатність. ВЧ діоди перших розробок містять точковий р-п-перехід і називаються точковими. Сьогодні використовуються мікросплавні ВЧ-діоди із площинними р-п-переходами дуже малих розмірів. У порівнянні із точковими такі діоди мають більш допустимі струми і кращі

характеристики при зворотному включенні.

Пряма гілка ВАХ ВЧ діодів за формою не відрізняється від ВАХ ВД діодів. Зворотній струм менший ніж у ВД, через малу площу $p-n$ -переходу, але на ВАХ практично відсутня ділянка насичення і через струми термогенерації та струми втрат зворотній струм рівномірно зростає (рис. 1.1б).

Імпульсні діоди є різновидом високочастотних і призначені для використання в якості ключових елементів. Швидкодіючих імпульсних схемах. Їх конструкція, ВАХ, статичні і динамічні параметри такі ж, як і у ВЧ і НВЧ діодів. Імпульсні діоди працюють при дії короткочасних імпульсів і повинні добре передавати їх форму.

Напівпровідникові стабілітрони (діоди Зенера, опорні діоди) - називаються напівпровідникові діоди напруга на яких, в зоні електричного пробую, слабо залежить від струму. Робочою ділянкою ВАХ стабілітрона є зона пробую $p-n$ -переходу при його зворотному включенні (рис 1.1в). При обмеженні зворотного струму стан пробую в стабілітроні може підтримуватися і відтворюватися на протязі десятків - сотень тисяч годин. Значення напруги стабілізації залежить від вихідного напівпровідникового матеріалу та технології його обробки. При виготовленні стабілітронів використовується кремній, так як зворотні струми $p-n$ -переходів невеликі і мало залежать від температури, тому в них менша ймовірність незворотного теплового пробую внаслідок протікання зворотного струму та саморозігріву $p-n$ -переходу.

В якості стабілітронів із напругою стабілізації $U_{ст} = 3 - 5V$ застосовуються діоди із низькоомного (високолегірованого домішками) матеріалу. В цьому випадку утворюється вузький площинний перехід із чіткими межами, в якому при порівняно низьких зворотних напругах виникає тунельний електричний пробій.

У стабілітронів із $U_{ст} > 7V$ (виготовляються із більш високоомних матеріалів) виникає лавинний електричний пробій. В діапазоні $U_{ст} = 5 - 7V$

пробій спричинений взаємодією тунельного і лавинного механізмів.

Стабілітрони використовуються для стабілізації напруг джерел живлення, а також для фіксації рівнів напруг в різних схемах. Стабілізацію низької напруги в межах 0,3-1В можливо отримати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів, які називаються стабісторами. Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, які мають симетричну, ВАХ відносно початку координат. В цьому випадку напруга стабілізації при прямому включенні дорівнює напрузі стабілізації при зворотному включенні.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входить: блок живлення 43008-У, вольтметр 43123-У, міліамперметр 43125-У, набірне поле "Електроніка", осцилограф.

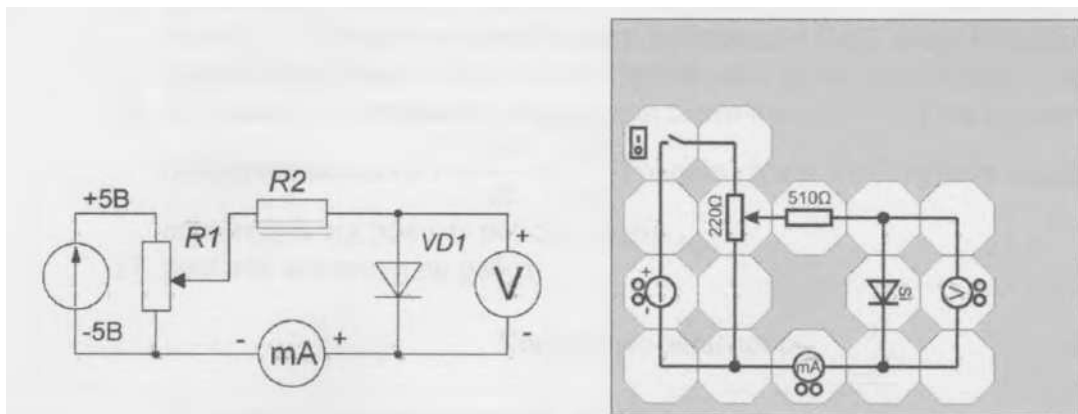


Рис.1.2

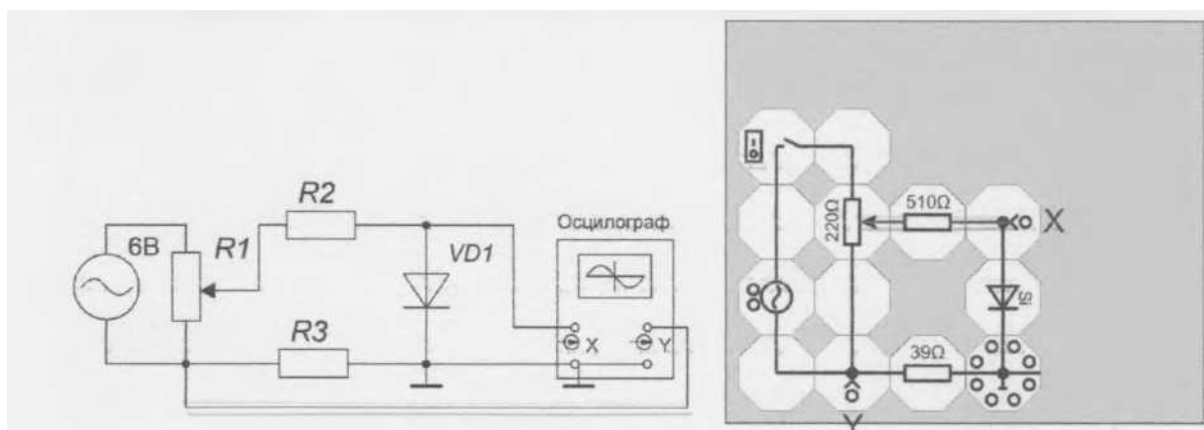


Рис. 1.3

Схема установки зняття прямої гілки ВАХ діода, і варіант її збору на набірному полі "Електроніка" наведена на рис. 1.2. Джерелом живлення слугує блок живлення 43008-У, струм вимірюється міліамперметром 43125-У на діапазоні 10 мА, напруга - вольтметром 43123-У на діапазонах 3 і 6 В. Напруга на діоді задається потенціометром Ш, резистор 112 необхідний для обмеження максимального струму в колі.

Для отримання ВАХ діода на екрані осцилографа використовується установка схема якої наведена на рис. 1.3. Осцилограф працює з вимкненою внутрішньою розгорткою, горизонтальне зміщення променя електроннопроменевої трубки пропорційно напрузі на діоді, а вертикальне зміщення - пропорційно величині його струму.

Виконання роботи

1. Зібрати лабораторну установку у відповідності із схемою рис. 1.2 із германієвим діодом.
2. Зняти ВАХ германієвого діода. Результати вимірювань занести до таблиці.
3. Замінити германієвий діод кремнієвим і зняти його ВАХ, записавши результати вимірювань до відповідної таблиці.
4. Замінити кремнієвий діод на світлодіод. Зняти його ВАХ записавши результати вимірювань до відповідної таблиці.
5. Встановити замість діода стабілітрон, зняти його ВАХ при прямому та зворотному включенні. Результати вимірювань занести до таблиці.
6. За результатами експериментальних даних п.2-5 побудувати графічні залежності ВАХ досліджуваних діодів.
7. Зібрати лабораторну установку у відповідності до рис. 1.3 із германієвим діодом.
8. Включити установку. Керуючи потенціометром R_1 і дільниками осцилографа по осям X і Y. Домогтися стабільного зображення ВАХ діода на екрані осцилографа.
9. Аналогічним чином зняти ВАХ кремнієвого діода, світлодіода,

стабілітрона.

10. За даним ВАХ виконати розрахунки статичного ($R = \frac{U}{I}$) та динамічного, (диференціального $r = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I}$) опорів діодів. Побудувати залежність цих параметрів від режиму роботи діодів.

11. Зробити висновки по роботі.

Контрольні запитання

1. Що таке напівпровідниковий діод?
2. Приведіть класифікацію напівпровідникових діодів?
3. Опишіть які, процеси відбуваються в $p-n$ -переході при відсутності зовнішньої напруги при його прямому і зворотному включенні.
4. На чому базується властивість односторонньої провідності $p-n$ -переходу і випрямного діода?
5. Охарактеризуйте температурні і частотні властивості $p-n$ -переходу.
6. Назвіть основні характеристики та параметри досліджуваних діодів.
7. Як можна визначити основні параметри діода по його характеристикам?

Лабораторна робота № 2 «Дослідження властивостей тиристора»

Мета роботи: дослідити властивості тиристора в залежності від величини напруги анод-катод та величини струму управління, а також від форми напруги анод-катод.

Обладнання: міліамперметр постійного струму 43125-У; амперметр постійного струму 43121-У; вольтметр постійного струму 43123-У; прилад комбінований Ц4352М1; блок живлення 43008-У; джерело живлення змінного струму 36В; набірне поле «Електроніка».

Короткі теоретичні відомості

Тиристором називається електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, який має три і більше *p-n*-переходів, вольт-амперна характеристика (ВАХ) якого має ділянку від'ємного диференціального опору. Якщо такий прилад включити в електричне коло змінного струму, то він відкривається, пропускаючи струм в навантаження, коли миттєве значення напруги на ньому досягне певного рівня або при подачі відкриваючої напруги на спеціальний керуючий електрод. Тиристири є ключовими елементами и тривалий час можуть знаходитися в одному із двох станів: увімкненому або вимкненому. По кількості зовнішніх електродів вони поділяються на двох електродні (некеровані) - діодні тиристири та триелектродні (керовані) - тріодні тиристири.

В діодних тиристорах розрізняють тиристири які закриваються в зворотному напрямку, тиристири, що проводять струм в зворотному напрямку і симетричні тиристири.

Тріодні тиристири поділяються на: із закриванням в зворотному напрямку з управлінням по аноду або катоду; з провідністю в зворотному напрямку з управлінням по аноду або катоду; симетричні (двонаправлені). Крім того в їх складі розрізняють групу тиристорів, що вимикаються.

Найпростіший тиристор (діодний) є чотирьохшаровим напівпровідниковим структури *p-n-p-n* (рис. 2.1). Крайні області p_1 і n_2

називаються емітерами, а середні p_2 і n_1 - базами, p - n -переходи П1 і П3 - емітерні, а П2 - колекторний. До областей p_1 і n_2 підводяться металеві контакти А і К, які називаються анодом і катодом. На рис. 2.1,б.в наведена схема включення в електричну мережу і ВАХ діодного тиристора.

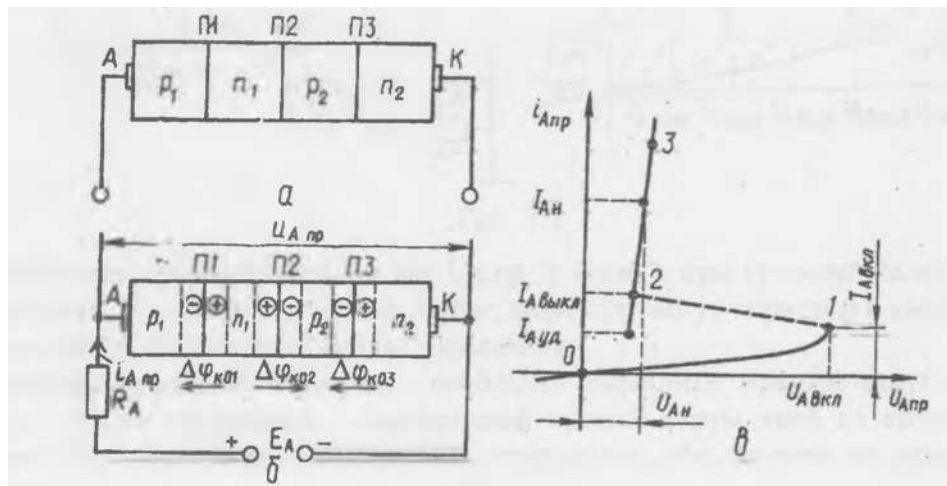


Рис. 2.1

При відсутності зовнішньої напруги ($E_a = 0$) в p - n -переходах діодного тиристора виникають потенційні бар'єри $\Delta\phi_{k01}, \Delta\phi_{k02}, \Delta\phi_{k03}$ (рис. 2.1,б). Структура знаходиться в стані термодинамічної рівноваги. Стуми, що в ній протікають урівноважують один одного і сумарний струм дорівнює нулю. Якщо до тиристора прикласти пряму напругу $U_{a,пр} < U_{a,вкл}$. (рис. 2.1,в) то переходи П1 і П3 зміщуються в прямому, а П2 в зворотному напрямку. Висота потенційних бар'єрів П1 і П3 зменшується. Дірки інжектуються із емітера p_1 в базу n_1 , а електрони - із емітера n_2 в базу p_2 . Поле зворотно-зміщеного переходу П2 дірки із бази n_1 виводяться в базу p_2 , а електрони із бази p_2 в базу n_1 (явище екстракції). Поява в базах n_1 і p_2 додаткових основних носіїв зарядів, ще більше зменшує висоту потенціальних бар'єрів переходів П1 і П3. Це спричиняє додаткову інжекцію дірок і електронів через переходи П1 і П3. Далі описані процеси повторюються. По мірі збільшення прямої напруги $U_{a,пр}$ відбувається

поступове насичення баз n_1 і p_2 основними носіями зарядів і зменшення їх опору. При певному значенні $U_{a,np} \geq U_{a,вкл}$ описаний процес стає лавиноподібним (в структурі діє внутрішній позитивний зворотній зв'язок). Різко зменшується опір областей p_2 і n_1 і відкривається перехід П2. Струм $I_{a,np}$ збільшується, а напруга $U_{a,np}$ зменшується. У ВАХ з'являється ділянка зворотного диференціального опору - ділянка 1-2 рис.2.1,в. Тиристор відкривається - переходить із закритого стану (ділянка 0-) у відкритий (ділянка 2-3). Закритому стану відповідає високий диференціальний опір, а закритому стану - малий.

Умови увімкнення діодного тиристора: $U_{a,np} \geq U_{a,вкл}$, $I_{a,np} \geq I_{a,вкл}$, де $I_{a,вкл}$ - струм вимкнення - мінімальний прямий струм який підтримує тиристор у увімкненому стані (процес увімкнення).

Для вимкнення діодного тиристора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{a,np} < I_{a,ут}$, де $I_{a,ут}$ - струм утримання - мінімальний прямий струм, при якому тиристор ще залишається в увімкненому стані (процес вимкнення) або подати на прилад напругу зворотної полярності.

На відміну від діодного тиристора тріодний тиристор містить додатковий електрод управління. Від додаткового зовнішнього джерела E_y , за рахунок струму управління $I_{упр}$ через управляючий електрод і базу p_2 вводиться додаткова кількість основних носіїв - дірок, (рис.2.2,а). Це дозволяє увімкнути тріодний тиристор при меншому значенні $U_{a,вкл}$ ніж діодний (рис. 2.2,б). Із ростом струму керування $U_{a,вкл}$ зменшується. При $I_{упр} = I_{упр,c}$ (струм спрямлення) відбувається випрямлення ВАХ тріодного тиристора, яка перетворюється в характеристику звичайного діода.

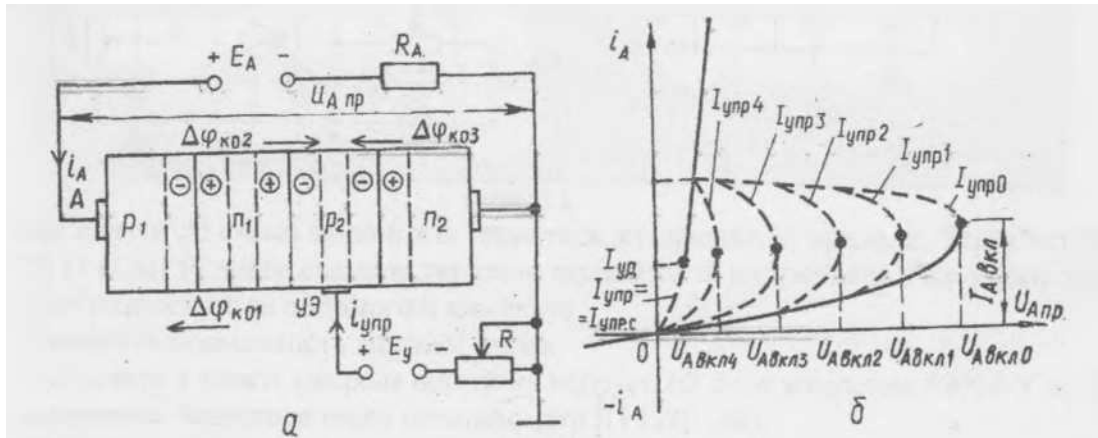


Рис. 2.2

Умова включення тріодного тиристора $U_{a.пр} \geq U_{a.вкл}$ при $I_y = const$, $I_{a.пр} \geq I_{a.вкл}$, де $I_{a.вкл}$ - струм вимкнення - лінійний прямий струм, який підтримує тиристор в увімкненому стані безпосередньо після його увімкнення і зняття управління.

Для вимкнення тріодного тиристора необхідно зменшити прямий струм, до значення $I_{a.пр} < I_{a.ут}$, $I_{a.ут}$ - струм утримання - мінімальний прямий струм який не вимикає тиристор, притікаючи через нього при розімкненому колі управління, або, подати на пристрій напругу зворотної полярності.

Симетричні тиристри мають ВАХ симетричну відносно I та III квадрантів. Вони виконані на базі п'ятишарових структур і називаються симісторами. Симістри при подачі на управляючий електрод сигналу однієї полярності вмикаються як в прямому так і зворотному напрямках.

Тиристри виготовляються на основі кремнію. На даний час створені кремнієві тиристри на струми від одиниць міліампер до десятків кілоампер і напругою від декількох вольт до декількох кіловольт. Швидкість наростання струму в них складає до 10^9 A/s . Час вмикання від сотень долей до десятків мікросекунд.

Порядок виконання роботи

1. Визначити і записати характеристики засобів вимірювання.
2. Скласти електричні схеми включення тиристора та випрямляча згідно рис.
2.1. без конденсатора С1.

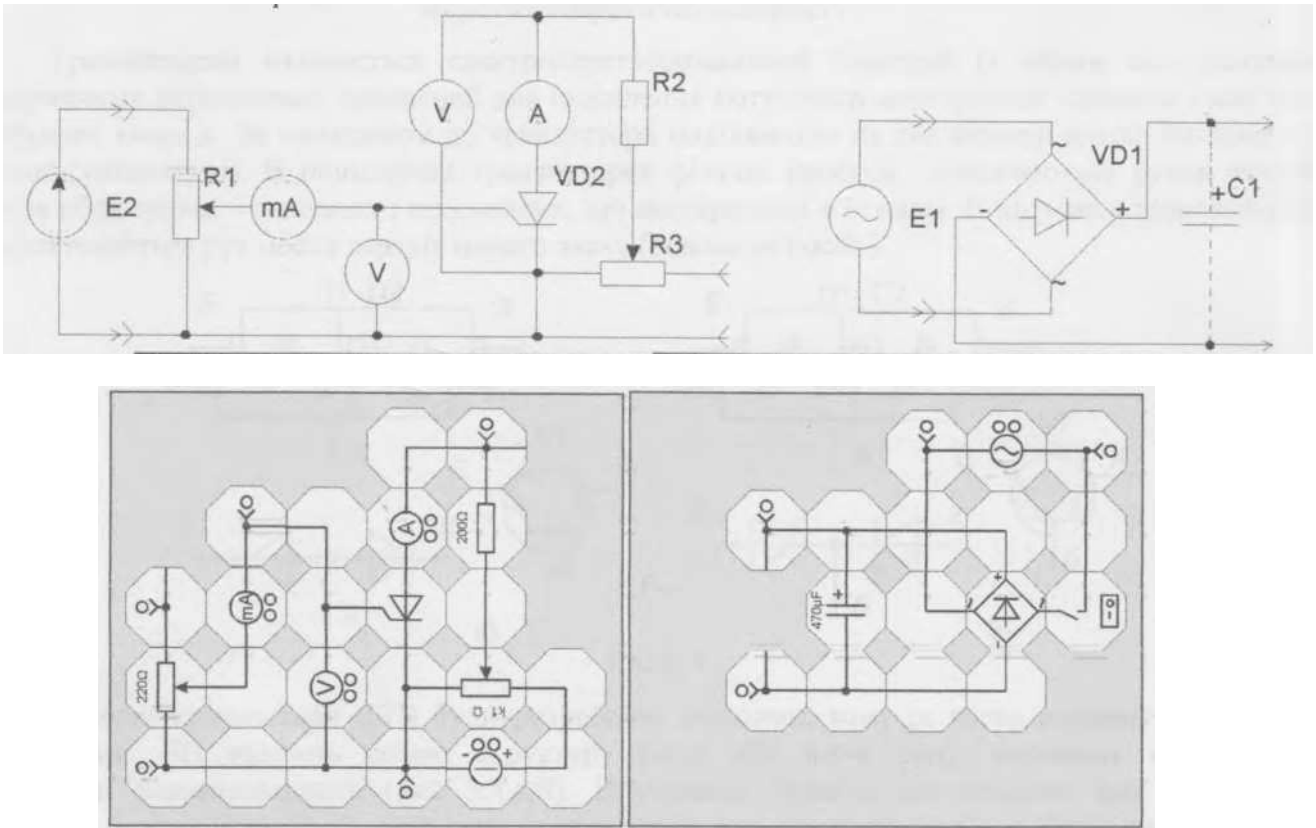


Рис. 2.1.

3. Під'єднати до схеми включення тиристора вимірювальні прилади. Через потенціометр R_3 (1 кОм) з'єднати схеми включення тиристора та випрямляча. При цьому коло має бути розімкнуте за допомогою вимикача.
4. Провірити правильність зібраної схеми.
5. Під'єднати в якості джерела постійної напруги E2 блок живлення 43008-У до схеми включення тиристора через потенціометр R_1 (220 Ом).
6. Під'єднати джерело змінної напруги E1 (блок живлення 36 В) до схеми випрямляча.
7. Замкнути коло випрямляча. За допомогою потенціометра 200 Ом встановити струм управління на 0 А, а потенціометром 1 кОм напругу на тиристорі - 36 В.

8. Збільшувати струм управління до відкриття тиристора. Заміряти максимальний струм управління і напругу, при яких тиристор закритий. Заміряти струм і напругу управління при відкритому тиристорі. Зменшити струм управління до миті закривання тиристора. Зменшити струм управління до нуля.
9. Встановити напругу на тиристорі 20 В. Повторити п. 8.
10. Встановити напругу на тиристорі 12 В. Повторити п. 8.
11. На виході випрямляча встановити модуль конденсатора 470 мкФ. Відкрити тиристор струмом управління і знову зменшити до нуля. Пояснити спостережуваний ефект.
12. Всі результати вимірювань занести в таблицю.

II. Зробити висновки.

Контрольні запитання

1. Що таке тиристор?
2. Приведіть структуру і схеми тиристорів?
3. Приведіть класифікацію тиристорів.
4. Охарактеризуйте основні параметри і характеристики тиристорів.
5. Як зміниться вид ВАХ тріодного тиристора при збільшенні струму управління?

Лабораторна робота № 3 «Дослідження транзисторів»

Мета роботи: Вивчення принципу дії і основних властивостей, дослідження характеристик, ознайомлення із основними параметрами і застосуванням біполярних транзисторів.

Короткі теоретичні відомості

Транзистором називається електроперетворювальний пристрій із одним або декілька електричними переходами, придатний для підсилення потужності електричних сигналів і має три або більше виводів. За принципом дії транзистори поділяються на два основні класи: біполярні і польові (уніполярні). В біполярних транзисторах фізичні процеси визначаються рухом носіїв зарядів обох знаків - основних і неосновних, що відображено в їх назві. В польових транзисторах використовується рух носіїв зарядів одного знаку (основних носіїв).

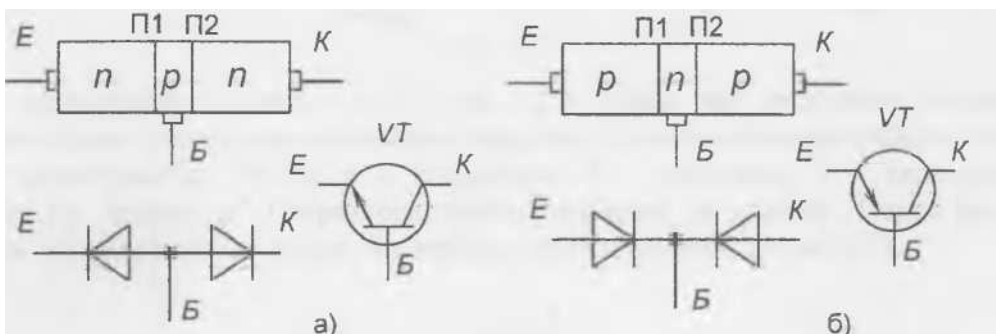


Рис.3.1

Біполярні транзистори (БП) були розроблені першими, тому їх часто називають просто транзисторами. БП являють собою структуру $p-n-p$ або $n-p-n$ типу, отриману в одному монокристалі напівпровідника (рис 3.1, а,б). Внутрішня область що розділяє $p-n$ -переходи називається базою. Зовнішній шар, що призначений для інжекції носіїв в базу, називається емітером, а $p-n$ -перехід П1, який прилягає до емітера - емітерним. Інший зовнішній шар, екстракує (витагує) носії із бази, - колектор, а $p-n$ -перехід П2 - колекторний. Для виготовлення транзисторів в якості вихідних матеріалів використовують

кремній або германій, а $p-n$ -переходи отримують по сплавній, дифузійній, вираженій, епітаксильній, планарній, та іншим технологіям. Перші транзистори були точковими, але вони нестійко працювали, тому були витіснені площинними транзисторами. Основними властивостями транзисторів є те, що товщина бази повинна бути меншою дифузійної довжини пробігу неосновних носіїв, інжекттованих із емітера в базу (декілька мікрометрів), емітер повинен містити значно більшу концентрацію домішок ніж база, а площа колекторного переходу бути більшою ніж емітерного.

Транзистор активний елемент, який підсилює потужність електричного сигналу. Це підсилення відбувається за рахунок споживання енергії зовнішніх джерел живлення. Змінюючи струм у входньому колі за певним законом, можна отримати підсилений сигнал на виході, такої ж форми.

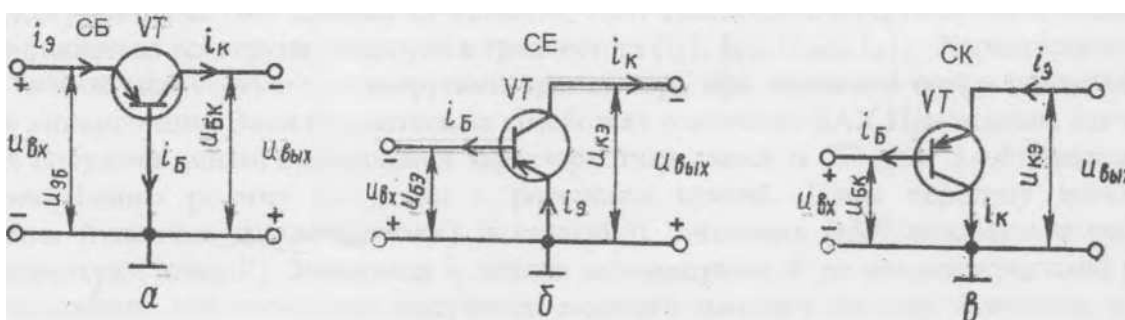


Рис. 3.2

В електричне коло транзистор включають таким чином, що один із його виводів (електродів) є входним, інший вихідним, а третій - спільний для входного і вихідного кола. В залежності від того який електрод є спільним, розрізняють три схеми включення транзисторів: із спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК). Ці схеми для транзисторів типу $p-n-p$ -наведені на рис. 3.2. Для $n-p-n$ -транзисторів в схемах включення змінюються лише полярності напруги і напрямки струмів.

Необхідно пам'ятати, що у підсилювальному режимі роботи транзистора його емітерний перехід зміщений в прямому напрямку, а колекторний в

зворотному.

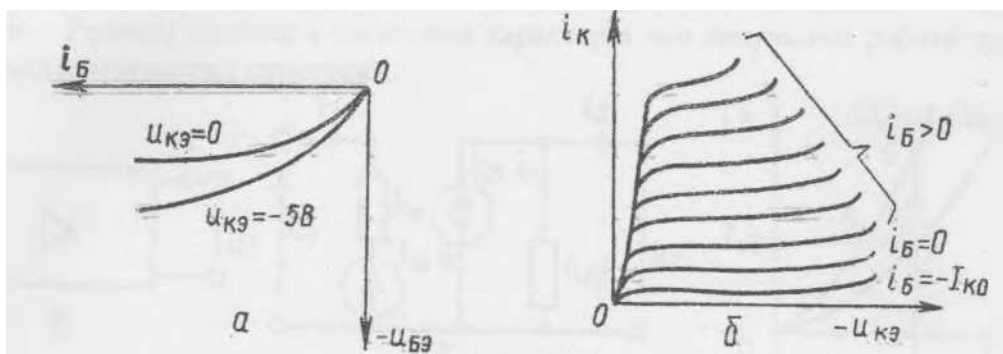


Рис. 3.3

Найбільш поширеною є схема із СЕ (рис.3.2.б), вона має найбільше підсилення по потужності. Кожна схема включення в загальному випадку характеризується чотирма сімействами вольт-амперних характеристик (ВАХ): а - вихідними, б - входними, в - характеристиками зворотного зв'язку по напрузі, г - характеристиками передачі по струму. Перші два з них є основними. На рис.3.3 наведені: а - входні, б - вихідні характеристики схеми із СБ.

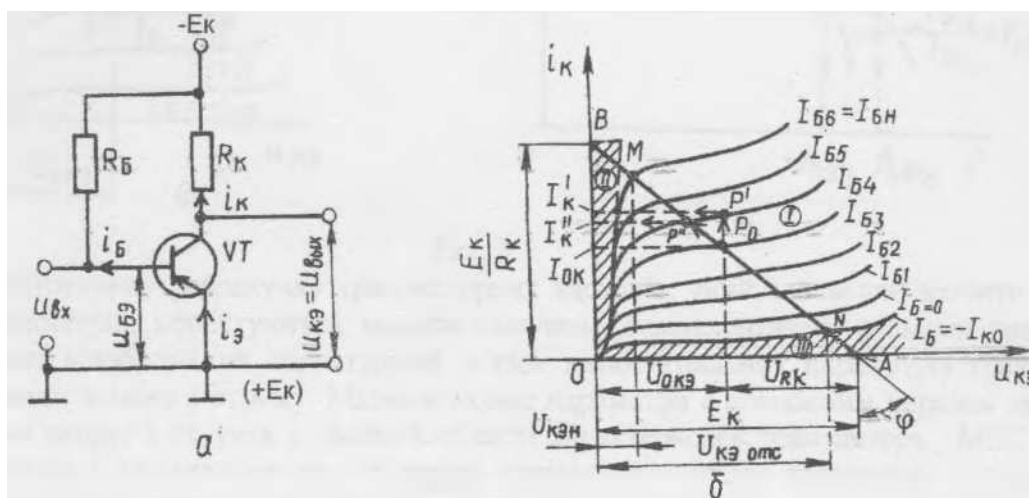


Рис. 3.4

Статичні ВАХ знімаються при відсутності опору навантаження у вихідному колі. При наявності цього опору (рис. 3.4,а) говорять про динамічний режим роботи транзистора. В такому режимі зміни колекторного струму при $E_K = const$ і $R_K = const$ залежать не тільки від змін базового струму, а і від змін

напруги на колекторі

$$|U_{KE}| = |U_k| - |I_K R_K| \quad (3.1)$$

яке в свою чергу, визначається змінами як базового, так і колекторного струмів, тобто в динаміці одночасно змінюються всі струми і напруги в транзисторі ($I_B \uparrow, I_K \uparrow, U_{KE} \downarrow, I_K \downarrow$). Характеристики які визначають зв'язок між струмами і напругами іранзистора при наявності опору навантаження, називаються динамічними. Вони будуються на сімействах статичних ВАХ При заданих значеннях E_K і R_K . Для побудови динамічної вихідної характеристики схеми із СЕ (рис. 3.4,б) використано рівняння динамічного режиму (3.1), що є рівнянням прямої. Точка перетину динамічної характеристики (навантажувальної прямої) із однією із статичних ВАХ називається робочою точкою транзистора (точка Р). Змінюючи I_B можна переміщувати її по навантажувальній прямій. Початкове положення цієї точки при відсутності вхідного змінного сигналу називають точкою спокою - P_0 . Існує три основних режими роботи транзистора: активний (лінійний, підсилювальний), насичення і відсічки. Поняття режиму пов'язане із наявністю трьох областей у транзистора: активної, насичення та відсічки. На рис.3.4,б вони позначені відповідно I, II, та III. Область відсічки обмежена зверху ВАХ відповідною $I_B = I_{K0}$ (обидва $p-n$ -переходи транзистора закриті). Область насичення обмежена праворуч прямою лінією із якої виходять статичні ВАХ (обидва $p-n$ -переходи транзистора відкриті). Активна область лежить між областями відсічки і насичення (емітерний перехід відкритий, а колекторний закритий). В активному режимі точка спокою транзистора P_0 знаходиться приблизно посередині ділянки навантажувальної прямої МІМ. В режимі насичення робоча точка знаходиться в області насичення, а в режимі відсічки - в області відсічки. Активний режим є основним. Він використовується в більшості підсилювачів, генераторів та ін. Режими відсічки і насичення характерні для імпульсної роботи транзистора і використовуються в імпульсних пристроях.

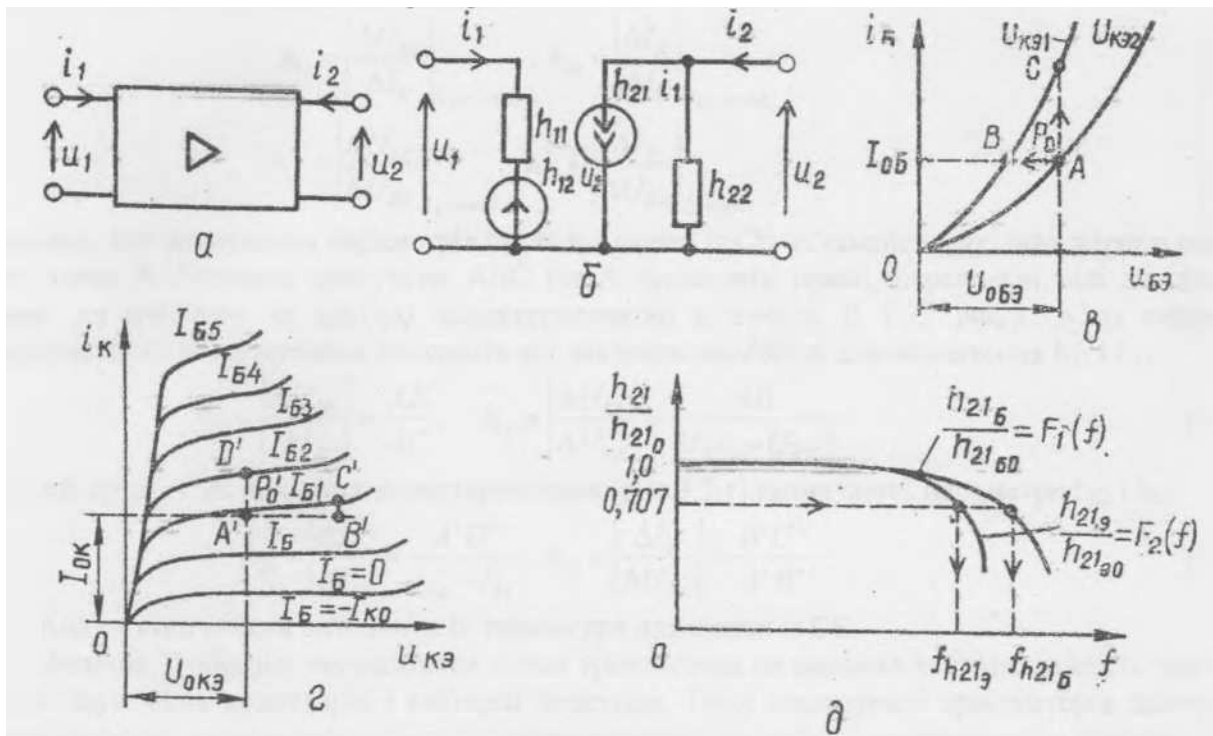


Рис. 3.5

При аналітичному розрахунку транзисторних каскадів, який дозволяє зробити кількісну оцінку цих параметрів, користуються малосигнальними еквівалентними схемами транзисторів (МЕС). Ці схеми відображають структурний зв'язок малосигнальних параметрів транзистора в режимі підсилення змінного струму. Малосигнальні параметри є кількісним виразом зв'язку між малими змінами напруг і струмів в лінійній області характеристик транзистора. МЕС являють собою лінійні кола і поділяються на дві групи: еквівалентні схеми побудовані із урахуванням фізичних властивостей транзистора, його структури і т.д, (фізичні еквівалентні схеми, моделі) і еквівалентні схеми, які відображають властивості транзистора, як активного лінійного чотиріполюсника (формальні еквівалентні схеми). Перші МЕС характеризуються фізичними параметрами транзистора (власними або внутрішніми параметрами), а другі МЕС - параметрами транзистора як чотиріполюсника (характеристичними параметрами). Обидві групи МЕС можна використовувати при аналізі транзисторних каскадів, які працюють в активній

області. Еквівалентну схему, що містить фізичні параметри можна скласти для будь-якої схеми включення (СБ, СЕ, СК).

Характеристичні параметри транзистора можна знайти, якщо формально представити його у вигляді активного лінійного чотирьохполюсника (рис.3.5, а, б), а зв'язок між напругами та струмами на його вході і виході представити у вигляді системи рівнянь

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

де $h_{11} = U_1 / I_1$ і $h_{21} = I_2 / I_1$ - вхідний опір і коефіцієнт передачі (підсилення) по струму, що визначається в режимі короткого замикання по змінному струму на виході транзистора $h_{12} = U_1 / U_2$ та $h_{22} = I_2 / U_2$ - коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі, і вихідна провідність, що визначаються в режимі холостого ходу на вході транзистора ($I_1 = 0$). Для реалізації режиму холостого ходу на вході і короткого замикання на виході достатньо під'єднати велику індуктивність на вході транзистора і велику ємність на виході, не змінюючи при цьому вибраного режиму роботи по постійному струму.

Приблизні значення h - параметрів можна визначити графоаналітичним способом на лінійних ділянках вхідних і вихідних статичних характеристик транзистора. Для визначення всіх h параметрів необхідно мати не менше двох характеристик кожного сімейства (вхідних і вихідних). Параметри розраховуються по кінцевим приростам струмів і напруги поблизу робочої точки транзистора. В цьому випадку для схеми із загальним емітером справедливі наступні рівняння

$$\begin{aligned} \Delta U_{BE} &= h_{11}\Delta I_B + h_{12}\Delta U_{KE} \\ \Delta I_K &= h_{21}\Delta I_B + h_{22}\Delta U_{KE} \end{aligned} \quad (3.3)$$

де

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE}=\text{const}} ; h_{21} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE}=\text{const}}$$

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B=\text{const}} ; h_{22} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B=\text{const}}$$

Наприклад, для визначення параметрів h_{11} та h_{12} схеми із СЕ на сімействі вхідних характеристик, в робочі точки А будують трикутник АВС (із А проводять прямі, паралельні вісі абсцис і вісі ординат до перетину із другою характеристикою в точках В і С рис.3.5,в. із отриманого характеристичного трикутника знаходять всі значення необхідні для визначення h_{11} і h_{12}

$$h_{11} = \left| \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right| = \frac{AB}{AC}, h_{12} = \left| \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right| = \frac{AB}{|U_{KE2} - U_{KE1}|} \quad (3.4)$$

В робочій точці А' на вихідних характеристиках (рис.3.5,г) визначають параметри h_{22} і h_{21} :

$$h_{21} = \left| \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right| = \frac{A'D'}{I_{B2} - I_{B1}}, h_{22} = \left| \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \right| = \frac{B'C'}{A'B'} \quad (3.5)$$

Аналогічно можна визначити h - параметри для схеми із СБ.

Фізична Т-образна еквівалентна схема транзистора на високих частотах містить ємності C_K і C_E , які шунтують колекторні і емітерні переходи. Тому властивості транзисторів залежать від частоти сигналів що підсилюються. Особливо сильно на роботу транзистора в області високих частот впливає ємність C_K , так як її ємнісний опір $X_{C_K} = 1/\omega_B C_K$, виявляється значно меншим ніж, опір зворотно-зміщеного колекторного переходу Γ_K . Це призводить до зменшення струму в навантаженні, тобто до зменшення коефіцієнта передачі струму в схемі із СБ і коефіцієнта підсилення струму в схемі із СЕ. Граничною вважається частота, при якій модуль коефіцієнта передачі (підсилення) зменшується на 3 дБ в порівнянні із значенням на середніх частотах. Вона позначається $f_{h_{21B}}$ для схеми із СБ та $f_{h_{21E}}$ для схеми із СЕ (рис.3.5,д). Параметри

$f_{h_{21E0}}$ та $f_{h_{21B0}}$ відповідають значенням коефіцієнтів підсилення і передачі струму на середніх частотах. При підвищенні частоти коефіцієнт $f_{h_{21E}}$ зменшується значно сильніше, ніж $f_{h_{21B}}$, тому схема із СЕ має значно гірші частотні властивості в порівнянні із схемою СБ:

$$f_{h_{21E}} \approx \frac{f_{h_{21B}}}{h_{21E}} \quad (3.6)$$

Властивості транзисторів суттєво залежать від температури. Підвищення температури, в першу чергу, збільшує зворотній струм насичення колекторного переходу (початковий струм колектора). Це призводить до зміни характеристик транзистора. Тому часто схеми на транзисторах містять елементи температурної стабілізації. При конструктивному виконання потужних транзисторних схем обов'язково передбачається відведення тепла від транзистора.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входить: набірне поле електроніка, джерело живлення 43008-У міліамперметр, 43125-У, вольтметр 43123-У, прилади комбіновані Ц4342-М1 та Ц4353, осцилограф утримувач гальванічних елементів із 4-ма пальчиковими елементами.

На рис.3.6 наведена схема лабораторної установки, і її варіант збору на набірному полі "Електроніка", для зняття статичних вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора структури *n-p-n* включеного по схемі із СЕ. Напряга база-емітер (U_{BE}) встановлюється потенціометром $R2$ і вимірюється вольтметром V_1 , в якості якого використовується комбінований прилад Ц4342-М1 на діапазоні вимірювання постійної напруги 1 В. Струм бази (I_B) вимірюється міліамперметром mA_1 , в якості якого використовується комбінований прилад Ц4353 на діапазонах вимірювання постійного струму 0,06; 0,12 та 0,6 мА. Напряга колектор-емітер (U_{KE}) задається потенціометром 114, і вимірюється вольтметром 43123-У (V_2) на діапазонах 6 і 3В. Струм колектора

(I_k) вимірюється міліамперметром mA_2 - 43125-У на діапазоні 10мА (на набірному полі використовується модуль амперметра А). "Резистор R_3 необхідний для обмеження струму в колекторному колі транзистора, щоб не виникло його теплового пробою. Установка живиться від джерела 43008-У.

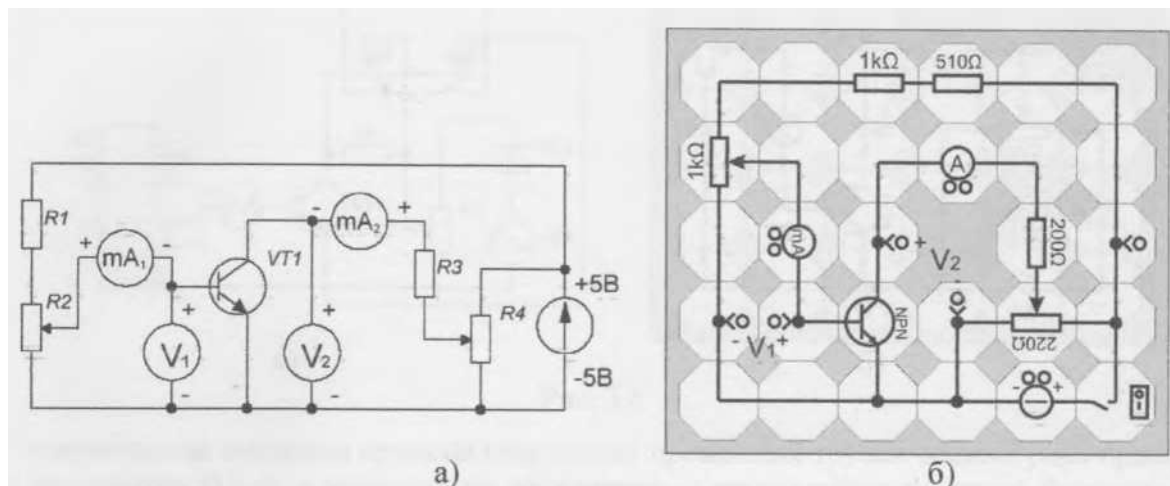


Рис. 3.6

На рис.3.6 наведена схема лабораторної установки, для зняття статичних вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора структури $n-p-n$ включеного по схемі із СБ. Призначення елементів установки аналогічне, в ній використовуються ті ж вимірювальні прилади, і джерело живлення. Напряга емітер-база тут встановлюється потенціометром R_2 і реостатом R_3 .

Для зняття характеристик транзистора структури $p-n-p$ необхідно у лабораторних установках змінити полярності джерела живлення і вимірювальних приладів

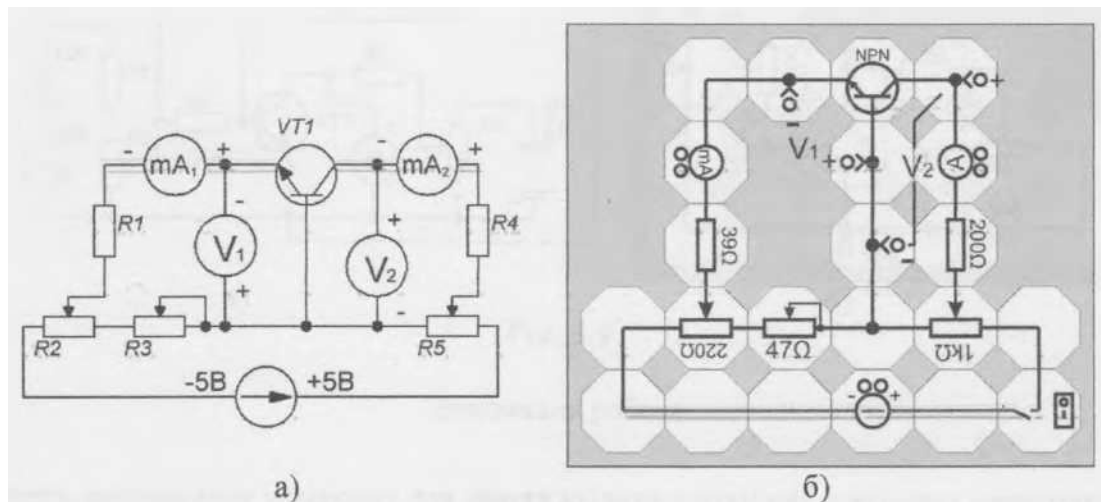


Рис. 3.7

Для отримання вихідної статичної ВАХ біполярного транзистора структури *n-p-n* включеного по схемі із СЕ на екрані осцилографа при заданому базовому струмі, використовується лабораторна установка, схема якої наведена на рис.3.8. Горизонтальне зміщення променя електронно-променевої трубки осцилографа пропорційно напрузі колектор-емітер (U_{KE}), а вертикальне відхилення - пропорційно величині колекторного струму транзистора. Для живлення установки змінним струмом використовуються джерело 43008-У, а в якості джерела постійного струму використовується батарея гальванічних елементів (в джерелі 43008-У не можна одночасно використовувати канали змінного і постійного струмів). Базовий струм встановлюється потенціометром R2 і контролюється комбінованим приладом Ц4353 на діапазонах вимірювання постійного струму 0,06; 0,12 та 0,6 мА.

На рис. 3.9 наведена схема установки для отримання вхідної статичної ВАХ біполярного транзистора структури *n-p-n*, включеного по схемі із СЕ, на екрані осцилографа при заданій напрузі колектор-емітер.

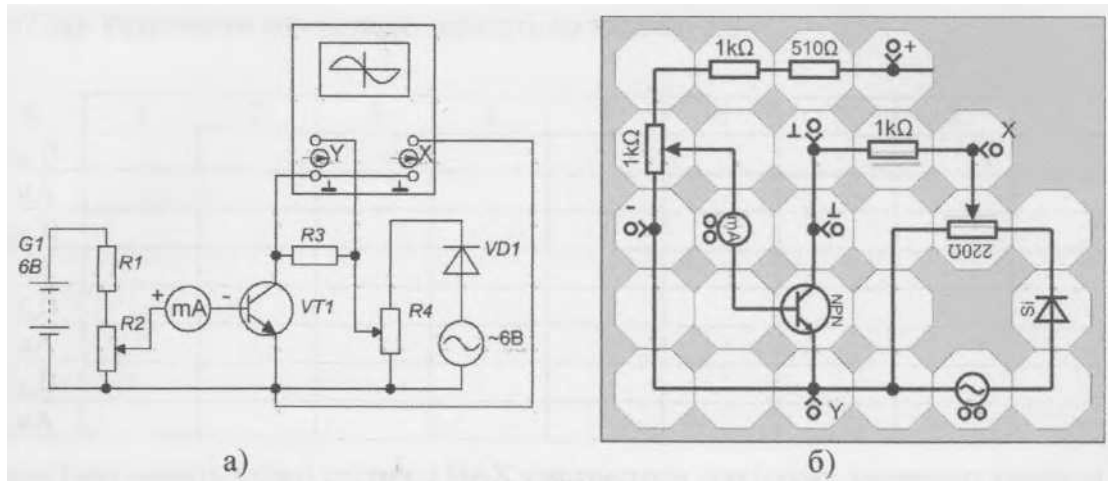


Рис. 3.8

Горизонтальне зміщення променя електронно-променевої трубки осцилографа пропорційно напрузі база-емітер (U_{BE}), а вертикальне відхилення - пропорційно величині базового струму транзистора. Напруга U_{KE} вимірюється вольтметром 43123-У, а її значення встановлюється потенціометром 115.

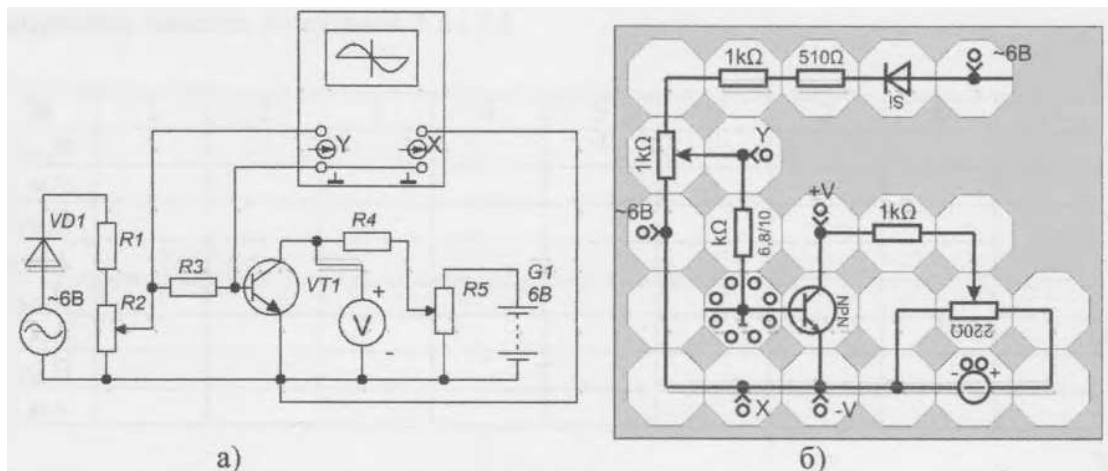


Рис. 3.9

Виконання роботи

1. Зберіть лабораторну установку для зняття вхідних і вихідних статичних характеристик біполярного транзистора в схемі із СЕ, у відповідності до рис.3.6.
2. При заданому значенні струму бази I_b зняти вихідну статичну ВАХ транзистора $I_K = f(U_{KE})$ в схемі із СЕ. Результати вимірювань занести до

таблиці 3.1.

Табл.3.1

I_B	№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I_{B1}	U_{KE}, B										
	I_K, mA										
I_{B2}	U_{KE}, B										
	I_K, mA										
I_{B3}	U_{KE}, B										
	I_K, mA										
I_{BN}	U_{KE}, B										
	I_K, mA										

3. Аналогічно зніміть вихідні статичні ВАХ транзистора, при інших значеннях струму бази $I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, \dots, I_{BN}$. Результати вимірювань занесіть до таблиці 3.1.

4. При заданій напрузі U_{KE1} зніміть вхідну статичну характеристику транзистора в схемі із СЕ, $I_B = f(U_{BE})$. Результати вимірювань занесіть до таблиці 3.2.

Табл.3.2

U_{KE}	№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U_{KE1}	U_{BE}, B										
	I_B, mA										
U_{KE2}	U_{BE}, B										
	I_B, mA										
U_{KE3}	U_{BE}, B										
	I_B, mA										
U_{KEN}	U_{BE}, B										
	I_B, mA										

5. Аналогічно зніміть вхідні статичні ВАХ транзистора при інших значеннях напруги колектор-емітер транзистора $U_{KE1}, U_{KE2}, U_{KE3}, \dots, U_{KEN}$. Результати

вимірювань занесіть до таблиці 2.

6. Зберіть лабораторну установку, для зняття вхідних і вихідних статичних характеристик транзистора в схемі із СБ, у відповідності до рис. 3.7

7. Аналогічним чином для схеми із СБ зніміть вхідні і вихідні статичні ВАХ. Результати вимірювань занесіть до таблиць 3.3 і 3.4.

Табл. 3.3

I_E	№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I_{E1}	$U_{БК}, В$										
	$I_K, МА$										
I_{E2}	$U_{БК}, В$										
	$I_K, МА$										
I_{E3}	$U_{БК}, В$										
	$I_K, МА$										
I_{EN}	$U_{БК}, В$										
	$I_K, МА$										

Табл. 3.4

$U_{БК}$	№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{БК1}$	$U_{ЕБ}, В$										
	$I_E, МА$										
$U_{БК2}$	$U_{ЕБ}, В$										
	$I_E, МА$										
$U_{БК3}$	$U_{ЕБ}, В$										
	$I_E, МА$										
$U_{БКN}$	$U_{ЕБ}, В$										
	$I_E, МА$										

8. За результатами вимірювань п. 1 - 7 побудуйте сімейства статичних ВАХ для схем із СЕ та СБ.

9. У відповідності до рис. 3.8 зберіть схему установки для осцилографування,

вихідних статичних ВАХ транзистора, у схемі із СЕ.

10. Увімкнути установку. При заданому значенні I_{B1} керуючи потенціометром $R4$ і дільниками осцилографа по осям X та Y . Добитися стабільного зображення ВАХ транзистора.

11. Зніміть вихідні статичні В АХ транзистора при різних значеннях струму бази і зрівняйте їх із побудованими в раніше.

12. У відповідності до рис. 3.9 зберіть схему установки для осцилографування, вхідних статичних ВАХ транзистора, у схемі із СЕ.

13. Зніміть вхідні статичні ВАХ транзистора при різних значеннях напруги U_{KE}, B , і зрівняйте їх із побудованими в п. 8.

14. По отриманим сімействам ВАХ для схем із СЕ і СБ, визначити β -параметри транзистора та пояснити їх фізичний зміст.

15. Обчислити для схем із СЕ і СБ значення фізичних параметрів фізичних параметрів через β -параметри

16. Дослідити динамічний режим роботи транзистора. Побудувати на його сімействі вихідних ВАХ навантажувальні прямі.

17. Зробити висновки по роботі.

Контрольні запитання.

1. Що таке транзистор? Які види транзисторів Ви знаєте?
2. Поясніть принцип дії біполярного транзистора, наведіть їх схеми включення і ВАХ.
3. Які три режими роботи має біполярний транзистор?
4. Охарактеризуйте особливості динамічного режиму роботи транзистора.
5. Як визначити β -параметри транзистора за допомогою його ВАХ?
6. Як визначити фізичні параметри транзистора через його h -параметри?
7. Чим визначаються частотні властивості транзистора?
8. Як, за допомогою омметра комбінованого приладу, визначити виводи

біполярного транзистора (емітер, колектор, база), його тип ($p-n-p$, $n-p-n$), і перевірити його справність?

Лабораторна робота № 4 «Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах»

Мета роботи: дослідження параметрів та характеристик каскадів на біполярних транзисторах (БТ) включених по схемі із спільним емітером (СЕ), спільним колектором (СК) і спільною базою (СБ).

Короткі теоретичні відомості

Підсилювач - це пристрій призначений для підсилення вхідного сигналу за рахунок споживання енергії джерела живлення.

В залежності від схеми включення біполярних транзисторів підсилювальні каскади поділяються на: із СЕ, СК та СБ.

До основних параметрів підсилювачів належать:

а) коефіцієнт підсилення по напрузі $K_U = U_{вих} / U_{вх}$, струму $K_I = I_{вих} / I_{вх}$, потужності $K_P = P_{вих} / P_{вх}$;

б) вхідний опір - опір між вхідними клемми підсилювача для змінного вхідного струму $R_{вх} = \Delta U_{вх} / \Delta I_{вх}$;,

в) вихідний опір між вихідними клемми підсилювача для змінного вхідного струму при від'єднаному навантаженні $R_{вих} = \Delta U_{вих} / \Delta I_{вих}$;,

г) коефіцієнт корисної дії (ККД) - відношення потужності, що надходить у навантаження, до потужності, що споживається джерелом живлення $\eta = P_H / P_{СП}$;

До основних характеристик підсилювача відноситься амплітудно-фазо-частотна та амплітудна характеристики. У загальному випадку коефіцієнт підсилення по напрузі і струму є величиною комплексною і характеризується модулем і фазою, які залежать від частоти сигналу що підсилюється. Тому амплітудно-фазо-частотну характеристику поділяють на дві: амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) (рис.4.1,а) і фазочастотну характеристику (ФЧХ) (рис.4.1,б).

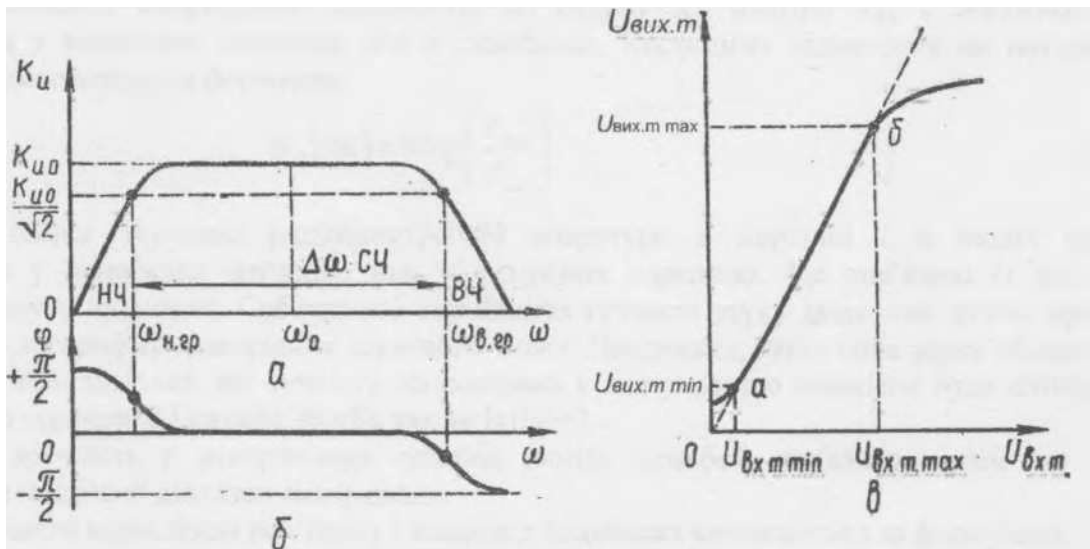


Рис. 4.1

Через наявність в схемі підсилювача реактивних елементів і залежностей властивостей транзистора від частоти, коефіцієнт підсилення підсилювача має різні значення, на різних частотах. Це явище називається частотними спотвореннями підсилювача. Для їх оцінки вводиться параметр який називається коефіцієнт частотних спотворень $M(\omega)$, що дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення на даній частоті $K_U(\omega)$ до коефіцієнта підсилення на середніх частотах K_{U_0} $\left(M(\omega) = \frac{K_U(\omega)}{K_{U_0}} \right)$. Частоти на яких коефіцієнт підсилення досягає граничного значення $K_{U_{гр}}(\omega) = \frac{K_{U_0}}{\sqrt{2}} = 0,707 K_{U_0}$, називається верхньою $\omega_{в.гр}$ і нижньою $\omega_{н.гр}$ граничними частотами (частотами зрізу), а різниця $\Delta\omega = \omega_{в.гр} - \omega_{н.гр}$ смугою пропускання підсилювача (рис.4.1,а).

Амплітудна характеристика (АХ) підсилювача - це залежність амплітуди вихідного сигналу $U_{вих.т}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{вх.т}$ на деякій постійній частоті (рис.4.1,в).

АХ ідеального підсилювача, є прямою лінією, яка проходить через початок координат, а АХ реального підсилювача співпадає із характеристикою

ідеального лише на ділянці ab (рис.4.1,в). При великих вхідних сигналах $U_{ex.m} > U_{ex.m \max}$ вихідна напруга перестає зростати. Це пов'язане із тим, що робоча точка транзистора потрапляє до області насичення або відсічки (проявляються нелінійні властивості транзистора). При цьому вихідний сигнал спотворюється. Це явище називається нелінійними спотвореннями і оцінюється

коефіцієнтом гармонік $K_G = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{P_n}{P_1}}$, де P_n - потужність n -ї гармонічної складової; P_1 - потужність першої гармоніки. Якщо навантаження підсилювача активне, то коефіцієнт гармонік набуває вигляду

$$K_G = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_{nm}^2}{U_{1m}^2}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{nm}^2}{I_{1m}^2}} \quad (4.1)$$

При малих вхідних сигналах $U_{ex.m} < U_{ex.m \min}$ вихідна напруга вихідна напруга підсилювача залишається практично постійною і дорівнює $U_{вих.m \min}$. Напруга $U_{ex.m \min}$ називається напругою власних шумів підсилювача. Власні шуми підсилювача зумовлені різними завадами і наводками, а також непостійністю в часі електричних процесів. За допомогою підсилювача неможливо підсилити сигнали із амплітудою $U_{ex.m} < U_{ex.m \min}$, оскільки підсилений сигнал неможливо буде виявити на фоні власних шумів підсилювача. Відношення $U_{ex.m \max} / U_{ex.m \min} = D$ називається динамічним діапазоном підсилювача.

Вимірювання коефіцієнтів підсилення по струму K_I , напрузі K_U , і потужності K_P здійснюється у відносних одиницях або в децибелах. Коефіцієнт підсилення по потужності в децибелах визначається за формулою

$$K_P [\text{дБ}] = 10 \lg \left(\frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right) \quad (4.2)$$

При оцінці звучання радіоелектронної апаратури в акустиці і в інших

випадках вимірювання у децибелах зручніше ніж у відносних одиницях. Це пов'язано із фізіологією сприйняття звуку людиною. Суб'єктивне сприйняття гучності звуку людським вухом приблизно пропорційне логарифму підвищення звукового тиску. Наприклад, якщо сила звуку збільшилась в сто разів, то нам здається, що гучність збільшилась у два рази, що кількісно буде співпадати із суб'єктивною оцінкою 2 Бел (або 20 дБ), так як $\lg 100=2$.

Інша зручність у використанні одиниці виміру децибел, пов'язана із тим що суттєво скорочується числовий діапазон вимірювань.

Коефіцієнт підсилення по струму і напрузі в децибелах визначається за формулами

$$K_I [\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} \right), \quad K_U [\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \right) \quad (4.3)$$

при умові що вихідний і вхідний опори підсилювача однакові.

Додаткова перевага одиниці децибел в тому, що операція множення і ділення при обробці результатів вимірювань, замінюється операціями додавання і віднімання.

Недолік представлення величин в децибелах у тому, що прилади для вимірювання в цих одиницях значно складніші.

Каскад СЕ. Даний підсилювальний каскад на БТ є найбільш поширеним. У такому підсилювачі (рис.4.2,а) емітер є спільним електродом для вхідного і вихідного кола. Вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ від джерела сигналу подається на підсилювальний каскад через конденсатор СІ.

Підсилена вихідна напруга може зніматися як із резистора R_K , так і з транзистора, оскільки змінні складові цих напруг однакові, але знаходяться в протифазі. На практиці вихідну напругу зручніше знімати із транзистора, так як в підсилювача СЕ емітер заземлюється і вихідна напруга знімається між заземленою точкою корпусу « \perp » (землею) і колектором транзистора. В цьому випадку вхід і вихід підсилювача мають спільну точку « \perp ». Якщо вихідну напругу знімати із резистора R_K , то спільної точки між входом і виходом не

буде. Що спричиняє значні незручності, оскільки аналіз роботи і вимірювання в підсилювачах та інших електронних пристроях проводяться відносно "землі".

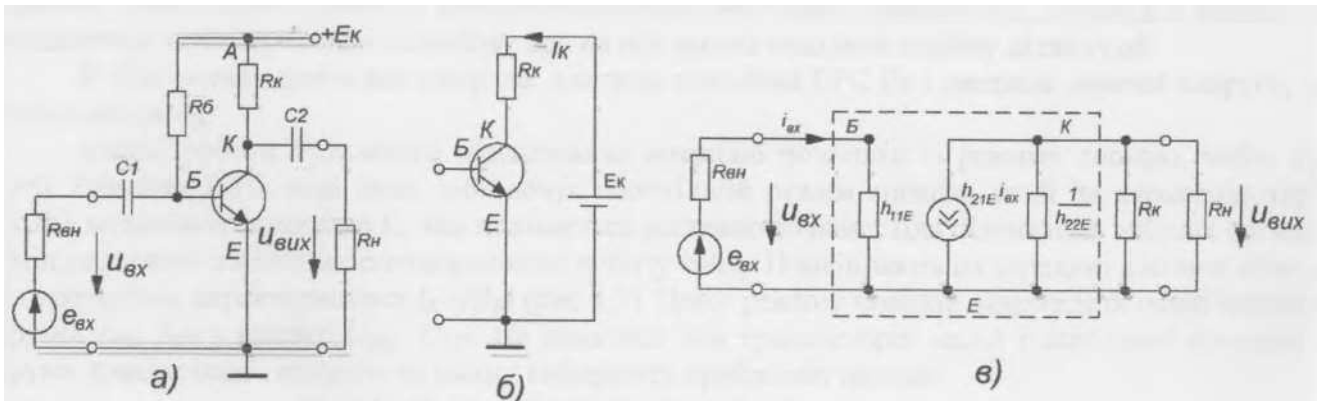


Рис.4.2

Аналіз роботи підсилювача СЕ зручно робити за допомогою статичних ВАХ транзистора (рис.4.3), вхідної характеристики $I_{\sigma} = f(U_B)$ (на рис.4.3,а вона повернута на 90°) і сімейства вихідних ВАХ $I_K = f(U_K)$ при різних струмах бази. Для колекторного кола підсилювача (рис.4.2,б) у відповідності із законом балансу напруг (другий закон Кірхгофа) можна записати $U_K = E_K - R_K I_K$. Графічний розв'язок даного рівняння показаний на рис.4.3.

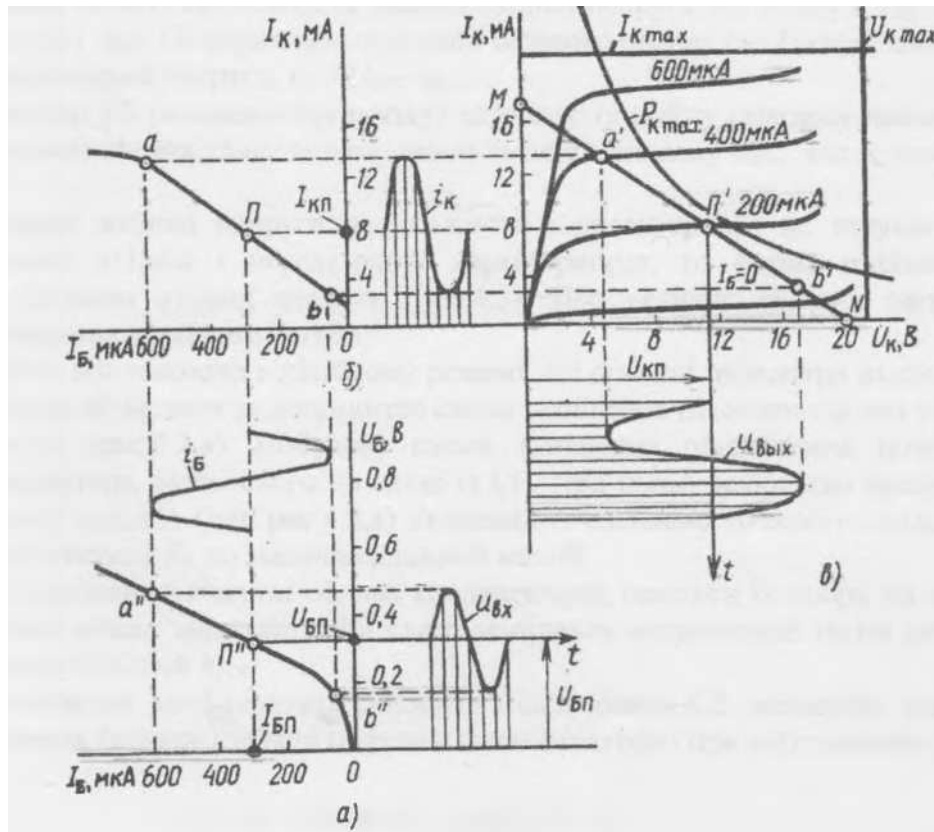


Рис. 4.3

Пряма MN, - лінія навантаження, побудована по двом точкам, що відповідають режиму холостого ходу і короткого замикання (координати точки N: $I_K = 0, U_K = E_K$ координати точки M: $U_K = 0, I_K = E_K / R_K$. Точки перетину лінії навантаження із вихідними характеристиками транзистора, визначають струм I_K і напругу на транзисторі U_K при будь-якому значенні струму бази I_B .

Опір резистора R_K вибирають в залежності від необхідного підсилення вхідних сигналів. Але при цьому необхідно пам'ятати, що лінія навантаження має проходити лівіше і нижче допустимих значень і забезпечується достатньо довга лінійна ділянка перехідної характеристики. Із метою виконання цих вимог опір R_K повинен бути 0,2-5кОм, для транзисторів малої потужності $R_K \sim 100$ Ом для транзисторів середньої потужності.

Перехідна або передаточна характеристика підсилювача $I_K = f(I_B)$ побудована по точкам перетину лінії навантаження із вихідними характеристиками транзистора. Із рис.4.3 видно, що передаточна характеристика

нелінійна, але на ній можна виділити лінійну ділянку ab .

В підсилювач діють два джерела: джерело постійної ЕРС E_K і джерело змінної напруги, що підсилюється e_{BX} .

Аналіз роботи будь-якого підсилювача потрібно починати із режиму спокою, тобто при $u_{BX} = 0$. Резистор R_B в колі бази, забезпечує необхідний режим спокою, який на характеристиках рис.4.3 визначається точкою П, яка називається робочою точкою. Для підсилення вхідних сигналів із мінімальними лінійними спотвореннями робочу точку П вибирають на середині лінійної ділянки ab перехідної характеристики $I_K = f(I_B)$ (рис.4.3). Дому режиму повинні відповідати певні значення струмів I_{BP} , I_{KP} і напруг U_{BP} , U_{KP} . На практиці для транзисторів малої і середньої потужності струми транзистора і напруги на ньому вибирають приблизно такими:

$$U_{KP} \approx E_K / 2, I_{KP} \approx (E_K / 2) / R_K, I_{BP} \approx I_{KP} / h_{21E} \quad (4.4)$$

При цьому $U_{BP} \approx 0,65V$ для кремнієвих транзисторів і $U_{BP} \approx 0,3V$ для германієвих. Вказаний режим забезпечується опором резистора K_B , який визначається за формулою

$$R_B = (E_K - U_{BP}) / I_{BP} \approx E_K / I_{BP} \quad (4.5)$$

Конденсатор $C1$ на вході підсилювача, необхідний для того, щоб не створювати постійної складової струму в джерелі вхідного сигналу e_{BX} , за рахунок дії джерела живлення E_K . Крім того при відсутності $C1$ порушується режим роботи підсилювача по постійній складовій.

При подачі на вхід підсилювача змінної вхідної напруги U_{BX} напруга U_{BE} стає пульсуючою (рис.4.3): $U_{BE} = U_{BE} + u_{BX}$. Це спричиняє пульсації базового струму $i_B = I_{BP} + i_{B-}$, колекторного струму $i_K = I_{KP} + i_{K-}$ і колекторної напруги, $u_K = U_{KP} + u_{K-}$.

Конденсатор $C2$ (конденсатор зв'язку) затримує постійну складову

колекторної напруги і пропускає в навантаження підсилювача лише змінну складову u_{K-} , яка є вихідною напругою підсилювача.

Якщо зміни вхідної напруги U_{BX} , базового і колекторного i_{K-} струмів укладаються на лінійних ділянках вхідної і передаточної характеристик, то форма вихідної напруги буде співпадати із формою вхідної напруги (рис.4.3). При великих вхідних сигналах виникають нелінійні спотворення вихідного сигналу.

При роботі підсилювача в лінійному режимі, всі основні параметри підсилювача на БТ($K_U, K_I, R_{ex}, R_{вих}$) можна обчислити за допомогою схеми заміщення підсилювача для змінних складових струмів і напруг (рис.4.2,в). Побудову схеми заміщення підсилювача починають із схеми заміщення транзистора, включеного по схемі із СЕ. При цьому необхідно врахувати, що змінній складовій струму, вузол А (див рис.4.2,а) з'єднаний із спільною точкою підсилювача « \perp », так як внутрішній опір джерела E_K по змінній складовій малий.

В схемі заміщення відсутні обидва конденсатори, оскільки їх опори по змінній складовій дуже малі і ними можна знехтувати. На схемі заміщення непоказаний також резистор R_B , так як його опір набагато більший h_{11E} .

Для визначення коефіцієнта підсилення підсилювача СЕ запишемо для вузла К схеми заміщення рівняння балансу струмів (перший закон Кірхгофа) при від'єднаному навантаженні ($R_H \rightarrow \infty$)

$$h_{21E}i_{BX} + h_{22}u_{ВИХ} + u_{ВИХ}/R_K = 0 \quad (4.6)$$

Вхідна напруга визначається за формулою

$$u_{BX} = h_{11E}i_{BX} \quad (4.7)$$

Розв'язавши рівняння (4.6) і (4.7) отримаємо (при $R_H \rightarrow \infty$)

$$K_{U_x} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{BX}} = -\frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{R_K}{1 + h_{12E}R_K} \quad (4.8)$$

Так як $h_{22E}R_K$ за звичай менше одиниці, то

$$K_{U_x} \approx \frac{h_{21E}}{h_{11E}} R_K. \quad (4.9)$$

Знак означає, що вхідна і вихідна напруги знаходяться в протифазі.

Із схеми заміщення (рис.4.2,в) легко отримати вирази для вхідного і вихідного опорів

$$R_{ВИХ} = h_{11E} \quad (4.10)$$

$$R_{ВХ} = \frac{R_K (1/h_{22E})}{R_K + 1/h_{22E}} = \frac{R_K}{1 + h_{22E}R_K} \approx R_K \quad (4.11)$$

Вхідний опір підсилювального каскаду СЕ за звичай визначають використовуючи довідник, де вказані значення h -параметрів. Для транзисторів малої і середньої потужності він, як правило, знаходиться в межах декількох десятків Ом до одиниць кілоом. Вихідний опір підсилювача СЕ за звичай більший вхідного оскільки він визначається опором R_K , що має, як правило, значення декілька кілоом. Це створює значні складності в роботі підсилювача із високоомним джерелом сигналу та низькоомним навантаженням. Коефіцієнт підсилення підсилювача із урахуванням внутрішнього опору джерела сигналу, R_{BH} і опору навантаження визначається за формулою

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{E_{ВХ}} = - \frac{h_{21E}}{R_{BH} + h_{11E}} \frac{R_K}{1 + R_K/R_K + h_{22E}R_K} \quad (4.12)$$

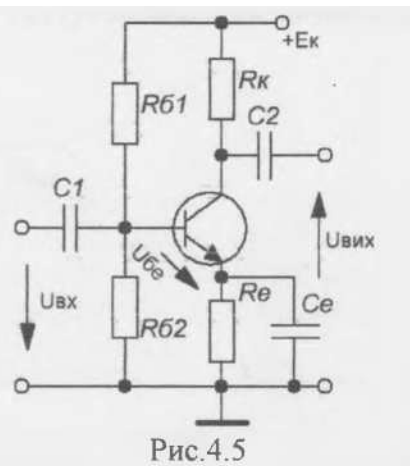
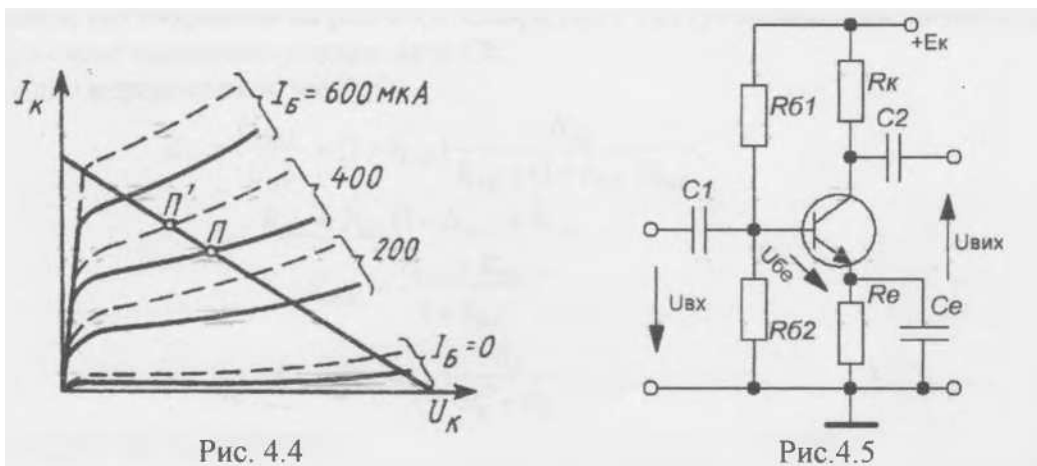
Таким чином коефіцієнт підсилення по струму підсилювача СЕ буде:

$$K_I = \frac{I_{ВИХ}}{I_{ВХ}} = \frac{h_{21E}}{R_K + R_H (1 + h_{22E}R_K)} \quad (4.13)$$

Суттєвим недоліком транзисторів є залежність їх параметрів від температури, що призводить до зміни колекторних характеристик транзистора (пунктирні криві на рис.4.4). Внаслідок цього при зміні температури змінюється положення робочої точки підсилювача (наприклад $П'$ на рис.4.4), що може призвести до спотворення вихідної напруги. Щоб цього не трапилось необхідна

стабілізація робочої точки. На рис.4.5 зображена схема підсилювача СЕ із емітерною температурною стабілізацією, яка стабілізує робочу точку за рахунок негативного зворотного зв'язку по постійному струму, який виникає внаслідок включення в емітерне коло підсилювача резистора R_E . Резистор R_{B1} і R_{B2} необхідні для створення заданої напруги $U_{BEП}$ в режимі спокою:

$$U_{BEП} = \frac{E_K R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - R_E I_{EП} \quad (4.14)$$



При підвищенні температури збільшується струм $I_{EП} \approx I_{KП}$, а отже, і падіння напруги на резисторі R_E , тому напруга $U_{BEП}$ зменшується. Це спричиняє зменшення базового струму $I_{BП}$ би, що призводить до зменшення струму I_{KH} майже до першопочаткового значення. Для усунення негативного зворотного зв'язку по змінному струму, резистор R_E шунтують конденсатором C_E , реактивний опір якого на нижній граничній частоті ($\omega_{н.гр}$) підсилювача, повинен бути на порядок меншим від R_E .

У підсилювачі СЕ із емітерною стабілізацією рекомендований режим:

$$U_{KП} \approx (2/3)E_{KП}; U_{EП} \approx (1/3)E_K \quad (4.15)$$

В області нижніх частот, ($\omega < \omega_{н.гр}$) на роботу підсилювача впливають конденсатори C_1, C_2, C_E . Вплив роздільних конденсаторів C_1 і C_2 пов'язаний і з тим, що при зниженні частоти сигналу збільшуються їх реактивні опори і з'являється падіння напруги на цих конденсаторах. Це призводить до зменшення

вхідної напруги і напруги на навантаженні. Вплив конденсатора C_E пов'язаний із тим, що при зниженні частоти і збільшенням його реактивного опору проявляється дія зворотного зв'язку по змінному струму. На низьких частотах напруга зворотного зв'язку майже зрівнюється із вхідною напругою U_{BX} , що призводить до зменшення напруги U_{BE} . Все вище сказане призводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду і появи фазового зсуву між вхідною і вихідною напругами, тобто коефіцієнт підсилення стає комплексною величиною.

В області високих частот ($\omega > \omega_{в.гр}$) на роботу підсилювача впливають. Залежність коефіцієнта передачі струму транзистора від частоти, ємність колекторного переходу, транзистора, ємність емітерного переходу, паразитна ємність монтажу і ємність навантаження.

Каскад СК. Підсилювач де транзистор включений по схемі із СК, називають емітерним повторювачем (рис. 4.6,а). В цьому підсилювачі основний резистор, із якого знімається вихідна напруга, включений в емітерне коло. Колектор транзистора по змінній складовій напруги з'єднаний із спільною точкою підсилювача « \perp », так як внутрішній опір джерела живлення дуже малий. В емітерному повторюванні є негативний зворотній зв'язок як по постійній, так і по змінній складовим напруги.

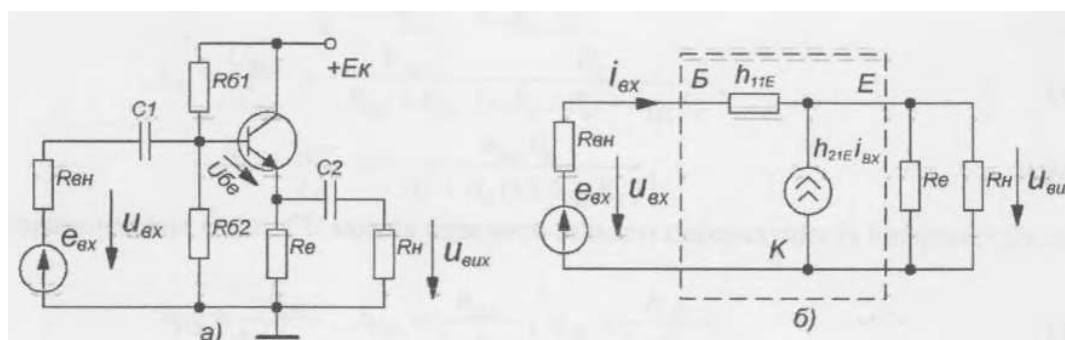


Рис.4.6

Для визначення основних параметрів емітерного повторювача розглянемо його спрощену схему заміщення, що зображена на рис.4.6,б. Опори $R_{Б1}$ і $R_{Б2}$ тут не показані по тій же причині, що і резистор R_B в схемі заміщення

підсилювача СЕ.

Нескладно переконатися, що

$$K_U = \frac{U_{BIX}}{U_{BX}} = (1 + h_{21E}) \frac{R_{EH}}{h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_{EH}}; \quad (4.16)$$

$$R_{BX} = R_{EH} (1 + h_{21E}) h_{11E} \quad (4.17)$$

$$R_{BIX} = \frac{h_{11E} + R_{BH}}{1 + h_{21E}}; \quad (4.18)$$

$$K_I = (1 + h_{21E}) \frac{R_B}{R_E + R_H}; \quad (4.19)$$

де $R_{EH} = R_E \parallel R_H = R_E R_H / (R_E + R_H)$.

В цьому підсилювачі зазвичай $K_U \approx 0,9 - 0,99$, R_{BX} приблизно в $1 + h_{21E}$ раз більший, а R_{BIX} - в $1 + h_{21E}$ раз менший ніж в підсилювачі із СЕ. За звичай для транзисторів малої і середньої потужності R_{BX} дорівнює декільком кілоомам, а R_{BIX} коливається від декількох до десятків ом.

Коефіцієнт підсилення по струму збільшується із зменшенням опору навантаження. В режимі спокою емітерного повторювача рекомендовано, щоб $U_{EP} \approx 0,5 E_K$.

Таким чином емітерний повторювач має великий вхідний і малий вихідний опори. Тому його використовують для узгодження високоомного джерела із низькоомним навантаженням.

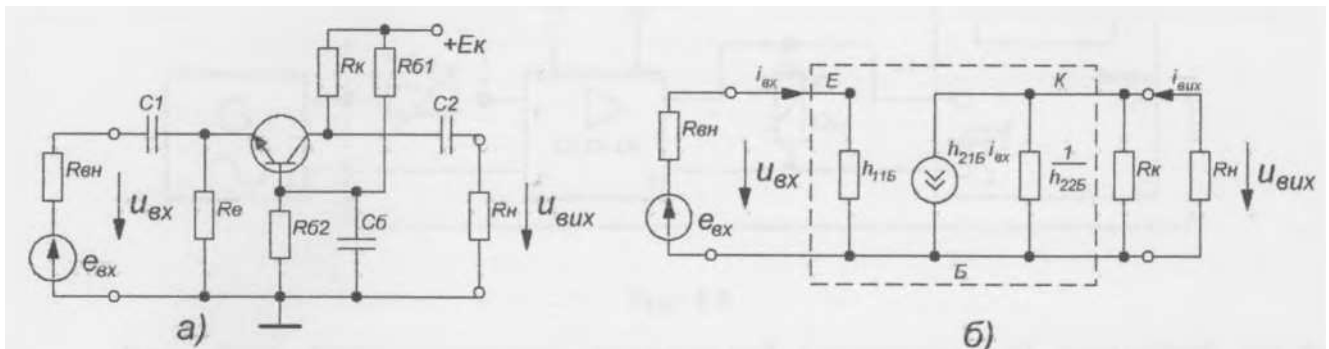


Рис. 4.7

Каскад СБ. Підсилювальні каскади із СБ використовуються значно рідше, ніж каскади із СЕ і СК. В цьому каскаді (рис.4.7,а) спільним електродом для вхідного і вихідного кіл є база. Розглянувши спрощену схему заміщення підсилювача (рис.4.7,б) отримаємо:

$$R_{BX} = h_{11B}, \quad (4.20)$$

$$R_{BIX} = \frac{R_K (1/h_{22B})}{R_K + 1/h_{22B}} = \frac{R_K}{1 + h_{22B}R_K} \approx R_K, \quad (4.21)$$

$$K_U = \frac{U_{BIX}}{E_{BX}} = -\frac{h_{21B}}{R_{BH} + h_{11B}} \frac{R_K}{1 + R_K/R_H + h_{22B}R_K} \approx R_K, \quad (4.22)$$

$$K_I = \frac{I_{BIX}}{I_{BX}} = -\frac{h_{21B}R_K}{R_K + R_H (1 + h_{22B}R_K)}, \quad (4.23)$$

h - параметри для схеми СБ можна отримати шляхом перерахунку із h - параметрів для схеми СЕ:

$$h_{21B} \approx \frac{-h_{21E}}{1 + h_{21E}}, \quad h_{22B} \approx \frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}}, \quad h_{11B} \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \quad (4.24)$$

Таким чином підсилювач по схемі із СБ має малий вхідний і великий вихідний опори, це створює труднощі при з'єднанні таких каскадів між собою. Його вхідний опір знаходиться в межах від долей ома (для транзисторів великої потужності) і до десятків ом (для малопотужних транзисторів). Коефіцієнт підсилення по струму для каскаду СБ менше одиниці, він дозволяє отримати лише підсилення по напрузі, і не інвертує вихідний сигнал.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входять: набірне поле "Електроніка", джерело живлення 43008-У, генератор гармонічних коливань, осцилограф, магазин опорів.

Структурна схема лабораторної установки зображена на рис.4.8. Підсилювальний каскад, який досліджується, живиться постійною напругою від джерела 43008-У. Магазин опорів спочатку включається між генератором

гармонічного сигналу і підсилювачем (R_d) для вимірювання вхідного опору каскаду. Далі він підключається на вихід підсилювача і використовується в якості навантаження каскаду (R_H).

Для вимірювання вхідної і вихідної напруги і зсуву фаз між ними використовується осцилограф. На рис.4.8 показано підключення одно каналного осцилографа, він працює в режимі зовнішньої синхронізації. Сигнал синхронізації подається на вхід запуску із виходу генератора. Таке включення забезпечить можливість вимірювання фазового зсуву між вхідним і вихідним сигналом підсилювача.

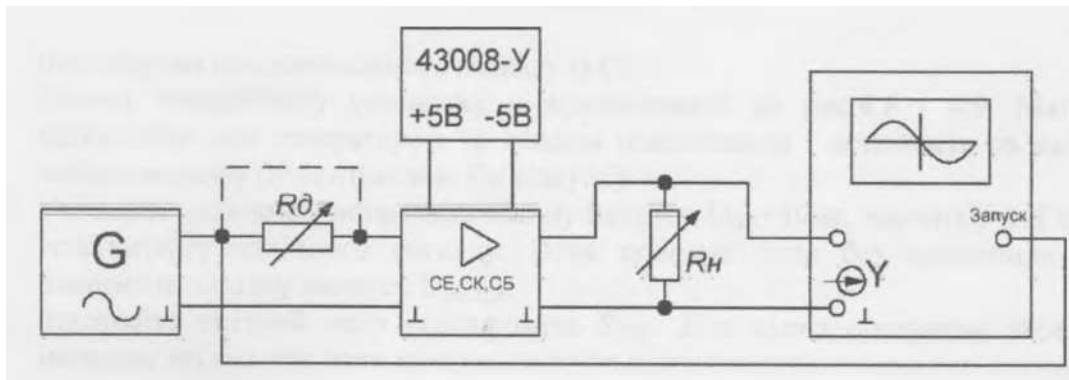


Рис. 4.8

Якщо буде використовуватись двоканальний (двопроменевий) осцилограф, то його перший канал Y_1 під'єднується до виходу генератора, а другий Y_2 до виходу підсилювача і встановлюється синхронізація по першому каналу. Перевага використання двоканального осцилографа - можна одночасно контролювати вихідний сигнал підсилювача і відповідно зручність вимірювання зсуву фаз.

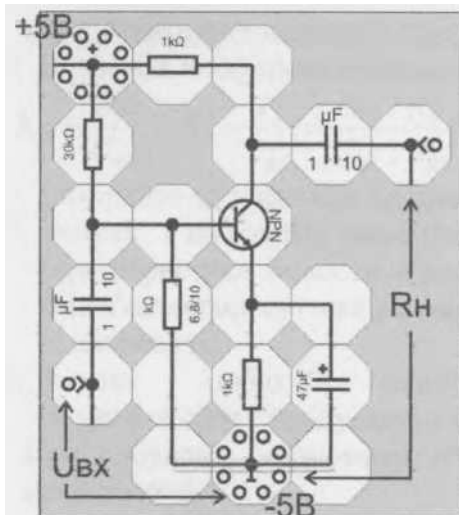


Рис. 4.9

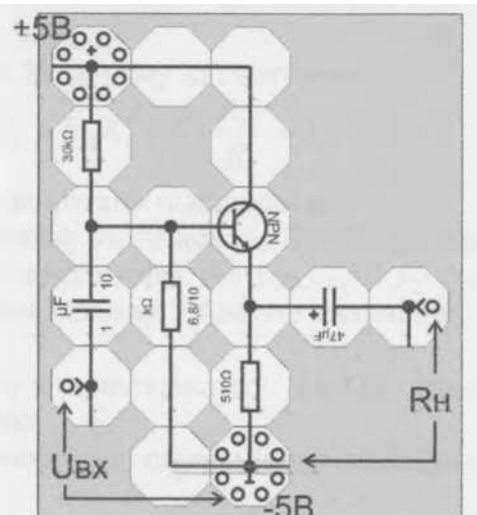


Рис. 4.10

На рис. 4.9 наведений підсилювальний каскад із СЕ зібраний на набірному полі "Електроніка" у відповідності до схеми рис. 4.5.

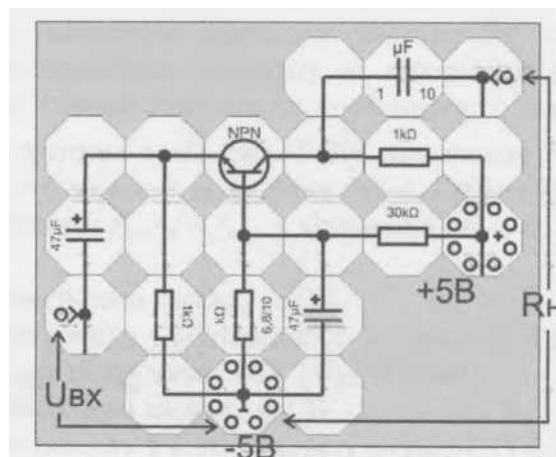


Рис. 4.11

На рис.4.10 і 4.11 відповідно наведені підсилювальні каскади СК І СБ зібрані на тому ж набірному полі у відповідності до схем рис 4.6 і 4.7.

Виконання роботи

1. Дослідження підсилювального каскаду із СЕ.
 - 1.1 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис.4.8 і 4.9. Магазин опорів під'єднайте між генератором та входом підсилювача і встановіть на

ньому нульове значення опору (навантаження R_H відсуне).

1.2 Увімкніть установку встановіть вхідну напругу $U_{BX} = 10\text{мВ}$, частота $f = 1\text{кГц}$. Отримайте осцилограму вихідного сигналу. Вона повинна бути без нелінійних спотворень. Виміряйте вихідну напругу $U_{ВИХ.X}$.

1.3 Виміряйте вхідний опір підсилювача R_{BX} . Для цього поступово збільшуйте опір магазину до тих пір доки вихідна напруга підсилювача не зменшиться вдвічі. У цьому випадку напруга генератора поділиться порівну між R_D і R_{BX} , тому значення вхідного опору буде дорівнювати величині опору набраному на магазині.

1.4 Виміряйте вихідний опір підсилювача $R_{ВИХ}$. Для цього від'єднайте магазин опорів із вхідного кола, замкніть розірване коло, і під'єднайте магазин до вихідних клем підсилювача. Встановіть максимальне значення опору. Далі зменшуйте опір магазину до тих пір, доки напруга на навантаженні U_H не зменшиться до величини $U_H = 0,5U_{ВИХ.X}$. Шукана величина $R_{ВИХ}$ буде визначатися величиною опору магазину.

Всі подальші вимірювання проводяться при оптимальному навантаженні $R_H = R_{ВИХ}$, що відповідає максимальному підсиленню по потужності.

1.5 Визначіть коефіцієнти підсилення по напрузі K_U , струму K_I і потужності K_P .

$$K_U = \frac{U_H}{U_{BX}}; K_I = \frac{I_H}{I_{BX}} = \frac{U_H/R_H}{U_{BX}/R_{BX}} = K_U \frac{R_{BX}}{R_H}; K_P = K_U K_I = K_U^2 \frac{R_{BX}}{R_H} = K_I^2 \frac{R_{BX}}{R_H}$$

1.6 Виміряйте зсув фаз між вхідною і вихідною напругами підсилювача

1.7 Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику підсилювача $U_H = f(U_{BX})$. Амплітудна характеристика знімається для діапазону вхідних напруг від $U_{BX.MIN} = 0$ до $U_{BX.MAX}$ при якій з'являється суттєве нелінійне спотворення сигналу. Визначте динамічний діапазон підсилювача

1.8 Зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику (АЧХ)

підсилювача. Визначить смугу пропускання граничні частоти.

При побудові нормованої АЧХ $K(f)/K_0$, необхідно підтримувати постійною вхідну напругу тоді:

$$\frac{K(f)}{K_0} = \frac{U_{ВИХ}(f)/U_{ВХ}(f)}{U_{ВИХ}(f_0)/U_{ВХ}(f_0)}; U_{ВХ}(f) = U_{ВХ}(f_0)$$

де f_0 - частота діапазону для якого $K(f) = const$, верхня та нижня граничні частоти $f_{в.зр}$ і $f_{н.зр}$ визначаються на краях частотного діапазону каскаду по зменшенню підсилення по потужності в двічі. При постійних вхідному та вихідному опорах каскаду на всьому частотному діапазоні, це означає зменшення коефіцієнта підсилення по напрузі K_U і по струму R_I на граничних частотах в $\sqrt{2}$ раз. Тому визначення АЧХ необхідно починати із знаходження частот $f_{в.зр} > f_0$ $f_{н.зр} < f_0$, на яких $K(f_U)/K(f_0) = 0,707$. Усі інші ординати АЧХ необхідно визначати для частот $f_{н.зр} < f < f_{в.зр}$ У відповідності із їх рівномірним розподілом на графіку.

2. Дослідження підсилювального каскаду із СК
 - 2.1 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис.4.8 і 4.10.
 - 2.2 Виконайте п. 1.2 - 1.8 для підсилювача СК ($U_{ВХ} = 100\text{мВ}$).
3. Дослідження підсилювального каскаду із СБ.
 - 3.2 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис.4.8 і 4.11.
 - 3.3 Для підсилювача СБ виконайте п.1.2 - 1.8.
4. Теоретично розрахуйте основні параметри досліджуваних підсилювачів ($R_{ВХ}$, $R_{ВИХ}$, K_U , K_I , K_P) і порівняйте їх із експериментальними. Для розрахунку у довіднику необхідно знайти h - параметри транзистора КТ503.
5. Зробіть висновки по роботі.

Контрольні запитання

1. Що таке підсилювач?

2. Порівняйте каскади СЕ, СБ, СК по коефіцієнтам підсилення.
3. В якому каскаді реалізується підсилення по струму і потужності?
4. В якому каскаді реалізується підсилення по напрузі і потужності?
5. Який каскад забезпечує максимальне підсилення потужності?
6. Порівняйте каскади СЕ, СБ, СК по величинам R_{BX} і $R_{ВИХ}$. Чим зумовлена їх відмінність.
7. Порівняйте частотні властивості каскадів СЕ, СБ, СК і поясніть в чому відмінність?
8. Поясніть призначення кожного компонента схем каскадів.
9. Як залежать основні параметри і характеристики каскадів від значень електричних параметрів компонентів?
10. Коли треба застосовувати підсилювальні каскади включені по схемам СЕ, СБ, СК?
11. Назвіть основні способи завдання режиму БТ в підсилювачах СЕ, СБ, СК.
12. Як пояснити зсув фаз на 180° між вхідною і вихідною напругами в підсилювальному каскаді?
13. Поясніть фізичний зміст поняття "оптимальний опір навантаження" підсилювача.
14. Поясніть вплив температури на режим роботи підсилювальних каскадів.
15. Які ви знаєте способи температурної стабілізації режиму роботи каскадів. Поясніть особливості їх застосування.

Лабораторна робота №5

«Дослідження зворотного зв'язку в підсилювачах»

Мета роботи: Ознайомитися із способами організації зворотного зв'язку в транзисторних підсилювачах і дослідити вплив зворотного зв'язку на параметри і характеристики транзисторних підсилювачів.

Короткі теоретичні відомості

Зворотнім зв'язком (ЗЗ) називається передача частини потужності сигналу із виходу підсилювача, або його проміжної ланки на вхід. На рис.5.1,а наведена спрощена структурна схема підсилювача із ЗЗ. Коло прямої передачі передачі характеризується коефіцієнтом підсилення K , а коло ЗЗ - коефіцієнтом передачі B . В загальному випадку ці величини є комплексними. В основному розглядається випадок дійсних коефіцієнтів K і B , тобто коли відсутні фазові зсуви як у самому підсилювачі, так і в колі ЗЗ, що відповідає області середніх частот.

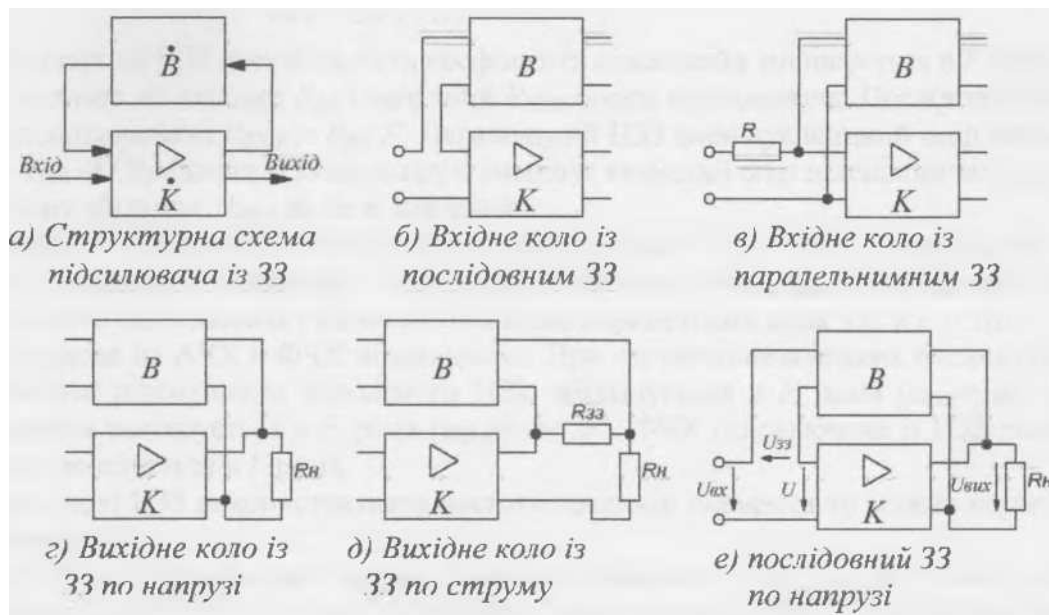


Рис. 5.1

Схеми кіл ЗЗ класифікуються за наступними основними ознаками:

- 1) в залежності від методу подачі напруги ЗЗ на вхід підсилювача;
- 2) в залежності від способу отримання напруги ЗЗ на виході підсилювача.

За першою ознакою розрізняють послідовний ЗЗ (рис.5.1,б) і паралельний ЗЗ

(рис.5.1,в). При паралельному ЗЗ у вхідне коло включається резистор K для запобігання шунтування кола ЗЗ джерелом вхідної напруги.

За другою ознакою розрізняють ЗЗ по напрузі (рис.5.1,г), коли напруга ЗЗ пропорційна напрузі на виході і ЗЗ по струму (рис.5.1,д) коли напруга ЗЗ пропорційна струму у вихідному колі підсилювача.

Також розрізняють місцевий ЗЗ і загальний ЗЗ. Місцевий ЗЗ охоплює окремі каскади або частини підсилювача. Загальний ЗЗ - це такий зв'язок коло якого охоплює весь підсилювач. Якщо напруга ЗЗ пропорційна складовій вихідного сигналу, яка повільно змінюється то говорять про ЗЗ по постійному струму. Якщо напруга ЗЗ визначається змінною складовою вихідного сигналу, то ЗЗ вводиться по змінному струму. Коли напруга ЗЗ пропорційна всьому вихідному сигналу то утворюється ЗЗ як по змінному, так і по постійному струму.

У підсилювальних пристроях в основному використовується негативний зворотній зв'язок (НЗЗ), а в пристроях генерування - позитивний зворотній зв'язок (ПЗЗ).

Дія НЗЗ в підсилювачі кількісно характеризується коефіцієнтом передачі кола ЗЗ (B), який показує яка частина напруги із виходу підсилювача надходить на його вхід

$$B = U_{ЗЗ} / U_{ВИХ} \quad (5.1)$$

та глибиною ЗЗ ($I7$), який показує у скільки разів ЗЗ зменшує підсилення охопленого ним підсилювача

$$F = I + BK \quad (5.2)$$

ЗЗ впливає практично на всі характеристики підсилювача.

При розгляданні дії НЗЗ на підсилювач будемо використовувати наступні позначення: параметри, які визначені для схеми із ЗЗ будемо позначати літерами із індексом F , для параметрів по напрузі індекс U будемо опускати.

Введення НЗЗ в підсилювач в першу чергу підвищує стабільність його основних

$$\delta K = \Delta K / K \quad (5.3)$$

де ΔK - абсолютна нестабільність, то відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, характеристик. Якщо відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача без НЗЗ

$$\delta K_F = \Delta K_F / K_F = \delta K / F. \quad (5.4)$$

Тому, в результаті дії НЗЗ нестабільність коефіцієнта підсилення зменшується в 5 разів.

НЗЗ впливає на вхідний R_{BX} і вихідний R_{BIX} опори підсилювача. Послідовна НЗЗ збільшує вхідний опір підсилювача $R_{BXF} = R_{BX} F$. Паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір підсилювача в F разів $R_{BXF} = R_{BX} / F$. Введення НЗЗ по напрузі зменшує вихідний опір підсилювача: $R_{BIXF} = R_{BIX} / F$, а НЗЗ по струму збільшує R_{BIX} на те ж значення.

Коефіцієнт підсилення підсилювача зменшується $K_F = K / F$. Коефіцієнт підсилення підсилювача охопленого глибоким НЗЗ ($BK \gg 1$), практично не залежить від коефіцієнта підсилення самого підсилювача і визначається лише параметрами кола ЗЗ: $K_F \approx 1/B$.

НЗЗ впливає на АЧХ и ФЧХ підсилювача. При частотно-незалежних елементах ЗЗ, верхня гранична частота підсилювача охопленого НЗЗ, збільшується в F разів ($\omega_{B.F} = \omega_B F$), а нижня гранична частота зменшується в F разів ($\omega_{H.F} = \omega_B / F$). ФЧХ підсилювача із НЗЗ лінеалізується і фазовий зсув зменшується в F разів.

Якщо в колі НЗЗ використовувати частотно-залежні елементи то можна корегувати АЧХ і ФЧХ підсилювача.

Крім НЗЗ в підсилювачах можуть виникати паразитні ПЗЗ, які негативно впливають на характеристики підсилювача, а в деяких випадках можуть призводити до його збудження.

Застосування НЗЗ є основним способом температурної стабілізації робочої точки транзистора.

Розглянемо підсилювальні каскади на БТ із НЗЗ.

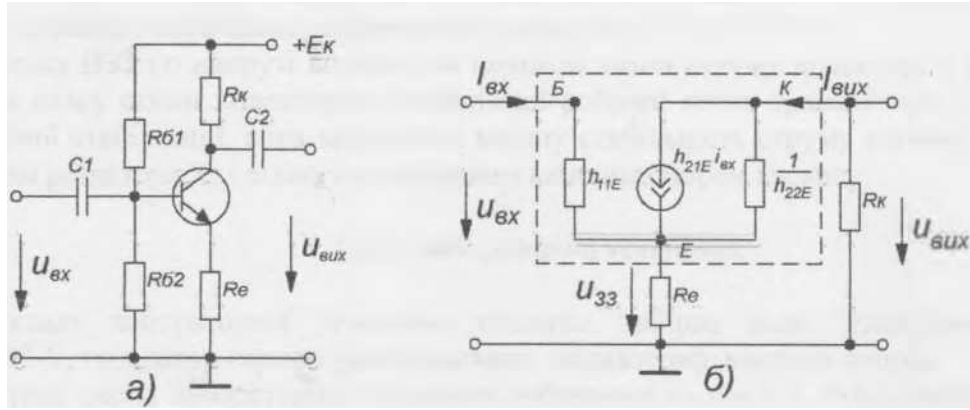


Рис. 5.2

На рис.5.2,а зображена схема каскаду із послідовним НЗЗ по струму. Напряга ЗЗ утворюється на резисторі R_E . Вона пропорційна струму емітера а. Даний варіант НЗЗ уже згадувався в лабораторній роботі №4 для температурної стабілізації робочої точки транзистора. Розглянувши еквівалентну спрощену схему заміщення (рис.5.2,б) отримаємо наступні вирази параметрів каскаду:

$$R_{B\kappa.F} = h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_E, \quad (5.5)$$

$$F = 1 + \frac{h_{21E} R_E}{h_{11E} + R_E}, \quad (5.6)$$

$$K_F = -\frac{h_{21E} R_E}{h_{11E} (1 + R_E h_{21E} / h_{11E})}, \quad (5.7)$$

$$R_{B\text{ИХ}.F} = \frac{1}{h_{22E}} \left(1 + \frac{h_{21E} R_E}{h_{11E} + R_E} \right) R_K, \quad (5.8)$$

Схема каскаду із паралельним НЗЗ по напрузі зображена на рис.5.3,а. Зворотній зв'язок створюється через резистор його еквівалентна схема заміщення наведена на рис.5.3,б.

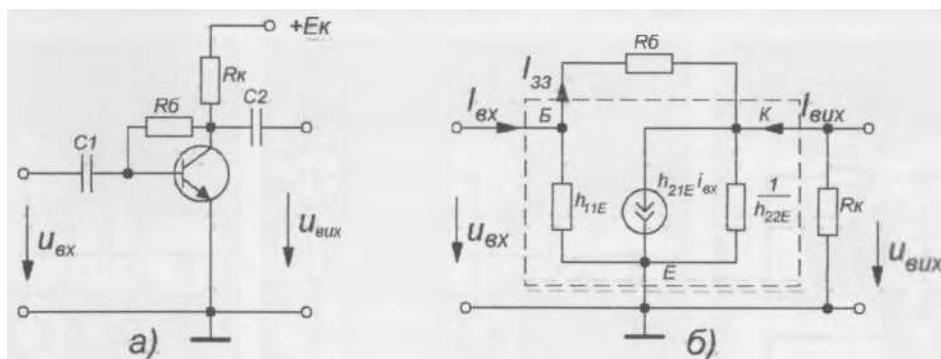


Рис. 5.3

Проаналізувавши схему отримаємо:

$$K_{I.F} = \frac{I_{BIX}}{I_{BX}} = \frac{h_{21E}}{h_{22E}R_K + 1 + h_{21E}R_K/R_B} \approx \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}R_K/R_B}, \quad (5.9)$$

$$F = 1 + h_{21E}R_K/(R_B + h_{11E} + R_K), \quad (5.10)$$

$$R_{BX.F} \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}R_K/(R_B + h_{11E} + R_K)} \quad (5.11)$$

$$R_{BIX.F} \approx \frac{R_E}{1 + R_K(h_{22E} + 1/h_{11E} + R_B)} \quad (5.12)$$

Паралельний зв'язок по напрузі не впливає на його коефіцієнт підсилення напруги, і відповідно він дорівнює коефіцієнту підсилення каскаду без ЗЗ (4.8), (4.9).

Паралельна НЗЗ по напрузі впливає на повільні зміни струму колектора і стабілізує його тому отримала назву схеми колекторної стабілізації робочої точки транзистора. В порівнянні із схемою емітерної стабілізації, вона забезпечує меншу стабільність струму спокою, це зумовлено великим опором резистора R_B і відносно невеликим вхідним опором каскаду.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входять: набірне поле "Електроніка", джерело живлення 43008-У, генератор гармонічних коливань, осцилограф, магазин опорів.

Структурна схема лабораторної установки зображена на рис.5.4. Вона аналогічна рис. 4.8. Методика проведення вимірювань параметрів і характеристик підсилювача така ж як і в 4-й лабораторній роботі.

На рис. 5.5 наведений підсилювальний каскад без ЗЗ зібраний на набірному полі "Електроніка", який відповідає схемі рис.4.2. (Для дослідження підсилювального каскаду без ЗЗ також може бути використаний каскад наведений на рис. 4.9).

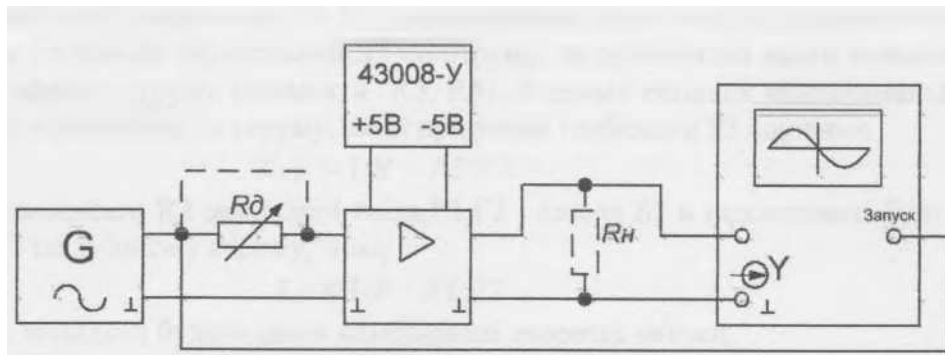


Рис. 5.4

У відповідності до схем рис.5.2 і 5.3 на набірному полі "Електроніка" зібрані підсилювальні каскади із послідовним НЗЗ по струму і паралельним НЗЗ по напрузі (відповідно рис.5.6 і рис.5.7).

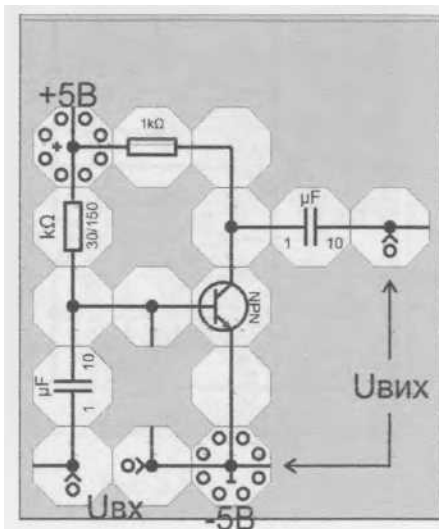


Рис.5.5

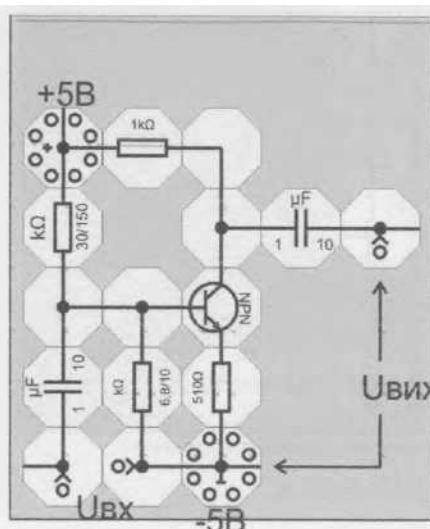


Рис.5.6

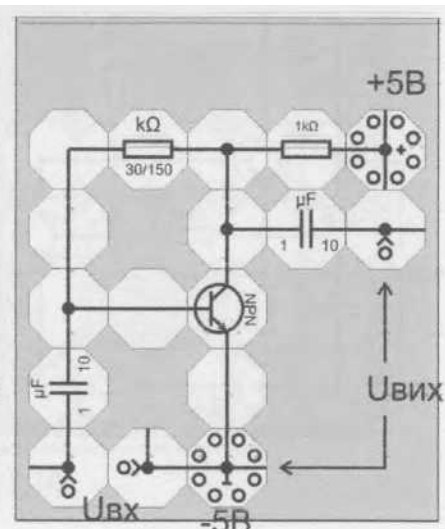


Рис.5.7

На рис.5.8 наведена схема двокаскадного підсилювача із безпосереднім зв'язком між каскадами. В даній схемі вводяться наступні зворотні зв'язки: НЗЗ по струму в колах емітері транзисторів (R2, R5), паралельний НЗЗ по струму через резистор R3 і НЗЗ по змінному струму через C4, Я6, Я2 (при замиканні гнізд Г1 і Г2). Ключ S1 шунтує відповідні НЗЗ по змінному струму через R5 і R3).

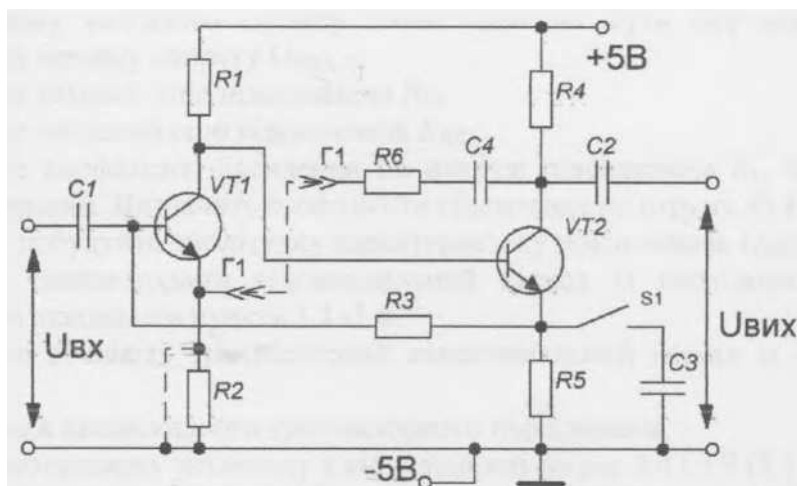


Рис.5.8

При відсутності перемички Г1-Г2, замкненому резисторі R2, і розімкнутому ключі S1 в підсилювачі діє глибокий паралельний ЗЗ по струму, за допомогою якого встановлюється режим роботи по постійному струму (елементи R3, R5). В цьому випадку підсилювальним параметром буде коефіцієнт підсилення по струму, який при умові глибокого ЗЗ дорівнює

$$K_{I,F} \approx 1/B = R3/R5. \quad (5.13)$$

При встановленні R2 замиканні гнізд Г1, Г2 і ключа Б1 в підсилювачі буде діяти глибокий послідовний ЗЗ по змінному струму, тому:

$$K_F \approx 1/B = R3/R2. \quad (5.14)$$

У інших випадках будуть діяти комбіновані зворотні зв'язки.

На рис.5.9 показаний даний двокаскадний підсилювач зібраний на набірному полі "Електроніка", а на рис.5.10 показаний ще один його варіант для його збору на попередніх версіях набірного поля.

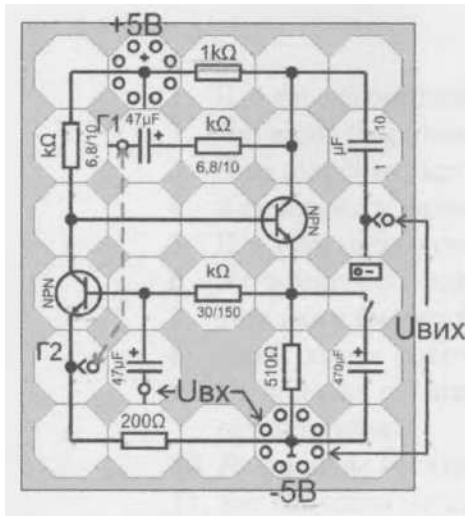


Рис.5.9

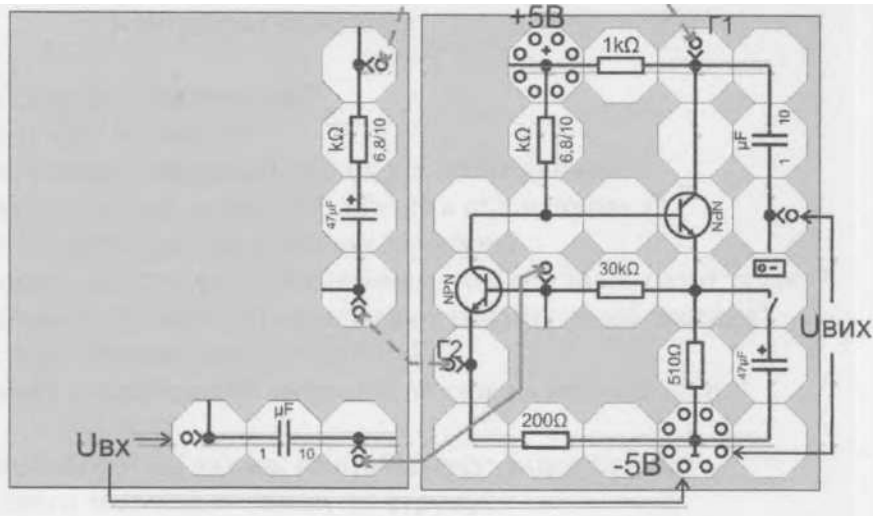


Рис.5.10

Виконання роботи

1. Дослідження транзисторного підсилювального каскаду без ЗЗ.
 - 1.1 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис.5.4 і 5.5. Магазин опорів під'єднайте між генератором та входом підсилювача і встановіть на ньому нульове значення опору (навантаження R_H відсуне).
 - 1.2 Увімкніть установку встановіть вхідну напругу $U_{BX} = 10\text{мВ}$, частота $f = 1\text{кГц}$. Отримайте осцилограму вихідного сигналу. Вона повинна бути без нелінійних спотворень. Виміряйте вихідну напругу $U_{ВИХ.X}$
 - 1.3 Виміряйте вхідний опір підсилювача R_{BX}
 - 1.4 Виміряйте вихідний опір підсилювача $R_{ВИХ}$
 - 1.5 Виміряйте коефіцієнт підсилення по напрузі підсилювача K_U без навантаження, і з навантаженням. Визначить коефіцієнти підсилення по струму K_I і по потужності K_P .
 - 1.6 Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику підсилювача $U_{ВИХ} = f(U_{BX})$
2. Дослідіть транзисторний підсилювальний каскад із послідовним НЗЗ по струму, аналогічно виконавши пункти 1.1-1.6
3. Аналогічно дослідіть транзисторний підсилювальний каскад із паралельним НЗЗ по напрузі.
4. Дослідження двокаскадного транзисторного підсилювача.

- 4.1 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис.5.4 і 5.9 (5.10).
- 4.2 Замість елемента R2-200 Ом встановіть лінійний елемент, ключ Б1 розімкніть, перемичку яка замикає гнізда Г1 і Г2 не встановлюйте).
- 4.3 Виконайте пункти 1.1-1.6.
- 4.4 Зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача. Визначіть смугу пропускання граничні частоти.
- 4.5 Виміряйте зсув фаз між вхідною і вихідною напругами підсилювача.
- 4.6 Замкніть ключ S1, виконайте пункти 4.3-4.5.
- 4.7 Встановіть елемент R2-200 замість лінійного, ключ 81 розімкніть, виконайте пункти 4.3-4.5.
- 4.8 Замкніть перемичкою гнізда Г1 і Г2, виконайте пункти 4.3-4.5.
- 4.9 Замкніть ключ Б1, виконайте пункти 4.3-4.5.
5. Теоретично розрахуйте основні параметри досліджуваних підсилювачів із НЗЗ, і порівняйте їх із експериментальними даними.
6. Зробіть висновки по роботі.

Контрольні запитання

1. Що таке зворотній зв'язок в підсилювачах?
2. Які види зворотного зв'язку ви знаєте?
3. Чим відрізняється негативний зворотній зв'язок від позитивного?
4. Які переваги надає застосування зворотного зв'язку в підсилювачах?
5. Що таке паразитний зворотній зв'язок і чим він загрожує?
6. Як зміниться коефіцієнт підсилення із збільшенням глибини зворотного зв'язку?
7. При яких умовах відбувається перехід підсилювач в режим самозбудження?
8. Який режим роботи підсилювача при $KV=1$, $KV \gg 1$?
9. Як впливає послідовний і паралельний зворотній зв'язок на вхідний опір підсилювача?
10. Як впливає негативний зворотній зв'язок на стабільність підсилювача?
11. Які недоліки негативного зворотного зв'язку по струму?

12. Як впливає негативний зворотній зв'язок на амплітудно-частотну характеристику підсилювача?
13. Яким чином впливає негативний зворотній зв'язок на нелінійні спотворення підсилювача?
14. Поясніть призначення всіх компонентів досліджуваних схем?

Лабораторна робота № 6 **«Дослідження підсилювачів потужності»**

Мета роботи: Вивчення основних характеристик і схем підсилювачів потужності. Дослідження властивостей безтрансформаторних каскадів підсилювачів потужності на біполярних в режимах класу А і В.

Короткі теоретичні відомості.

Підсилювачами потужності називають підсилювальні каскади основна функція яких отримання в заданому навантажувальному пристрої необхідної потужності. Такі підсилювачі, за звичай, працюють в режимі з максимальним значенням ККД.

Підсилювач потужності повинен забезпечувати необхідну потужність при заданій величині опору пристрою навантаження. Ця обставина є основною при виборі схем і режимів роботи підсилювача по постійному і змінному струмі.

В підсилювачах з високою вихідною потужністю використовують багатотранзисторні двохтактні вихідні каскади, в яких позитивна частина сигналу підсилюється одними транзисторами, а негативна частина - іншими. Особливістю таких каскадів є те, що в стані спокою через вихідні транзистори початковий струм практично не проходить і енергія джерела живлення не споживається. Доцільніше в потужних вихідних каскадах використовувати включення транзисторів по схемі із спільним емітером.

На даний час найбільше поширення отримали двотактні безтрансформаторні підсилювачі потужності. Оскільки трансформатор - найбільш трудомісткий і великогабаритний елемент, та крім того вносить додаткові нелінійні спотворення и знижує ККД підсилювача.

В залежності від того яка частина вихідного сигналу підсилюється транзистором при подачі на його вхід гармонічного сигналу, транзисторні каскади відносять до класів А, АВ, В, С. Параметром по якому відбувається класифікація є кут відсічки θ . При визначенні θ аналізується передача через підсилювач одного періоду гармонічного коливання. Одному повному періоду коливань відповідає

зміна фази сигналу на 360° . Кут відсічки дорівнює половині переданої фази гармонічного коливання. Тобто, коли транзистор підсилювача передає весь період гармонічного коливання то $\theta = 180^\circ$. Якщо транзистор передає половину гармонічного коливання, наприклад позитивну або негативну його частину (випадок коли початковий режим транзистора вибраний на межі його відсічки) то $\theta = 90^\circ$ і т. д.

В загальному випадку кут відсічки визначається співвідношенням:

$$\theta = 180t_c/T \quad (6.1)$$

де t_c - тривалість підсиленої даним транзистором частини сигналу, T - період гармонічних коливань.

Якщо транзистор підсилювача працює в такому режимі, що $\theta = 180^\circ$, то підсилювач відноситься до класу А, якщо $\theta = 90^\circ$, то до класу В, якщо $90^\circ < \theta < 180^\circ$ - клас АВ, $\theta < 90^\circ$ - клас С.

Режим роботи транзисторів визначається значенням напруги зміщення $U_{обс}$, яка в класі В близька до нуля. Значення вихідної напруги вихідної неспотвореної потужності залежить від опору навантаження. Якщо $R_H \rightarrow 0$ то $U_H \rightarrow 0$ і $P_H \rightarrow 0$, при $R_H \rightarrow \infty$, $I_H \rightarrow \infty$ і знову $P_H \rightarrow \infty$. Так як P_H є неперервною функцією R_H , то існує оптимальне значення опору навантаження, при якому неспотворена потужність досягає свого максимального значення. Однак в різних режимах значення оптимального опору різне. На рис. 6.1 наведені вихідні статичні характеристики транзистора і побудовані динамічні характеристики каскаду для оптимального навантаження в режимах класу А і В при однаковій напрузі джерела живлення $E_{0к}$. По нахилу динамічних характеристик (рис. 6.1) видно, що в режимі класу В оптимальний опір навантаження приблизно в два рази менший оптимального опору навантаження для режиму класу А.

Економічність роботи підсилювача характеризує ККД каскаду, який без урахування споживання енергії елементами кола живлення дорівнює

$$\eta = \frac{P_H}{P_0} = \frac{U_{МК} I_{МК}}{2E_{0к} I_{0к}} \quad (6.2)$$

Для порівняння економічності режимів А і В введемо коефіцієнт використання напруги $\xi = U_{mk}/E_{0k}$ та струму $\xi = I_{mk}/I_{0k}$ тоді ККД каскаду можна представити у вигляді:

$$\eta = 0,5\xi\xi_1. \quad (6.3)$$

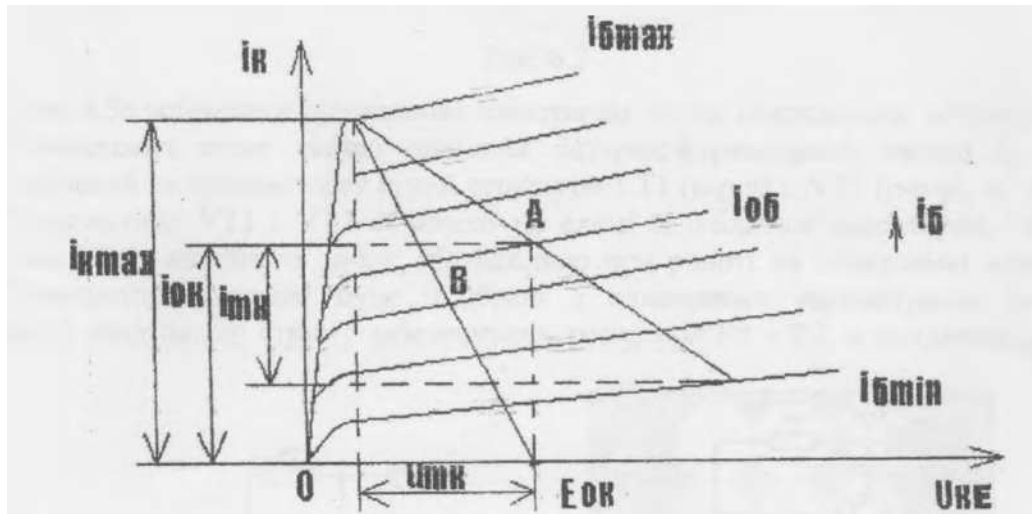


Рис. 6.1

Із рис. 6.2 видно, що $\xi < 1$ однаковий для обох режимів. Практично $\xi = 0,8 \dots 0,9$. При однакових значеннях E_{0k} та імпульсах колекторного струму $E_{k_{max}}$ коефіцієнт використання струму для режиму А $\xi_1 < 1$ ($\xi_1 = 0,7 \dots 0,8$) а для режиму В $\xi_1 > 1$, так як в режимі В

$$\xi_1 = \alpha_1/\alpha_0 = \pi/2 > 1 \quad (6.4)$$

тут коефіцієнти Берга $\alpha_1 = 0,5$ і $\alpha_0 = 1/\pi$ при $\theta = 90^\circ$.

Так як опір $R_{KB} < R_{KA}$ і $g_{ВНХВ} < g_{ВНХА}$, то смуга пропускання в режимі класу В ширша, ніж в режимі класу А зі сторони нижніх та верхніх частот. Через нелінійний характер роботи каскаду коефіцієнт гармонік в режимі класу В більший, ніж в режимі класу А.

Якщо кут відсічки перевищує $\pi/2$, то має місце проміжний режим АВ. Цей режим має переваги, такі як можливість використання менш складних кіл живлення та менший рівень нелінійних спотворень.

При роботі підсилювального елемента в режимі класу С напруга зміщення

така, що кут відсічки менше $\pi/2$, при цьому струм спокою дорівнює нулю або дуже малий.

Для режиму класу С характерні $\xi_i \approx 2$ і ККД $\approx 100\%$, а також значний рівень вищих гармонік ($2f, 3f, \dots$), зумовлений спотвореннями типу центральної відсічки. Даний режим широко використовується в однокатних та двокатних каскадах потужних підсилювачів радіочастоти, до складу яких входять коливальні системи, які ефективно фільтрують вищі гармоніки.

Існують також такі режими роботи потужних підсилювачів, як режими класу D і класу T. Це так звані імпульсні підсилювачі. В режимі роботи класу D, підсилювальний елемент працює в ключовому режимі, використовується широтно-імпульсна модуляція - лінійно змінюється скважність імпульсів, у відповідності до поточного значення вхідного сигналу. Режим класу T відрізняється від D тим, що змінюється як скважність так і частота імпульсів.

Існують також і інші класи підсилювачів.

Опис лабораторної установки.

До складу лабораторної установки входять: поле набірне поле "Електроніка" з комплектом елементів, для складання підсилювального каскаду потужності, джерело живлення 43008У, генератор гармонічних коливань, осцилограф. Блок-схема установки зображена на рис. 6.2.

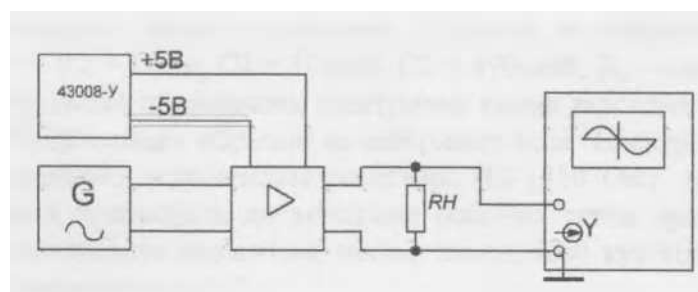


Рис. 6.2

На рис.6.2 зображена принципова електрична схема підсилювача потужності в режимі класу В. Підсилювач являє собою вихідний безтрансформаторний каскад із послідовним живленням зібраний на транзисторах різної структури УТ1 ($n-p-n$) і

УТ2 (*p-n-p*), та має додаткову симетрію. Транзистори УТ1 і УТ2 включені по схемі із спільним колектором, що забезпечує мінімальну величину вихідного опору, що важливо при роботі на низькоомні навантажувальні пристрої. Транзистори повинні бути підбрані з однаковими параметрами. Режим роботи транзисторів по постійному струму забезпечують резистори Т11 і Т12, а конденсатори С1 і С2 — роздільні.

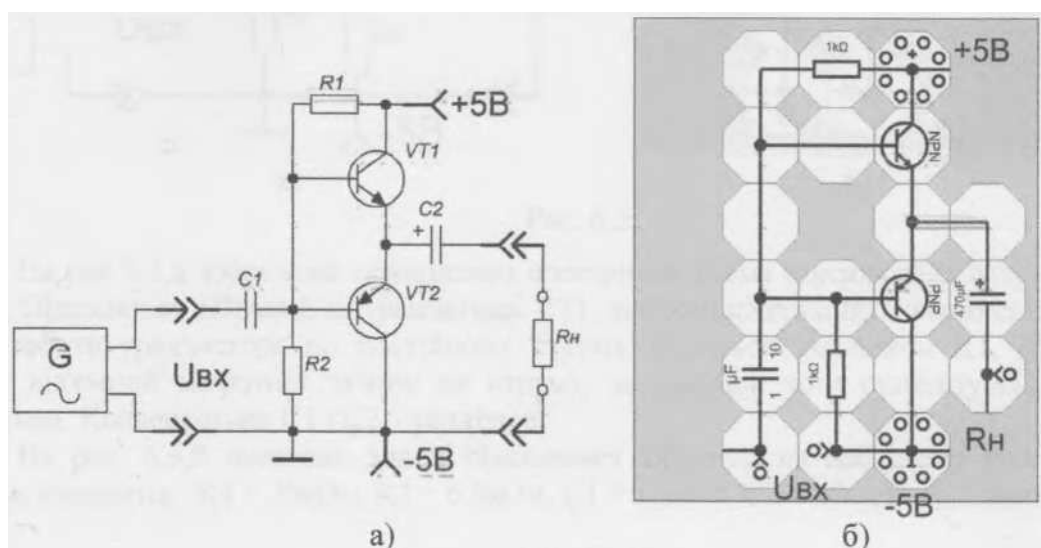


Рис. 6.3

На бази транзисторів діє одна і та ж змінна напруга U_{BX} . Однак внаслідок різної структури транзисторів струми в їхніх колах протифазні, а вихідна напруга визначається різницею струмів транзисторів. Навантажувальний резистор R_H підключений до загальної точки транзисторів, тому змінний струм в резисторі R_H і напруга на ньому в два рази більша струму та напруги від одного транзистора.

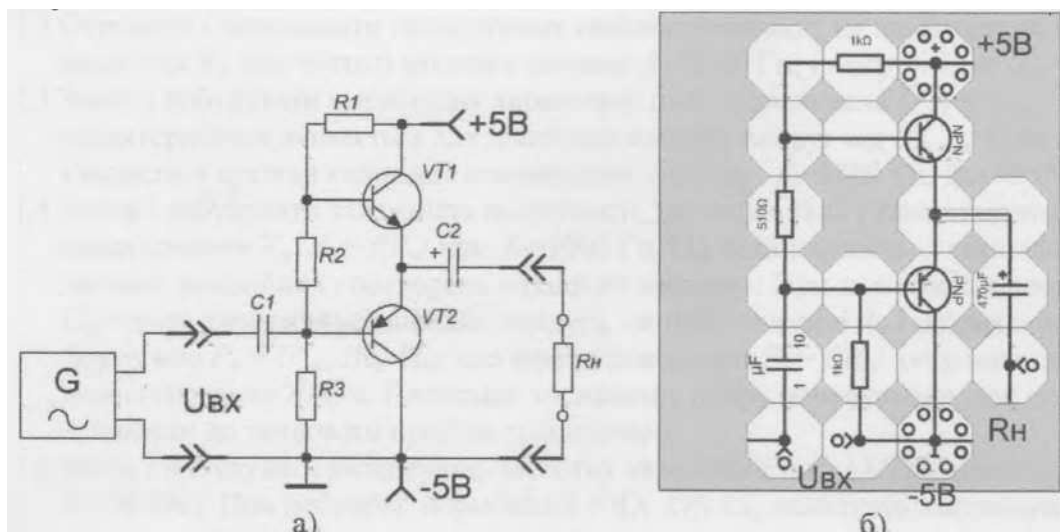


Рис. 6.4

На рис. 6.3 показано даний підсилювач зібраний на набірному полі "Електроніка". Номінали елементів: $R1 = R2 = 1\text{кОм}$, $C1 = 10\text{мкФ}$, $C2 = 470\text{мкФ}$, R_H - магазин опорів.

На рис 6.4,а зображена принципова електрична схема підсилювача потужності в режимі класу АВ, а на рис 6.4 підсилювач зібраний на набірному полі "Електроніка". Даний підсилювач відрізняється від попереднього включенням резистора $R2$ (510 Ом) між базами транзисторів. Введення даного елемента призводить до зміщення робочих точок транзисторів по постійному струму, в порівнянні з попереднім варіантом, таким чином, щоб кут відсічки став більшим 90° і підсилювач працював в режимі класу АВ.

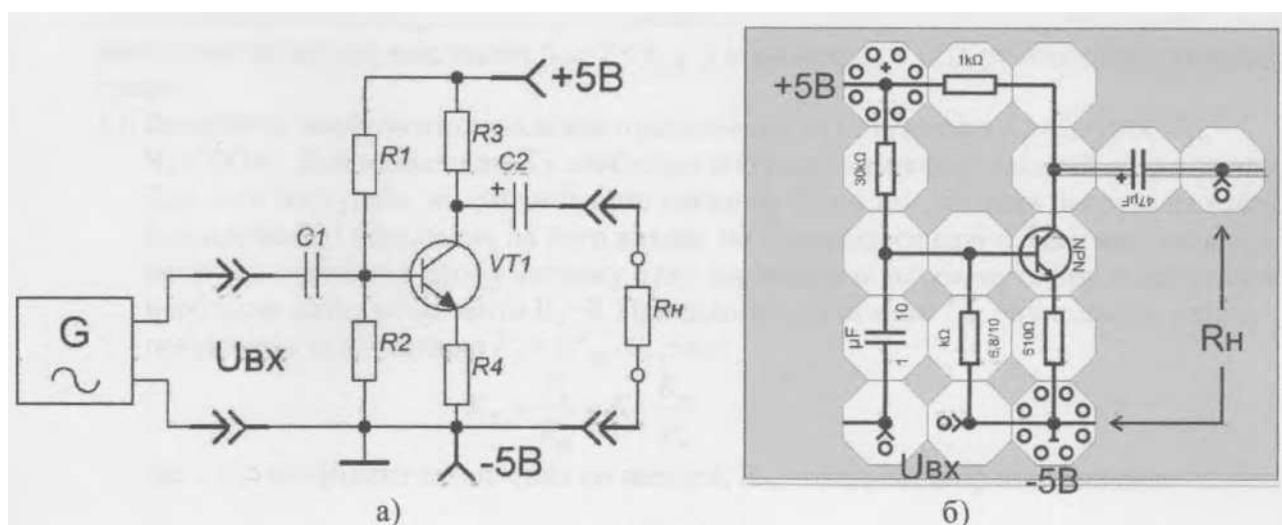


Рис. 6.5

На рис 6.5,а зображена принципова електрична схема підсилювача потужності в режимі класу А. Підсилювач зібраний на транзисторі УТ1, який включений по схемі із спільним емітером. Режим роботи транзистора по постійному струму задається дільником. Резистор R4 створює від'ємний зворотній зв'язок по струму, за рахунок чого стабілізується робоча точка транзистора. Конденсатори С1 і С2 — роздільні.

На рис. 6.5 показано даний підсилювач зібраний на набірному полі "Електроніка". Номінали елементів: R1 = 30кОм, R2 = 6,8кОм, С1= 10мкФ, С2 = 47мкФ, R_H — магазин опорів.

Виконання роботи.

1. Дослідження підсилювача в режимі класу В.

1.1 Зберіть лабораторну установку у відповідності до рис. 6.2, рис 6.3. Встановіть значення магазинів опорів: $R_D=0$, $R_H=50$ Ом.

1.2 Отримати і замалювати осцилограму вихідного сигналу на навантажувальному резисторі D_n при частоті вхідного сигналу $f_G = 1000$ Гц; і напрузі $U_G = U_{BX} = 0,1$ В.

1.3 Зняти і побудувати амплітудну характеристику підсилювача $U_{ВИХ} = f(U_{BX})$. Амплітудна характеристика знімається для діапазону вхідних напруг від $U_{BX.min} = 0$ до $U_{BX.max}$ при якій з'являється суттєве нелінійне спотворення сигналу: $f_G = 1000$ Гц, $R_H = 50$ Ом.

1.4 Зняти і побудувати залежність потужності, що віддається у навантаження P_H від опору навантаження R_H : $P_H = f(R_H)$ при $f_G = 1000$ Гц. U_{BX} встановлюється таке, щоб не було значних нелінійних спотворень вихідного сигналу. При знятті залежності $P_H = f(R_H)$ при $U_{BX} = const$, вимірюється вихідна напруга, на навантаженні R_H і розраховується P_H за формулою $P_H = U_{ВИХ}^2 / R_H$. Під час зняття залежності $P_H = f(R_H)$ опір магазину R_H , зменшується до 20 Ом. Подальше зменшення опору недопустимо, так як може призвести до теплового пробою транзисторів.

1.5 Зняти і побудувати амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача ($U_{BX} = 0,1\text{В}$, $R_H = 50\text{ Ом}$). При побудові нормованої АЧХ $K(f)/K_0$, необхідно підтримувати постійною вхідну напругу тоді:

$$\frac{K(f)}{K_0} = \frac{U_{ВИХ}(f)/U_{ВХ}(f)}{U_{ВИХ}(f_0)/U_{ВХ}(f_0)} = \frac{U_{ВИХ}(f)}{U_{ВИХ}(f_0)}; U_{ВХ}(f) = U_{ВХ}(f_0)$$

f_0 частота діапазону для якого $K(f) = const$, верхня та нижня граничні частоти $f_{в.зр}$ і $f_{н.зр}$ визначаються на краях частотного діапазону каскаду по зменшенню підсилення по потужності в двічі. При постійних вхідному та вихідному опорках каскаду на всьому частотному діапазоні, це означає зменшення коефіцієнта підсилення по напрузі K_U і по струму R_I на граничних частотах в $\sqrt{2}$ раз. Тому визначення АЧХ необхідно починати із знаходження частот $f_{в.зр} > f_0$ та $f_{н.зр} < f_0$ на яких $K(f_U)/K(f_0) = 0,707$, Усі інші ординати АЧХ необхідно визначати для частот $f_{н.зр} < f < f_{в.зр}$ у відповідності із їх рівномірним розподілом на графіку.

1.6 Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача по потужності K_P ($f_G = 1000\text{ Гц}$, $R_H = 50\text{ Ом}$). Для визначення K_P необхідно спочатку визначити вхідний опір підсилювача. Для цього поступово збільшують опір магазину R_D до тих пір доки напруга на вході підсилювача, і відповідно на його виході, не зменшиться вдвічі. Набране значення опору на магазині в цьому випадку буде дорівнювати вхідному опору підсилювача. Далі необхідно назад встановити $R_D = 0$. При відомому значенні $U_{ВХ}$ обчислюють вхідну потужність за формулою $P_H = U_{ВИХ}^2 / R_H$, тоді:

$$K_P = \frac{P_H}{P_{ВХ}} = K_U^2 \frac{R_{ВХ}}{R_H}$$

де - K_U коефіцієнт підсилення по напрузі, $R_{ВХ}$ - вхідний опір підсилювача.

2. Дослідження підсилювача в режимі класу АВ.

2.1 У відповідності до рис. 6.2, рис 6.4 зібрати лабораторну установку, шляхом заміни лінійного елемента між базами транзисторів на набірному волі на резистор 510 Ом.

- 2.2 Для підсилювача класу АВ, аналогічно виконати п. 1.1 - 1.5.
3. Дослідження підсилювача в режимі класу А.
 - 3.1 Зібрати лабораторну установку у відповідності до рис. 6.2, рис 6.5.
 - 3.2 Для підсилювача класу А, аналогічно виконати п. 1.1 - 1.5. Для цього підсилювача значення опору навантаження встановлювати $R_H = 1\text{кОм}$.
4. Проаналізувати результати експериментів та зробити висновки.

Контрольні запитання

1. Які особливості має підсилювач потужності?
2. Яка схема включення транзистора дає найбільше підсилення по потужності?
3. Перерахуйте обмеження, що накладаються на вибір робочої точки, і обґрунтуйте їх експериментально.
4. Як визначити ККД підсилювача?
5. Поясніть призначення елементів однокітного та двокітного підсилювача.
6. Чи можна навантаження включити безпосередньо в колекторне коло транзистора?
7. Поясніть чому в підсилювачі потужності з'являються нелінійні спотворення.
8. Що буде якщо один із транзисторів двокітного каскаду вийде з ладу і буде видалений?
9. Чи залежить нелінійне спотворення від режиму роботи підсилювача?
10. Що таке кут відсічки?
11. Що таке узгоджене навантаження?
12. Яким чином забезпечується лінійне підсилення сигналів в підсилювачах класу В при переході сигналу через "нуль".
13. Як класифікують підсилювачі в залежності від кута відсічки?
14. Яким чином перешкоджають перевантаженням вихідних транзисторів двокітного каскаду у випадку виникнення короткого замикання в колі навантаження.

Лабораторна робота № 7 «Дослідження диференційного підсилювача»

Мета роботи: Вивчення принципу роботи і дослідження основних параметрів і характеристик диференційного підсилювача.

Короткі теоретичні відомості

Диференційним підсилювачем називають підсилювач, який підсилює різницю двох напруг. Ці підсилювачі широко використовуються у різних електронних пристроях, а також у інтегральних мікросхемах. Диференційний підсилювач являє собою збалансоване мостове електричне коло. В основному в якості підсилювача використовують паралельно-балансний підсилювач (рис.7.1). Два плеча такого моста - це резистори R_{K1} , R_{K2} , а два інших - транзистори $VT1$, $VT2$. Опір резистора $R_E \gg h_{11E}$, він використовується для стабілізації емітерного струму $I_E = I_{E1} + I_{E2} \approx I_{K1} + I_{K2}$. Вхідні напруги U_{BX} і U_{BIX} подаються на базові кола транзисторів, а вихідна напруга знімається між колекторами транзисторів тобто "із діагоналі" моста. До іншої "діагоналі", як видно із схеми, підключаються джерела живлення із ЕРС $+E_K$ і $-E_K$. Друге джерело ($-E_K$) необхідне для забезпечення від'ємного потенціалу емітерів E_1 і E_2 , щоб забезпечити необхідний режим спокою. При подачі напруги U_{BX1} і U_{BX2} вихідна напруга

$$U_{BIX} = U_{21} = K_{UI,1} (U_{BX1} - U_{BX2}) \quad (7.1)$$

Якщо ліва і права половини підсилювача симетричні: $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, а параметри транзисторів однакові то нескладно впевнитися, що при $R_H = \infty$

$$K_{UI,2} = K_{UI} = K_{U2} = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{R_K}{1 + h_{22E} R_K} \approx \frac{h_{21E}}{h_{11E}} R_K \quad (7.2)$$

Вхідний опір диференційного підсилювача

$$R_K R_{BX} = 2h_{11E}, \quad (7.3)$$

а вихідний опір

$$R_{BIX1,2} = \frac{2R_K}{1 + h_{22E} R_K} \approx 2R_K \quad (7.4)$$

У диференційному підсилювачі можна подавати сигнал для підсилення на один із входів, заземляючи при цьому інший (рис.7.2). Таке включення підсилювача називається несиметричним на відміну від розглянутого вище симетричного включення.

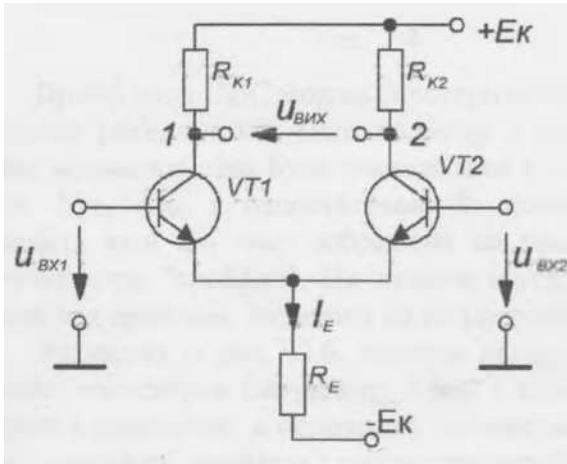


Рис. 7.1

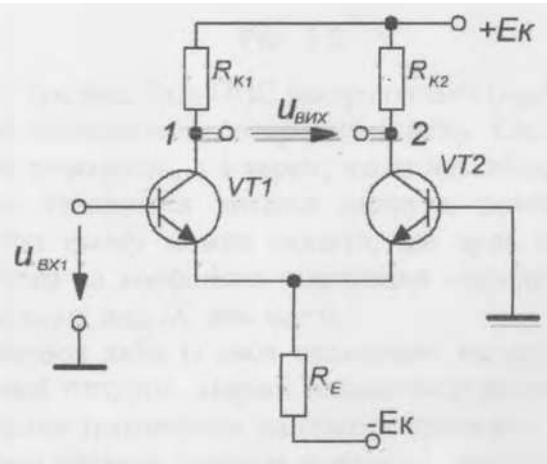


Рис. 7.2

При несиметричному включенні

$$\begin{aligned}
 K_U &= \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{R_K}{1 + h_{22E} R_K}, \\
 R_{BX} &= 2h_{11E}, \\
 R_{ВИХ} &= \frac{R_K}{1 + h_{22E} R_K} \approx R_K.
 \end{aligned}
 \tag{7.5}$$

Диференційний підсилювач відноситься до класу підсилювачів постійного струму (ПСС), які мають специфічний недолік, що перешкоджає підсиленню слабких напруг і струмів та спричиняється дрейфом нуля. Дрейф нуля базується на тому, що із часом можуть змінюватися струми транзисторів і напруги на їхніх електродах. При цьому порушується, наприклад, баланс моста в Диференційному підсилювачі по постійним складовим колекторних напруг і на виході з'являється напруга при відсутності вхідного сигналу. Оскільки ПСС повинен підсилювати напругу аж до над низьких частот, то будь-яка зміна постійних складових напруги $U_{КП}$, $U_{БП}$ через нестабільність джерела живлення E_K , "старіння" транзисторів, зміну температури навколишнього середовища і т.д. принципово не відрізняється від корисного сигналу.

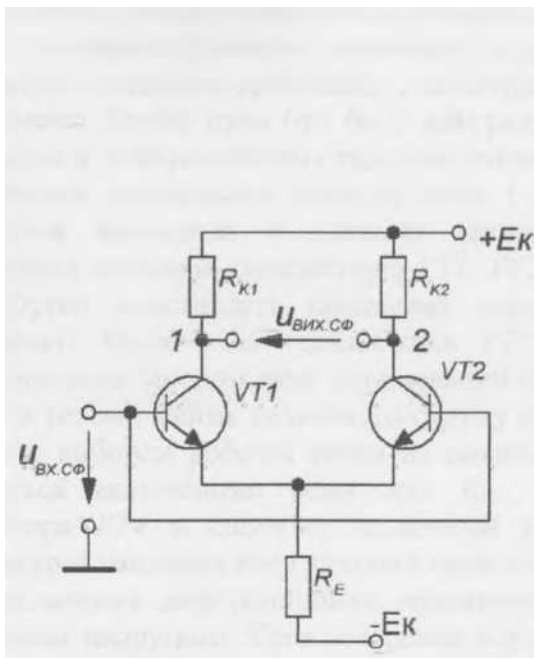


Рис. 7.4

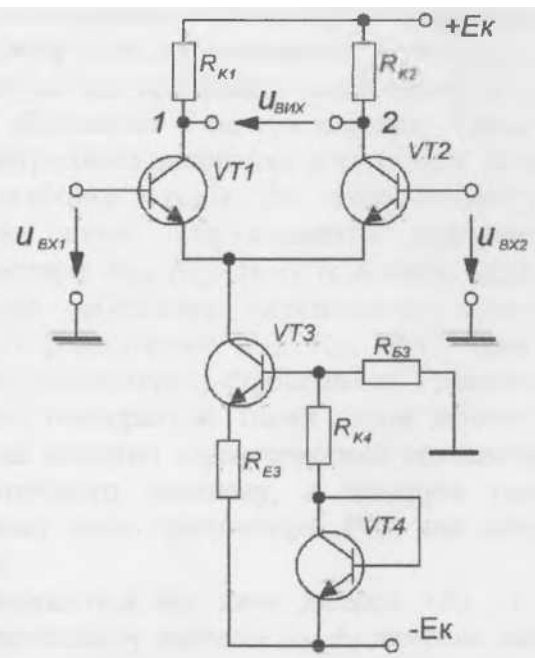


Рис. 7.5

Дрейф нуля ППС можна спостерігати на такому досліді. Вхід ППС закорочується ($U_{вих} = 0$), а до виходу поєднується мілівольтметр у якого нуль знаходиться посередині шкали. Спочатку стрілка мілівольтметра буде знаходитися в нульовому положенні, а з часом, через нестабільність напруги $U_{кп}$, $U_{бп}$ і недостатньою їх компенсацією з'являється вихідна напруга, приблизна

залежність якої від часу зображена на рис.7.3,б. При цьому можна сказати, що нуль шкали мілівольтметра "дрейфує". Ця вихідна напруга, поділена на коефіцієнт підсилення підсилювача, називається дрейфом, зведеним до входу підсилювача: $U_{др} = U_{вих} / K$ при $U_{вх} = 0$.

Як видно із рис.7.3,б, вихідна напруга складається якби із двох складових: напруги що повільно змінюється (штрихова лінія) і швидкозмінної напруги. Перша називається повільним дрейфом і зумовлена в основному зміною характеристик транзистора на протязі тривалого часу, друга - швидким дрейфом і забезпечується коливанням напруги джерела живлення, температури навколишнього середовища та іншими подібними зовнішніми дестабілізуючими факторами.

В транзисторних підсилювачах в основному звертають увагу на швидкий дрейф, стабілізацію напруги джерела живлення і температурну стабілізацію. При

стабілізації напруги джерел живлення із точністю $\pm 0,0001$ і температурною стабілізацією $\pm 1^\circ\text{C}$ дрейф нуля вдається знизити до 5-20 мВ.

Повільний дрейф усувається штучним старінням транзисторів, яке досягається їх багаточасовим тренуванням.

В диференційному підсилювачі в наслідок балансу схеми ефективно знижується вплив всіх дестабілізуючих факторів. В ідеально збалансованому диференційному підсилювачі (із однаковими транзисторами) дрейф нуля дорівнює нулю.

Вплив дестабілізуючих факторів на диференційний підсилювач рівнозначний подачі на обидва входи напруги однакової амплітуди і фази. Такі сигнали називають синфазними і позначають $U_{\text{ВХ.СФ}}$. Для оцінки придушення синфазного сигналу вводиться коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{\text{ОС.СФ}} = K_{\text{УІ.2}} / K_{\text{СФ}}, \quad (7.6)$$

де $K_{\text{СФ}} = U_{\text{ВІХ.СФ}} / U_{\text{ВХ.СФ}}$, - коефіцієнт підсилення синфазного сигналу.

Цей коефіцієнт підсилення можна визначити експериментально, як показано на схемі рис.7.4. Коефіцієнт $K_{\text{ОС.СФ}}$ за звичай виражається в децибелах тобто

$$K_{\text{ОС.СФ}} = 20 \log(K_{\text{УІ.2}} / K_{\text{СФ}}). \quad (7.7)$$

При хорошому послабленні синфазного сигналу $= 10^4 - 10^6$, що відповідає 80-120 дБ.

Диференційні підсилювачі використовуються як основний елемент в операційних підсилювачах, компараторах стабілізаторах або у вигляді окремої типової інтегральної мікросхеми (ІМС). В мікроелектронному виконанні зведений дрейф нуля, спричинений, наприклад, зміною температури дорівнює приблизно 1 мкВ/град. В той же час при роботі лише однієї із половин підсилювача. Дрейф нуля був би 2 мВ/град, тобто збільшився б на три порядки. Такий малий дрейф нуля в диференційному підсилювачі мікроелектронного виконання досягається за рахунок застосування спеціальних технологічних і схемотехнічних заходів. До технологічних заходів відносяться виконання в єдиному технологічному циклі всіх елементів диференційного підсилювача особливо транзисторів $VT1$, $VT2$ і резисторів

R_{K1}, R_{K2} . Тому їх основні параметри і температурні властивості практично однакові, що забезпечує максимальну симетрію у підсилювачі. Включення транзисторів $VT3$, $VT4$ із резисторами R_{E3}, R_{B3}, R_{K4} (рис.7.5), є схемотехнічним засобом який спрямований на значну температурну стабілізацію. Транзистор $VT3$ працює в режимі майже незмінного струму при змінах температури. Такий режим забезпечується по-перше, вибором робочої точки на похилій ділянці вихідної характеристики транзистора, що досягається включенням резисторів R_{E3}, R_{B3} потрібного номіналу, а по-друге наявністю транзистора $VT4$ в діодному включенні в базовому колі транзистора $VT3$, що компенсує температурні зміщення його вихідної характеристики.

Живлення диференційного підсилювача здійснюється від двох джерел $+E_K$ і $-E_K$ із однаковими напругами. Крім створення від'ємного потенціалу емітерів E_1, E_2 джерело живлення необхідне для відділення компенсаційним методом постійних складових струмів і напруг, які визначають режим підсилення транзисторів в підсилювачах, від корисного сигналу.

При живленні підсилювач від двох джерел для аналізу і розрахунку необхідно брати напругу живлення $2E_K$, оскільки по підношенню до підсилювача джерела $+E_K$ і $-E_K$ з'єднані послідовно.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входять: набірне поле "Електроніка", два джерела живлення 43008-У (може бути використане одне двополярне джерело $\pm 5V$), генератор гармонічних коливань, осцилограф, магазин опорів.

Структурна схема лабораторної установки зображена на рис.7.6. В роботі досліджується найпростіший диференційний підсилювач на двох транзисторах у відповідності до семи рис.7.1.

На рис.7.7 показаний диференційний підсилювач зібраний на набірному полі "Електроніка", варіанти а) - в) показують порядок комутацій в підсилювачі при дослідженні його в несиметричному включенні.

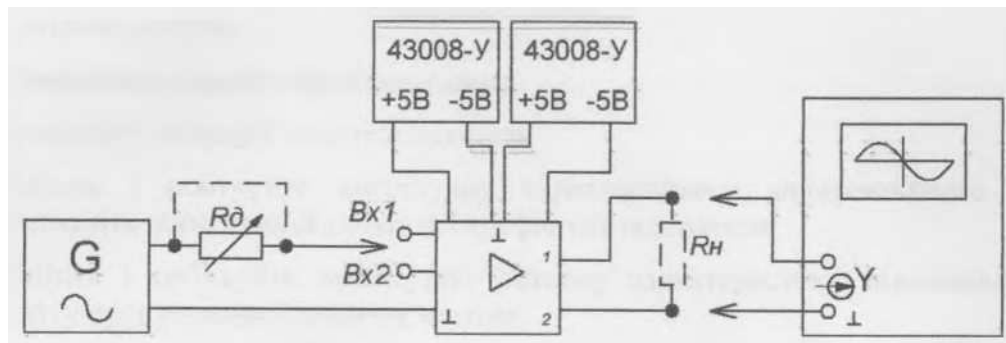


Рис. 7.6.

При симетричному включенні, сигнал на другий вхід підсилювача подається через резистивний дільник від того ж генератора (потенціометр 1 кОм, рис.7.8).

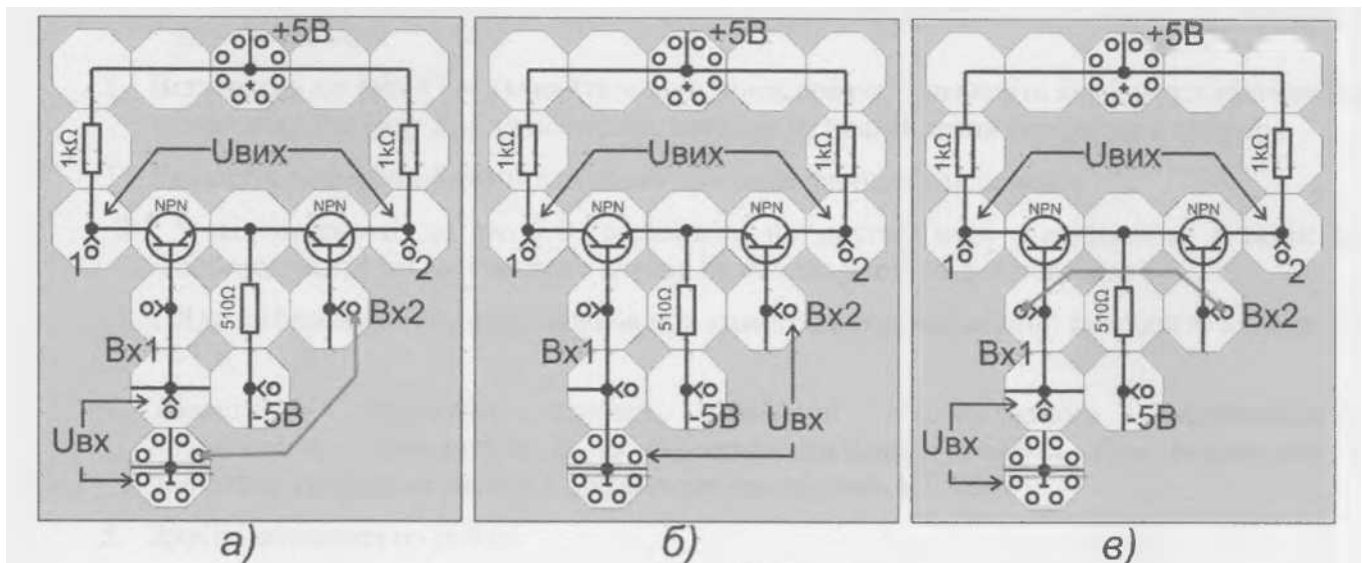


Рис.7.7

Основні параметри підсилювача вимірюються по методикам описаним в лабораторній роботі №4.

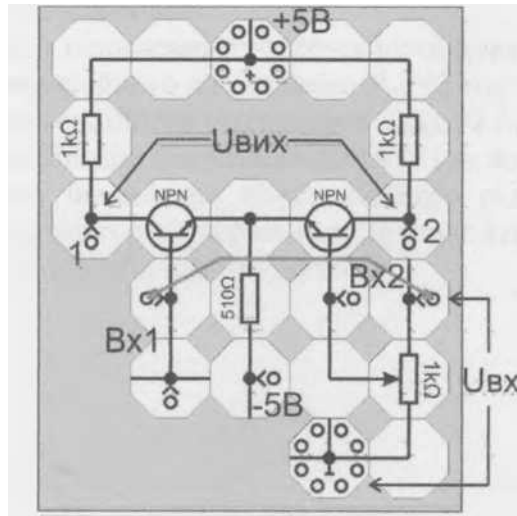


Рис.7.8.

Виконання роботи

1. Дослідіть диференційний підсилювач при несиметричному включенні.
 - 1.1. У відповідності до рис.7.6 і рис.7.7,а зберіть лабораторну установку.
 - 1.2. Встановивши вхідну напругу - 10 мВ, частота 1000 Гц отримайте осцилограму вихідної напруги.
 - 1.3. Виміряйте вхідний опір підсилювача.
 - 1.4. Виміряйте вихідний опір підсилювача.
 - 1.5. Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику диференційного підсилювача. Визначіть динамічний діапазон і коефіцієнт підсилення.
 - 1.6. Зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику підсилювача, визначіть смугу пропускання і граничні частоти.
 - 1.7. Закоротіть на корпус перший вхід підсилювача, а сигнал подайте на другий вхід (рис.7.7,б).
 - 1.8. Виконайте пункти 1.3 - 1.6
 - 1.9. Порівняйте отримані результати при роботі підсилювача із заземленим першим і другим входом.
2. Відповідно до рис.7.7,в з'єднайте входи підсилювача і визначіть коефіцієнт підсилення синфазного сигналу $K_{\phi C}$ та обчисліть коефіцієнт послаблення синфазного сигналу.

3. Дослідіть диференційний підсилювач при симетричному включенні.
- 3.1. У відповідності до рис.7.8. встановіть на другий вхід підсилювача дільник на потенціометрі 1кОм. і подайте сигнал на обидва входи підсилювача.
- 3.2. Для диференційного підсилювача при симетричному включенні виконайте пункти 1.3-1,6.
4. Теоретично розрахуйте основні параметри досліджуваного диференційного підсилювача і порівняйте їх із експериментальними даними. Для розрахунку у довіднику необхідно знайти Б-параметри транзистора КТ503.
5. Зробіть висновки по роботі.

Контрольні запитання.

1. Що таке диференційний підсилювач?
2. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача?
3. Чому вхідний опір диференційного підсилювача $R_{BX} = 2h_{11E}$?
4. Чому вихідний опір диференційного підсилювача $R_{BIX} = 2R_K$?
5. Що таке коефіцієнт послаблення синфазного сигналу і як його визначають?
6. Як зміниться коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача якщо до виходу підсилювача під'єднати резистор із опором, що дорівнює декілька ом?
7. Що таке дрейф нуля і які способи його зниження?

Лабораторна робота № 8

«Дослідження операційного підсилювача»

Мета роботи: Вивчення принципу роботи, основних параметрів і характеристик операційного підсилювача, дослідження операційного підсилювача в якості масштабного підсилювача, суматора диференціатора, інтегратора та логарифмічного і антилогарифмічного підсилювачів.

Короткі теоретичні відомості

Характеристики і параметри операційних підсилювачів

Операційним підсилювачем (ОП) називається підсилювач електричних сигналів, який призначений для виконання різних операцій над аналоговими та імпульсними величинами, при роботі із зворотнім зв'язком (ЗЗ).

Основу всіх ОП становлять диференційні каскади. Перший каскад забезпечує коефіцієнт підсилення, який досягає декілька сотень тисяч і одиниць мільйонів. Вхідний каскад в якому, часто використовуються польові транзистори, забезпечує вхідні характеристики ОП, а саме його високий вхідний опір. Вихідним каскадом є безтрансформаторний двотактний підсилювач потужності (емітерний повторювач, який працює в режимі В або АВ). Він необхідний для узгодження високого вихідного опору першого диференційного каскаду ОП із низькоомним навантаженням. Тому ОП має низький вхідний опір. Крім того, до складу сучасних ОП входять кола захисту входу від перенапруг і виходу від перевищення вихідного струму.

На сьогодні ОП виготовляються по інтегральній технології є найбільш універсальними і масовими аналоговими пристроями. ОП широко застосовуються не лише у підсилювачах, а також у різних генераторах, перетворювачах стабілізаторах напруги, компараторах, джерелах еталонних напруг, активних фільтрах, ключах і т.д.

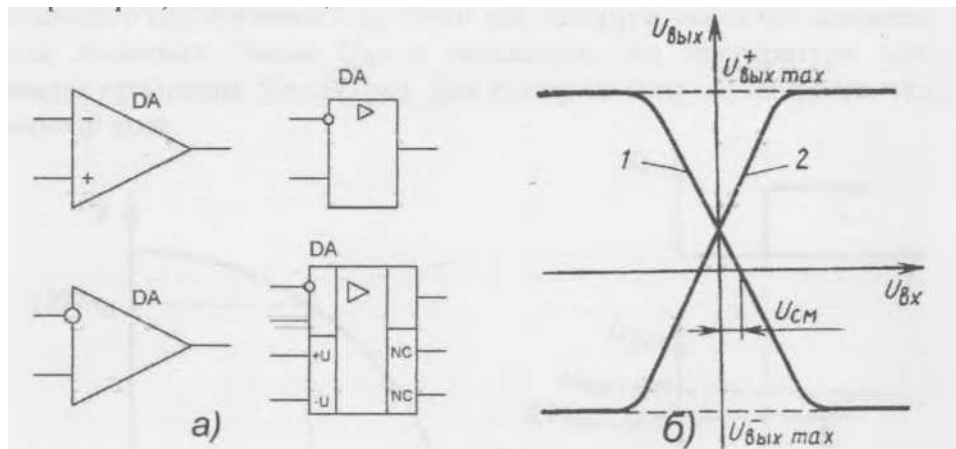


Рис. 8.1

Широкі функціональні можливості ОП досягаються за рахунок включення різних зовнішніх кіл ЗЗ. Найбільше поширення отримали інтегральні напівпровідникові ОП, що мають найменші габарити і масу та можуть працювати в діапазоні температур від 60°C до 120°C . Вони мають коефіцієнт підсилення 10^6 і більше при підсилюванні сигналів частотою від нуля до одиниць мегагерц. На роботу таких ОП дуже слабо впливають такі дестабілізуючі фактори як зміна температури та напруги живлення. Надійність елементів ОП, до складу якого входить декілька сотень елементів і більше, відповідає надійності окремого транзистора, що забезпечується інтегральною технологією, при якій всі елементи (транзистори, діоди, резистори, та ін.) і з'єднання між ними виконуються в єдиному технологічному циклі. Як показує практика операційний напівпровідниковий інтегральний ОП може працювати більше 20 років.

На рис.8.1,а показані варіанти умовного графічного позначення операційного підсилювача. ОП має два входи і один вихід. Вхід, напруга на якому зсунута по фазі на 180° відносно вихідної напруги, називається інвертуючим і позначається кружком або Інший вхід є неінвертуючим, так як напруга на ньому і вихідна напруга співпадають по фазі.

Виводи до яких під'єднуються джерела живлення $-U$, $+U$, а також допоміжні кола на принципових схемах в більшості випадків не позначають.

На рис. 8.1,б зображена одна із найважливіших характеристик - амплітудна (передаточна) характеристика ОН, що є залежністю $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$ при нульовій частоті. Крива 1 відповідає подачі вхідної напруги на інвертуючий вхід, крива 2 - на неінвертуючий вхід. Ці характеристики отримують при подачі вхідної напруги на один із входів при відсутності напруги на іншому вході.

Похила (лінійна) ділянка кривих підкреслює лінійність залежності $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$. Горизонтальні ділянки кривих відповідають режиму роботи ОП, при якому вхідна напруга виходить за межі лінійної ділянки передаточної характеристики.

Значення вихідної напруги $U_{ВИХ.МАХ}^+$ і $U_{ВИХ.МАХ}^-$ що характеризують ці ділянки, за звичай на 1-2 В менше напруги живлення.

ОП характеризується тими ж параметрами, що і інші підсилювачі. Знання параметрів інтегральних ОП дозволяє швидко і грамотно спроектувати різні електронні пристрої та блоки, а також попередити вихід їх з ладу, тобто роботу в недопустимих режимах.

Сучасні ОП мають наступні основні параметри.

1. Коефіцієнт підсилення K_U - відношення приросту вихідної напруги до приросту вхідної напруги яка спричинила цей приріст. У сучасних ОП K_U при нульовій частоті досягає від десятків і сотень тисяч до декількох мільйонів. По куту нахилу лінійної ділянки амплітудної характеристики визначають коефіцієнт підсилення.

Коефіцієнт підсилення ОП залежить від зміни напруги живлення, струму навантаження, температури навколишнього середовища. Тому ОП (за винятком компараторів) не застосовують без кіл зовнішнього ЗЗ, які стабілізують коефіцієнт підсилення.

2. Напруга зміщення $U_{ЗМ}$ - Визначається вихідною напругою при якій вхідна напруга дорівнює нулю (рис.4.1,б). Напруга зміщення з'являється внаслідок розкиду параметрів елементів ОП або зміни режиму роботи вхідних транзисторів через розузгодження у вхідних колах. За звичай в ОП загального призначення $U_{ЗМ} = 5-20$

мВ. Напряга зміщення залежить д температури і напруги джерела живлення. Зміна $U_{зМ}$ в залежності від температури для ОП загального призначення складає приблизно 50мкВ/град. Для усунення напруги зміщення на вході ОП вносять спеціальні електричні кола.

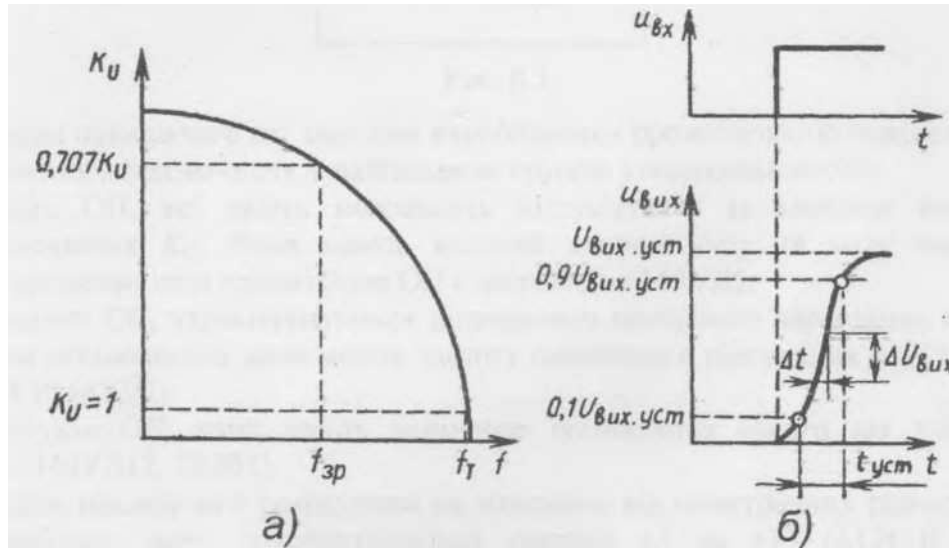


Рис. 8.2

3. Вхідний струм $I_{ВХ}$. Це струм у вхідному колі ОП який може бути 0-100мкА. Його необхідно враховувати при підключенні до обох входів ОП зовнішніх електричних кіл. Якщо опори зовнішніх електричних кіл по інвертуючому і неінвертуючому входам неоднакові, то різниця напруг на них спричинить додаткові напруги які просумуються із напругою зміщення. Щоб цього не трапилося опори цих виводів намагаються робити однаковими.

4. Вхідний опір $R_{ВХ}$. Розрізняють вхідний опір диференційного сигналу ($R_{ВХ.Д}$) та синфазного сигналу ($R_{ВХ.СФ}$). Для отримання високого вхідного опору перший каскад ОП виконують на польових транзисторах; $R_{ВХ.Д}$ має значення від декількох кілоом для біполярних транзисторів до декількох одиниць і десятків мегаом для польових транзисторів, а $R_{ВХ.СФ} > 100\text{МОм}$.

5. Вихідний опір $R_{ВИХ}$. Це опір, виміряний із сторони навантаження, і є вихідним опором вихідних каскадів ОП, побудованих на емітерних повторювачах. Значення $R_{ВИХ} = 20 - 2000\text{Ом}$.

Підсилення сигналів різних частот визначається амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) ОП (рис.8.2,а), а підсилення імпульсних (за звичай прямокутних) швидкістю наростання вихідної напруги (рис. 8.2,б).

У відповідності до цього вводять динамічні характеристики ОП:

- 1) частоту зрізу $f_{зр}$, значенню якої відповідає зниження модуля коефіцієнта підсилення в ОП в $\sqrt{2}$ раз (3 дБ);
- 2) частоту одиничного підсилення f_T , при якій модуль коефіцієнта підсилення ОП зменшується до одиниці;
- 3) максимальну швидкість наростання вихідної напруги $v_{U_{вих}}$, яка визначає найбільшу швидкість зміни вихідної напруги ОП (рис. 8.2,б) при дії прямокутного вхідного імпульсу, швидкість наростання визначається як відношення $U_{вих}$ до Δt ;
- 4) час устанавлення $t_{уст}$, що визначає зміну вхідної напруги ОП від рівня 0,1 (рис. 8.2,б) до рівня 0,9 від усталеної вихідної напруги при дії на вході прямокутного імпульсу.

Одною із важливих переваг ОП є подавлення синфазних сигналів. Тому ОП характеризується коефіцієнтом послаблення синфазних сигналів $K_{ос.сф} = 20\log(K_U/K_{сф})$ (для ОП загального призначення $K_{ос.сф} = 70 - 120$ дБ).

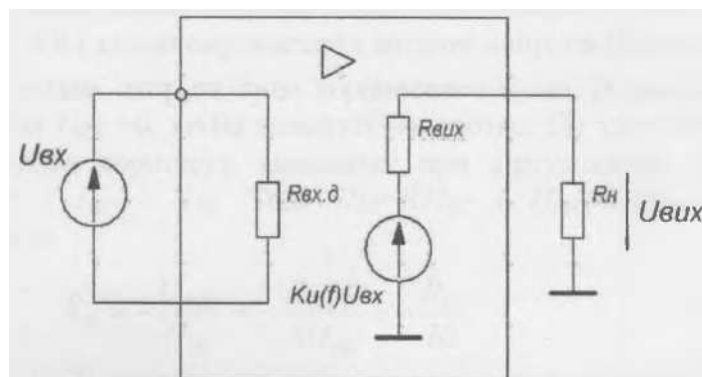


Рис. 8.3

Операційні підсилювачі які сьогодні виробляються промисловістю поділяються на групи: ОП загального призначення, є найбільшою групою універсальних ОП; прецизійні ОП, які дають можливість підтримувати із високою

точністю великий коефіцієнт підсилення K_U , Вони мають високий вхідний опір та малу напругу зміщення $U_{ЗМ} \leq 0,5\text{ мВ}$); представником прецизійних ОП є мікросхема 153УД5;

швидкодіючі ОП, характеризуються підвищеною швидкістю наростання вихідної напруги та малим часом устанавлення вони мають частоту одиничного підсилення $f_T \geq 15\text{ Гц}$ (наприклад, ОП 140УД10, КР544УД2);

мікропотужні ОП, вони мають найменше споживання енергії від джерела живлення (наприклад ОП 140УД12, TL061).

Операційні підсилювачі розраховані на живлення від симетричних різнополярних джерел живлення. Найбільш часто використовується напруга ± 5 та ± 15 (± 12) В із допустимим максимальним відхиленням $\pm(5-10)\%$.

Застосування подібних джерел живлення спрощує задачу компенсації зміщення нуля перешкоджає появі непотрібної постійної складової струму в навантаженні.

Для аналізу роботи ОП часто користуються схемою заміщення, що зображена на рис. 8.2 Вхідна частина схеми заміщення визначається вхідним диференційним опором $R_{ВХ.Д}$, а вихідна частина містить джерело ЕРС $K(f)U_{ВХ}$ і резистивний елемент із опором $R_{ВІХ}$.

Для зручності розрахунку пристроїв із ОП вводиться поняття ідеального ОП, у якого: коефіцієнт підсилення прямує до нескінченності у нескінченно великій смузі частот; вхідний диференційний опір $R_{ВХ.Д}$ прямує до нескінченності; вихідний опір прямує до нуля; вихідна напруга дорівнює нулю при нульовій вхідній напрузі.

Застосування операційних підсилювачів.

При використанні ОП в якості інвертуючого підсилювача (рис. 8.4,а) вихідна напруга зсунута по відношенню до вхідної на 180° . Вхідна напруга $U_{ВХ}$ подається на інвертуючий вхід через резистор R_1 . За допомогою резистора $R_{ЗЗ}$ здійснюється негативний паралельний ЗЗ по напрузі. Неінвертуючий вхід підсилювача при цьому

заземлений. У відповідності із законом балансу струмів (1-й закон Кірхгофа) для вузла А рівняння струмів буде мати вигляд

$$I_{BX} = I_{33} + I_{OP} \quad (8.1)$$

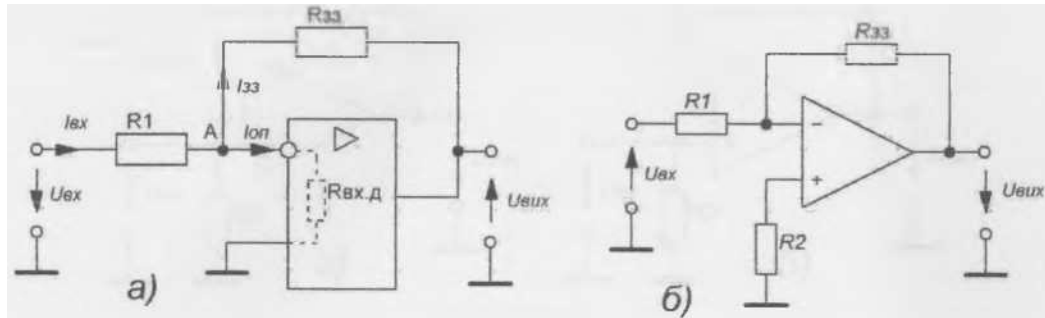


Рис. 8.4

Аналіз вказаної схеми значно спрощується, якщо допустити що ОП ідеальний. Тоді при будь-якому значенні $R_H \neq 0$ і кінцевому значенні вхідної напруги (вона не може бути більшою за напругі живлення ОП) вхідна напруга буде дорівнювати нулю. В цьому випадку інвертуючий і неінвертуючий входи при $U_{BX} = 0$, якби замкнуті накоротко. Це так зване віртуальне замикання. На відміну від звичайного короткого замикання при віртуальному струм між входами ОП відсутній, тобто $I_{OP} = 0$ і $I_{BX} = I_{33}$. Тоді $U_{BX} = R1I_{BX}$ і $U_{ВИХ} = R_{33}I_{33}$. Коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача

$$K_F = \frac{U_{ВИХ}}{U_{BX}} = -\frac{R_{33}I_{33}}{R1I_{BX}} = \frac{R_{33}}{R1}. \quad (8.2)$$

Знак у виразі (8.2) означає, що у інвертуючого підсилювача вхідна і вихідна напруги знаходяться в протифазі.

Нескладно переконатися, що вхідний опір інвертуючого підсилювача

$$R_{BX.F} \approx R1 \quad (8.3)$$

Вихідний опір

$$R_{BX.F} \approx \frac{R_{BX}(1 + R_{33}/R1)}{K_U}. \quad (8.4)$$

При $K_U \rightarrow \infty$ значення $R_{ВИХ.F}$ буде прямувати до нуля. Для усунення різниці опорів у вхідних колах по інвертуючому та неінвертуючому входам ОП, що

спричинене підключенням до інвертуючого резисторів R_1, R_{33} в коло неінвертуючого входу включають резистор (рис. 8.2,б) $R_2 = R_1 R_{33} / (R_1 + R_{33})$.

Якщо вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП, а на інвертуючий вхід за допомогою кола R_1, R_{33} подати частину вхідної напруги, тобто здійснити послідовний НЗЗ по напрузі то отримаємо **неінвертуючий підсилювач** (рис. 8.5,а). При такому вигляді ЗЗ у відповідності із законом балансу напруги (2-й закон Кірхгофа) для вхідного кола рівняння запишеться так:

$$U_{BX} = U_0 + U_{ВИХ} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}. \quad (8.4)$$

Внаслідок "віртуального замикання" інвертуючого і неінвертуючого входів $U_0 = 0$ тоді

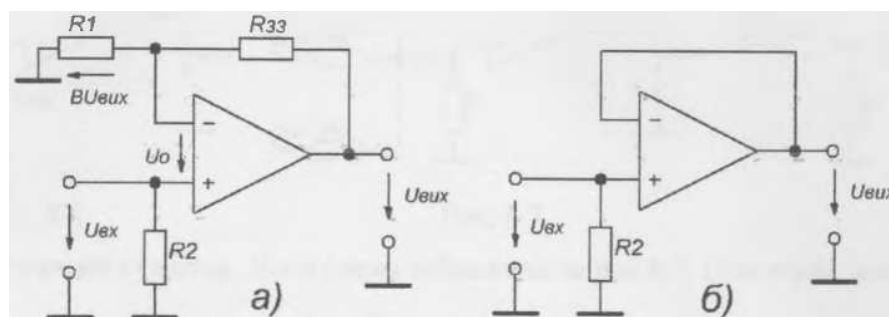
$$U_{BX} = U_{ВИХ} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}. \quad (8.5)$$

Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_F = 1 + R_{33} / R_1. \quad (8.6)$$

Вхідний опір цього підсилювача

$$R_{BX.F} = R_{BX.Д} (1 + BK_U) \approx R_{BX.Д} \frac{R_1 K_U}{R_1 + R_{33}}, \quad (8.7)$$



де $B = R_1 / (R_1 + R_{33})$ - коефіцієнт зворотного зв'язку.

Рис. 8.5

При $K_U \rightarrow \infty$ вхідний опір прямує до нескінченності.

Із формули (8.7) видно що вхідний опір неінвертуючого підсилювача досить

великий. Відмітимо що вхідний опір неінвертуючого підсилювача значно більший ніж у інвертуючого. Вихідний опір неінвертуючого підсилювача

$$R_{ВИХ.F} = R_{ВИХ} / (1 + BK_U). \quad (8.8)$$

При $K_U \rightarrow \infty$ вхідний опір прямує до нуля.

Враховуючи, що у неінвертуючого підсилювача опір $R_{ВХ.F}$ дуже великий, а $R_{ВИХ.F}$ дуже малий, такий підсилювач часто застосовують як елемент узгодження при роботі із високоомним джерелом сигналу і низькоомним навантаженням.

Якщо у неінвертуючому підсилювачі $R_{33} = 0$ а $R_2 = \infty$ то отримаємо повторювач напруги (рис.8.5,6) із $K_F = 1$.

За звичай для підсилювачів високий вхідний опір непотрібний, так як вони при цьому були б дуже чутливими до зміни вхідного струму флуктуаційного походження. Тому у вхідне коло неінвертуючого підсилювача включають резистор $R_2 \gg R_{ВХ.Д}$, який буде визначати вхідний опір підсилювача. Значення опору R_2 знаходиться в межах 0,5 - 1 МОм.

На ОП використовуючи його інвертуючий, неінвертуючий входи та використанні різноманітних варіантів кіл ЗЗ можна побудувати різні пристрої аналогової обробки сигналів.

Інвертуючий суматор. Суматор побудований на основі інвертуючого підсилювача, його схема наведена на рис.8.6.

Якщо, як і раніше вважати ОП ідеальним, то при подачі на інвертуючий вхід через резистори R_1, R_2, \dots, R_n вхідних напруг $U_{ВХ1}, U_{ВХ2}, \dots, U_{ВХn} = \infty$, то вихідна напруга буде визначатися виразом

$$U_{ВИХ} = - \left(\frac{R_{33}}{R_1} U_{ВХ1} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{ВХ2} + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_{ВХn} \right), \quad (8.9)$$

тобто сигнал на виході дорівнює алгебраїчній сумі вхідних сигналів, взятих із своїми масштабними коефіцієнтами.

Якщо $R_1 = R_2 = R_n = R$ то із виразу (8.9) отримаємо

$$U_{ВИХ} = - \frac{R_{33}}{R} (U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn}). \quad (8.10)$$

Якщо в схемі вибрати $R_1 = R_2 = R_n = R$ і $R_{33} = R/n$ то у відповідності до виразу (8.10) отримаємо

$$U_{ВИХ} = -(U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn})/n. \quad (8.11)$$

Отже на виході схеми буде формуватися напруга, яка дорівнює інвертованому середньому арифметичному від входніх напруг. Тому такі схеми називають схемами усереднювання.

Значення коректуючого резистора вибирається із умови

$$\frac{1}{R_{КОР}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

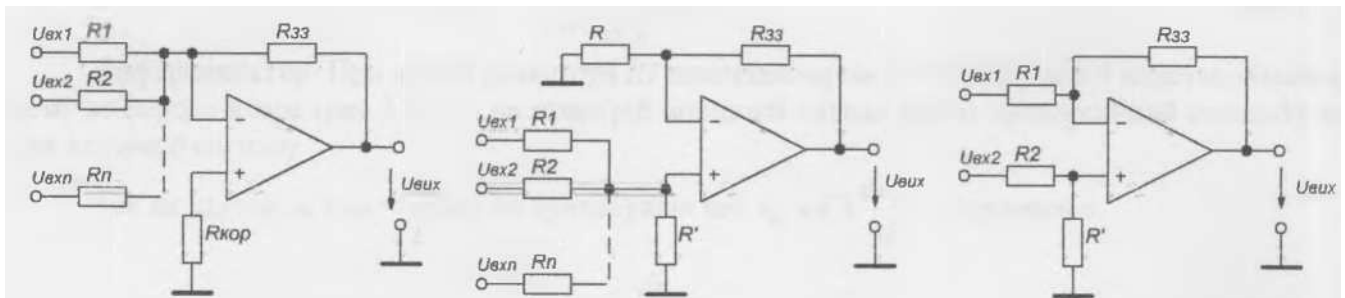


Рис. 8.6

Рис. 8.7

Рис. 8.8

Неінвертуючий суматор. Його схема зображена на рис. 8.7. При умові, що

$$\frac{R_{33}}{R} = \frac{R'}{R_1} + \frac{R'}{R_2} + \dots + \frac{R'}{R_n}, \quad (8.12)$$

вихідна напруга буде визначатися виразом

$$U_{ВИХ} = U_{ВХ1} \frac{R'}{R_1} + U_{ВХ2} \frac{R'}{R_2} + \dots + U_{ВХn} \frac{R'}{R_n}. \quad (8.13)$$

Необхідне балансування схеми можна здійснити підбором опору резистора R .

Пристрій віднімання. Його схема зображена на рис.8.8. По суті дана схема є комбінацією розглянутих раніше схем інвертуючого і неінвертуючого підсилювачів. Так як ми маємо справу із лінійним пристроєм, то при визначенні його параметрів використаєм принцип суперпозиції, тоді

$$U_{ВИХ} = \frac{R'}{R_1} \frac{R_1 + R_{33}}{R_2 + R'} U_{ВХ2} - \frac{R_{33}}{R_1} U_{ВХ1}. \quad (8.14)$$

На практиці часто виконується умова

$$R1 = R2 \text{ i } R_{33} = R'. \quad (8.15)$$

Тоді вираз (8.14) матиме простіший вигляд

$$U_{BIX} = \frac{R_{33}}{R1} (U_{BX2} - U_{BX1}). \quad (8.16)$$

Із отриманого виразу видно, що при виконанні умови (8.15) сигнал на виході схеми на рис.8.8 дорівнює підсиленій різниці сигналів, присутніх на його інвертуючому і неінвертуючому входах. При цьому коефіцієнт підсилення відповідає коефіцієнту підсилення інвертуючого підсилювача.

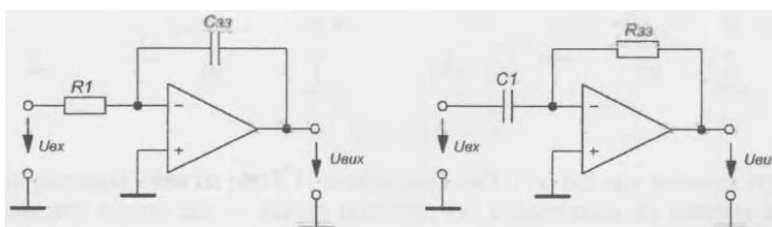


Рис. 8.9

Рис. 8.10

Інтегратор. Якщо у інвертуючому підсилювачі (див. рис. 8.4) резистор R_{33} замінити конденсатором C_{33} то отримаємо інтегратор (рис.8.9), пристрій вихідний сигнал якого пропорційний інтегралу по часу від його вхідного сигналу. Дійсно

$u_{BX} = Ri_{BX}$ а $u_{BIX} = u_C$. Так як $i_{BX} = -i_{33} = -C_{33} \frac{du_{BIX}}{dt}$, то $\frac{u_{BIX}}{R1} = -C_{33} \frac{du_{BIX}}{dt}$, Отже

$$u_{BIX} = -\frac{1}{R1C_{33}} \int_0^i u_{BIX} dt. \quad (8.17)$$

Диференціатор. При заміні резистора $R1$ конденсатором $C1$ схема рис.8.4 перетвориться на схему диференціатора (рис.8.10), - це пристрій вихідний сигнал якого пропорційний похідній від його вхідного сигналу.

Так як $u_{BX} = u_C$, а $u_{BIX} = -R_{33}i_{33}$ то враховуючи що $i_{33} = C1 \frac{du_{BX}}{dt}$, отримаємо

$$u_{BIX} = -R_{33}C1 \frac{du_{BX}}{dt}. \quad (8.18)$$

Логарифмічний підсилювач. Це підсилювач вихідна напруга якого пропорційна логарифму від його вхідної напруги. Для отримання логарифмічної

характеристики в коло ЗЗ ОП включають $p-n$ -перехід. Це може бути діод або біполярний транзистор, включений по схемі із СБ (рис. 8.11). Для схеми рис. 8.11, а можна записати

$$\frac{u_{BX}}{R} = I_0 \left[\exp\left(\frac{u_D}{U_T}\right) - 1 \right] \approx I_0 \exp\left(\frac{u_D}{U_T}\right),$$

де $U_T = kT/q$ - температурний потенціал (k - стала Больцмана, T - температура $^{\circ}\text{K}$, q - заряд електрона). Очевидно, що в даній схемі $u_D = u_{BHX}$. Тоді розв'язавши вказаний вираз відносно вихідної напруги отримаємо

$$u_{BHX} = U_T \left[\ln(u_{BX}/R) - \ln I_0 \right]. \quad (8.19)$$

Для схеми рис. 8.11, б по аналогії запишемо

$$\frac{u_{BX}}{R} = I_K = I_{E0} \left[\exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right],$$

звідки

$$u_{BHX} = U_T \left[\ln(u_{BX}/R) - \ln I_{E0} \right]. \quad (8.20)$$

Очевидно що вирази 8.19 і 8.20 аналогічні.

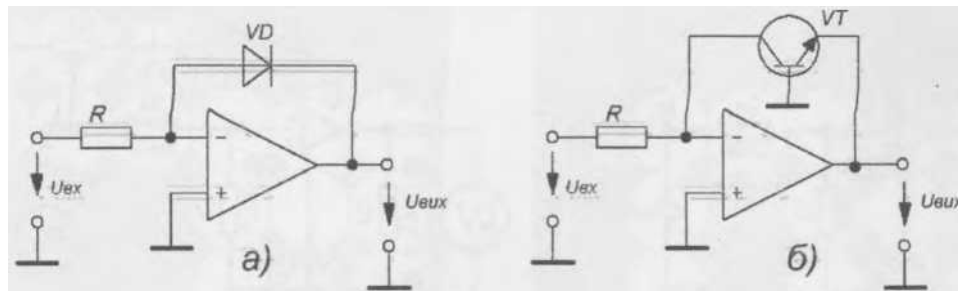


Рис.8.11

При використанні схем на рис. 8.11 необхідно пам'ятати, що при великих струмах діода або транзистора наведені вирази дають значну похибку, яка є наслідком дії власних активних опорів приладів. Тому максимальна вихідна напруга для наведених схем не повинна перевищувати близько 0,6В.

Логарифмічні підсилювачі формують на виході напругу лише однієї полярності. Так для схем рис. 8.11 при позитивній вхідній напрузі на виході формується від'ємна напруга. Для отримання позитивної вихідної напруги в схемі

на рис.8.11,а необхідно змінити полярність діода.

Аналогічний ефект в схемі на рис.8.11,б, можна отримати, якщо використати транзистор іншого типу провідності (*p-n-p*).

Антилогарифмічний (експоненціальний) підсилювач виконує зворотне перетворювання напруги. Для його отримання необхідно в розглянутих вище схемах напівпровідниковий прилад і резистор змінити місцями (рис.8.12).

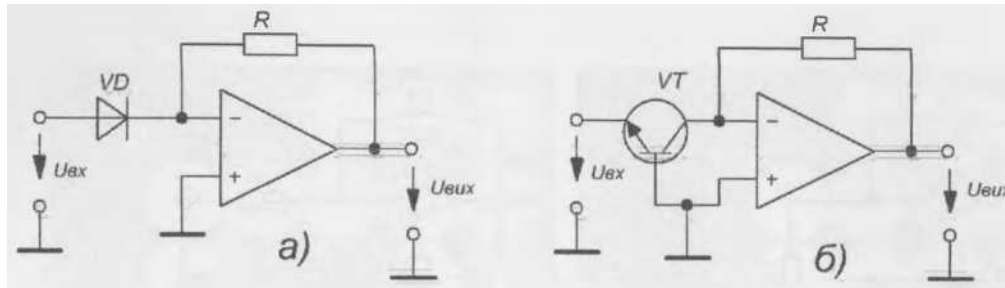


Рис. 8.12

Аналогічно, для схеми 8.12,а, запишемо

$$u_{ВИХ} = RI_0 \exp\left(\frac{u_{ВИХ}}{U_T}\right), \quad (8.21)$$

Для схеми із транзистором у виразі (8.21) струм I_0 необхідно замінити I_{0E} . В антилогарифмічних підсилювачах також можливо отримати напругу лише однієї полярності.

Необхідно відмітити, що так як параметри напівпровідникових приладів сильно залежать від температури навколишнього середовища, розглянутим схемам логарифмічних і антилогарифмічних підсилювачів буде властива велика похибка. Тому реальні схеми цих підсилювачів значно складніші ніж розглянуті.

Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входять: набірне поле "Електроніка", двополярне джерело живлення $\pm 5В$ (або два джерела живлення 43008-У), функціональний генератор, осцилограф, магазин опорів, прилад комбінований Ц4342-М1, вольтметр 43123-У.

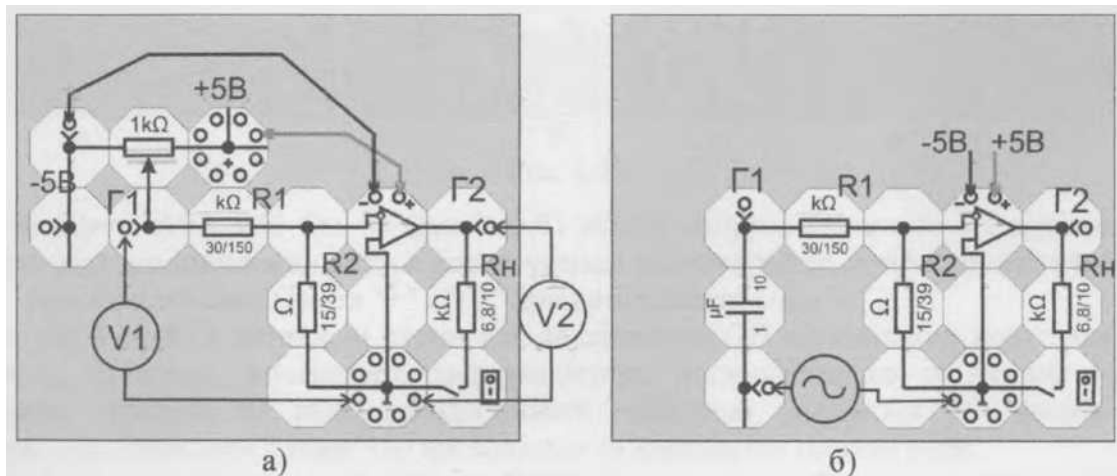


Рис. 8.13

На рис.8.13 показані схеми включення ОП без ЗЗ для зняття амплітудної (рис.8.13,а) та амплітудно-частотної (рис. 8.13,б) характеристик. Оскільки ОП без ЗЗ має великий коефіцієнт підсилення, то для його вимірювання доводиться вимірювати малу вхідну напругу, величина якої може бути десяті домі мікро вольт, що досить складно робити навіть за допомогою спеціальних високочутливих вимірювальних приладів, так як точність вимірювання таких малих напруг невисока. Тому напруга на вхід підсилювача подається через резистивний дільник напруги $R1, R2$ із коефіцієнтом ділення $K_D = (R1 + R2)/R2$, якщо $R1 \gg R2$ то $K_D \approx R1/R2$. В цьому випадку замість незначної вхідної напруги U_{BX} , яка знімається із резистора $R2$ і подається на вхід ОП, вимірюється напруга U'_{BX} на резистивному дільнику (гніздо Г1) яка в K_D більша від вхідної $U_{BX} = U'_{BX}/K_D$. В результаті непрямого вимірювання вхідної напруги ОП із заданим коефіцієнтом ділення K_D , коефіцієнт підсилення ОП без ЗЗ

$$K_U = K_D \frac{U_{BX}}{U'_{BX}}$$

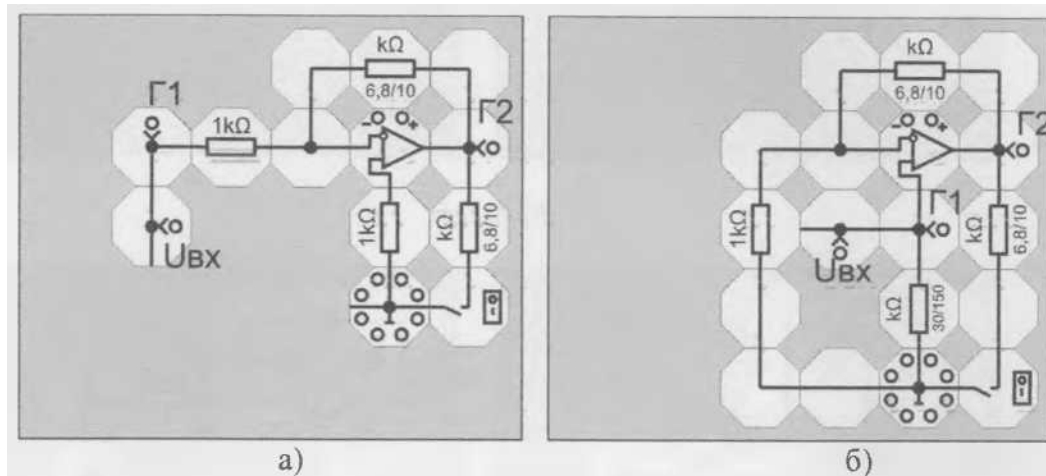


Рис. 8.14

Амплітудна характеристика знімається на постійному струмі. Напряга U'_{BX} подається від того ж джерела, від якого живиться ОП через потенціометр 1кОм. Напряга на ділянці вимірюється комбінованим приладом Ц4342-М1 в режимі вимірювання постійної напруги (0,1; 1 В), а на виході ОП вольтметром 43123-У.

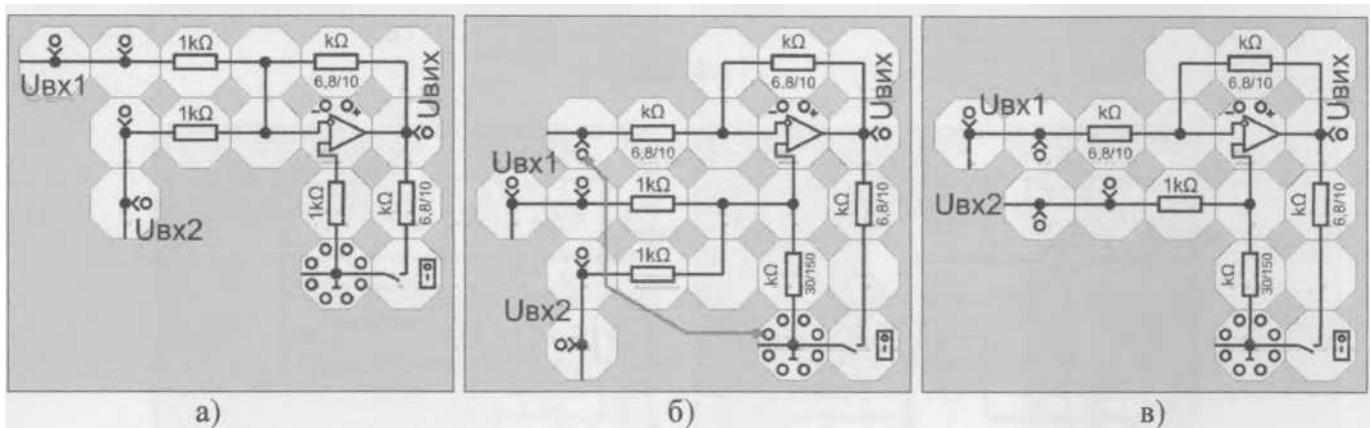


Рис. 8.15

При знятті АЧХ ОП без ЗЗ (рис.8.13,б) вхідна напруга подається від функціонального генератора. Для вимірювання напруги користуються осцилографом, який підключається до гнізд «⊥» і «Г1» при вимірюванні U'_{BX} та і «Г2» при вимірюванні $U_{VИХ}$.

На рис.8.14-8.18 зображені схеми для дослідження ОП відповідно в якості масштабного підсилювача, суматора, інтегратора, диференціатора, логарифмічного та антилогарифмічного підсилювача. Напруги на вхід досліджуваного пристрою

подаються від функціонального генератора, а вимірювання аналогічно проводяться за допомогою осцилографа

Вимірювання вхідного опору масштабного підсилювача відбувається шляхом підключення між генератором і підсилювачем магазину опору та підбором його опору доки вихідна напруга підсилювача не зменшиться вдвічі (див. лаб. №4).

При здійсненні експериментів із диференціатором, частота вхідного сигналу повинна бути в діапазоні від декількох сотень герц до одиниць кілогерц, а при роботі із інтегратором - декількох кілогерц.

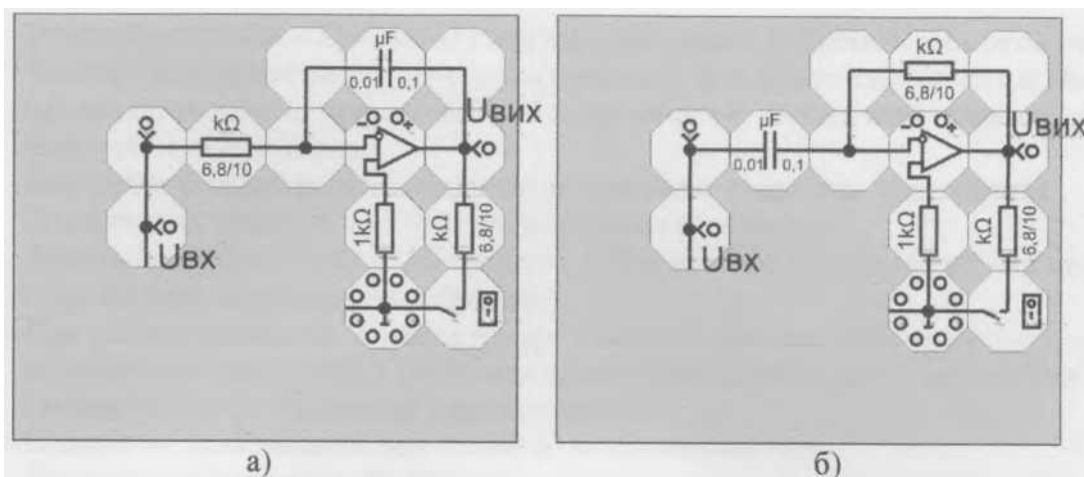


Рис. 8.16

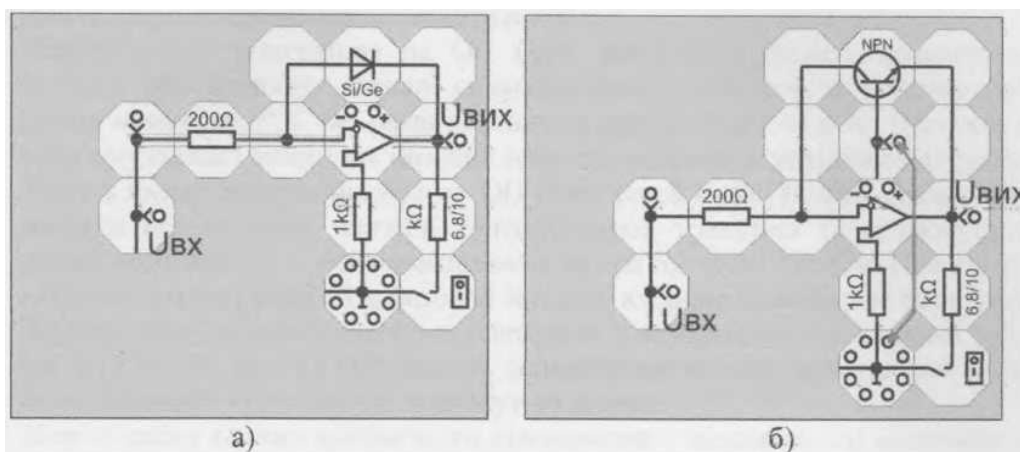


Рис. 8.17

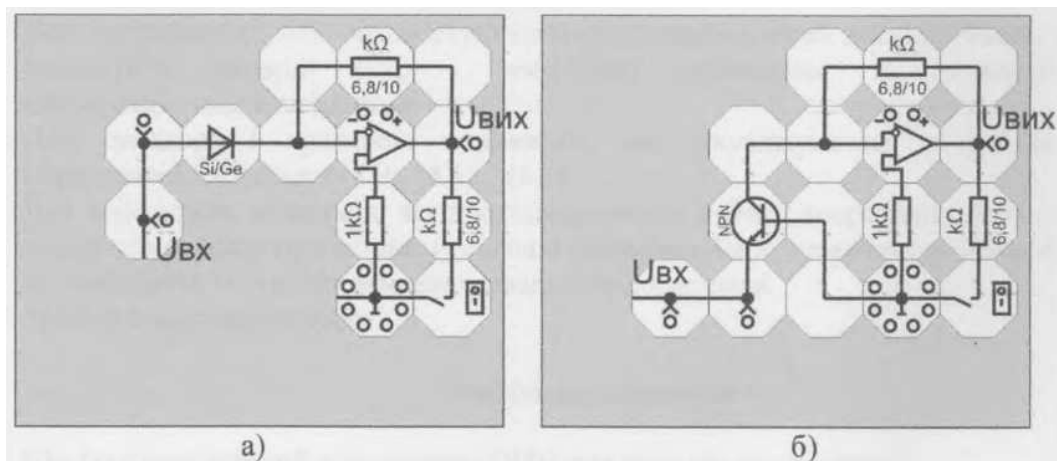


Рис. 8.18

Виконання роботи

1. Дослідження ОП без зворотного зв'язку.
 - 1.1 У відповідності до схеми на рис.8.13,а зберіть лабораторну установку.
 - 1.2 Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику $U_{вих} = f(U_{вх})$, без навантаження і з навантаженням, визначіть по ній напругу зміщення $U_{зм}$ та коефіцієнт підсилення K_U .
 - 1.3 Включивши ОП у відповідності із схемою на рис.8.13,б зніміть і побудуйте його АЧХ, визначіть частоти $f_{зр}$ зрізу і одиничного підсилення f_T .
2. Дослідження інвертуючого (або неінвертуючого) підсилювача.
 - 2.1 Включіть ОП у відповідності із схемою на рис.8.14,а (або на рис.8.14,б) подайте на вхід синусоїдальний сигнал частотою 1 кГц.
 - 2.2 Виміряйте вхідний опір підсилювача $R_{вх.F}$ при різних значеннях елементів кола ЗЗ.
 - 2.3 Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику при різних значеннях елементів кола ЗЗ без навантаження та при $R_H = 6,8$ і 10 кОм, визначте динамічний діапазон та коефіцієнт підсилення підсилювача.
 - 2.4 Виміряйте фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами підсилювача.
3. Дослідження інвертуючого (або неінвертуючого) суматора.
 - 3.1 Зберіть схему суматора на ОП (див. рис.8.15,а або 8,15,б) подайте на вхід

напруги U_{BX1} і U_{BX2} від функціонального генератора.

3.2 При різних параметрах вхідних напруг (частота, фазовий зсув, форма) в залежності від величин вхід резисторів і резистора зворотного зв'язку) зняти осцилограми вихідного сигналу без навантаження та з навантаженням.

3.3 Визначити експериментальну похибку додавання сигналів.

4. Дослідження пристрою віднімання.

4.1 Зберіть на ОП пристрій віднімання (див. рис.8.15,в).

4.2 Для пристрою віднімання виконайте п.3.2-3.3

5. Зберіть схему інтегратора на ОП (див. рис. 8.16,а). Зніміть осцилограми вихідної напруги при вхідному сигналі синусоїдальної, трикутної та прямокутної форм при різних номіналах R , C без навантаження та при $R_H = 6,8$ і 10 кОм. При синусоїдальному вхідному сигналі виміряйте фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами.

6. Зберіть схему диференціатора на ОП (див. рис. 8.16,б). Зніміть осцилограми вихідної напруги при вхідному сигналі синусоїдальної, трикутної та прямокутної форм при різних номіналах R , C без навантаження та при $R_H = 6,8$ і 10 кОм. При синусоїдальному вхідному сигналі виміряйте фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами.

7. Зберіть схему логарифмічного підсилювача у відповідності із схемою зображеною на рис.8.17,а (або рис. 8.17,б). Зніміть осцилограми вхідної напруги при вхідній напрузі синусоїдальної, трикутної та прямокутної форми.

8. Зберіть схему антилогарифмічного підсилювача у відповідності із схемою зображеною на рис.8.18,а (або рис. 8.18,б). Зніміть осцилограми вхідної напруги при вхідній напрузі синусоїдальної, трикутної та прямокутної форми.

9. Для інвертуючого (або неінвертуючого) підсилювача, який досліджувався, теоретично розрахуйте вхідний опір і коефіцієнт підсилення та порівняйте їх із експериментальними даними.

10. Для суматора і пристрою віднімання, які досліджувалися в роботі перевірте справедливність формул (8.9), (8.13), (8.14).

11. Для всіх інших пристроїв, які досліджувались в роботі, теоретично побудуйте форму вихідного сигналу при вхідному сигналі синусоїдальної, трикутної та прямокутної форми та порівняйте їх із експериментальними осцилограмами.
12. Зробіть висновки по роботі.

Контрольні запитання

1. Що таке операційний підсилювач (ОП) і для чого він призначений?
2. Із яких каскадів складається ОП?
3. Охарактеризуйте призначення, параметри, характеристики і особливості застосування ОП.
4. Для чого включають ЗЗ в ОП?
5. Чим визначається смуга пропускання ОП?
6. Охарактеризуйте інвертуючий та неінвертуючий підсилювачі визначте їх основні параметри і зробіть порівняльну характеристику.
7. Наведіть схемну реалізацію інвертуючого та неінвертуючого повторювачів напруги і охарактеризуйте їх.
8. Чим в ОП визначається максимальне значення амплітуди вихідної напруги?
9. Як впливає на параметри і характеристики підсилювача зміна напруги живлення?
10. Чим визначається стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача K_F .
11. Як впливає НЗЗ на параметри і характеристики інвертуючого та неінвертуючого підсилювачів.
12. Як в ОП реалізується ПЗЗ?
13. Охарактеризуйте інвертуючий, неінвертуючий суматори і пристрій віднімання, чим визначається їхня похибка виконання операції?
14. Що таке інтегратор і диференціатор, охарактеризуйте їх, чим визначається їхня якість функціонування (точність, частотний та динамічний діапазони вхідного сигналу)?
15. Яка форма вихідного сигналу буде на виході інтегратора і диференціатора на

ОП, якщо на вхід подати напругу синусоїдальної, трикутної та прямокутної форм?

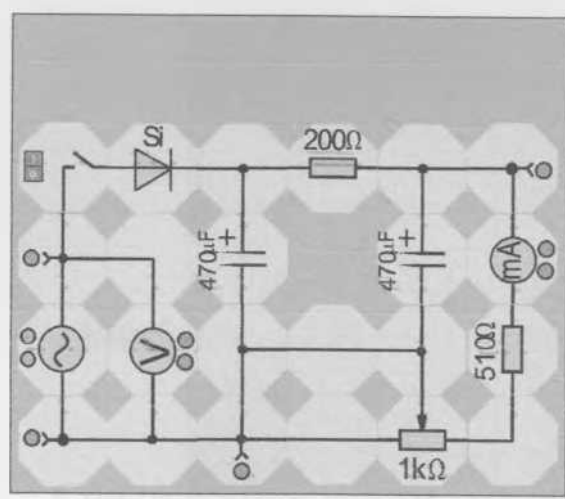
16. Охарактеризуйте логарифмічний та антилогарифмічний підсилювачі чим визначається їхня якість функціонування?

17. Доведіть, що при включенні напівпровідникового діода в коло НЗЗ інвертуючого підсилювача вихідна напруга буде пропорційна логарифму від вхідної напруги.

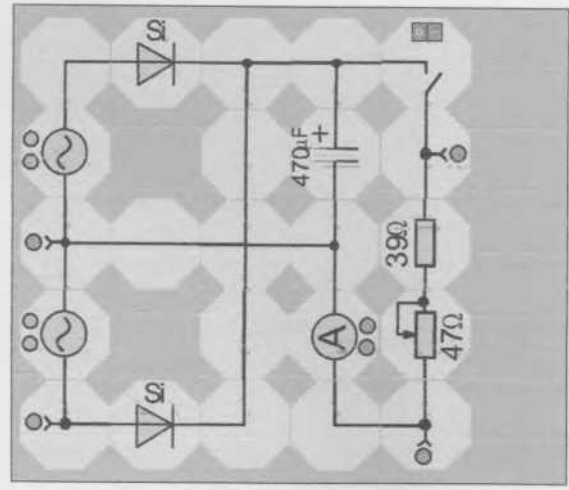
18. Порівняйте варіанти реалізації логарифмічного (антилогарифмічного) підсилювача із використанням діода і біполярного транзистора.

ДОДАТКИ

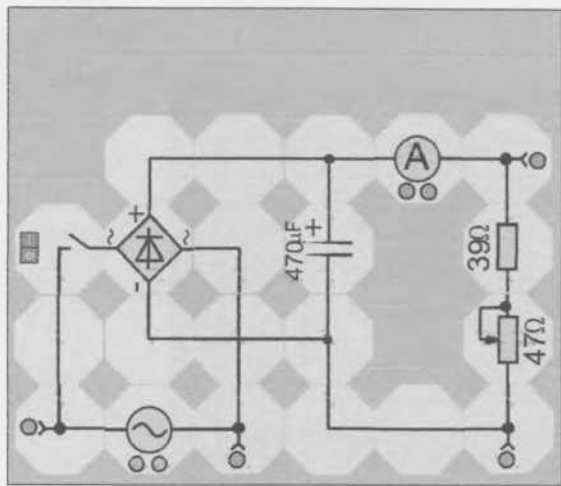
Додаток 1 Варіанти схем випрямлячів



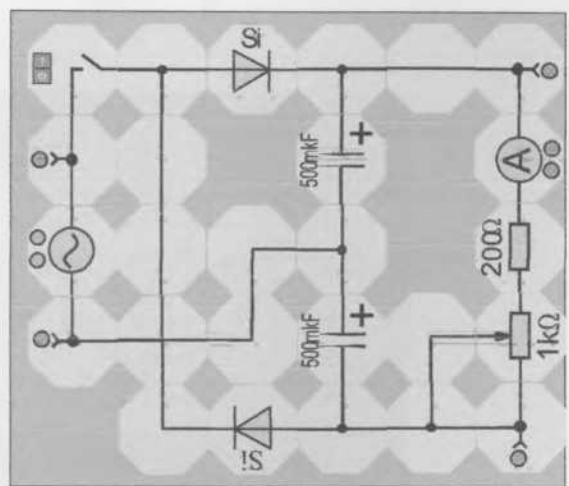
Однополуперіодна



Двополуперіодна

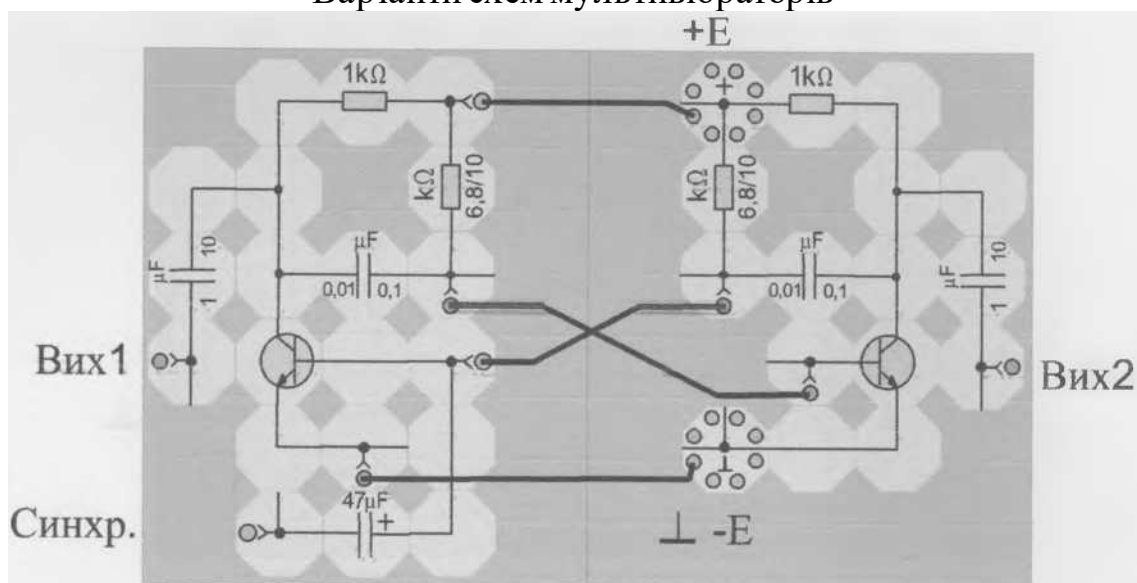


Мостова

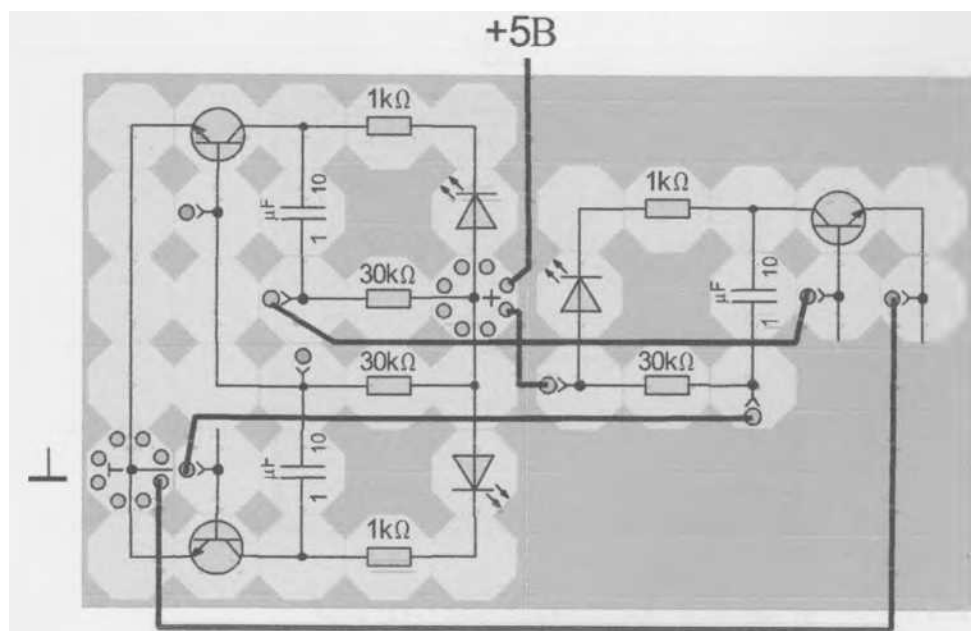


Подвоєння

Додаток 2
Варіанти схем мультівібраторів

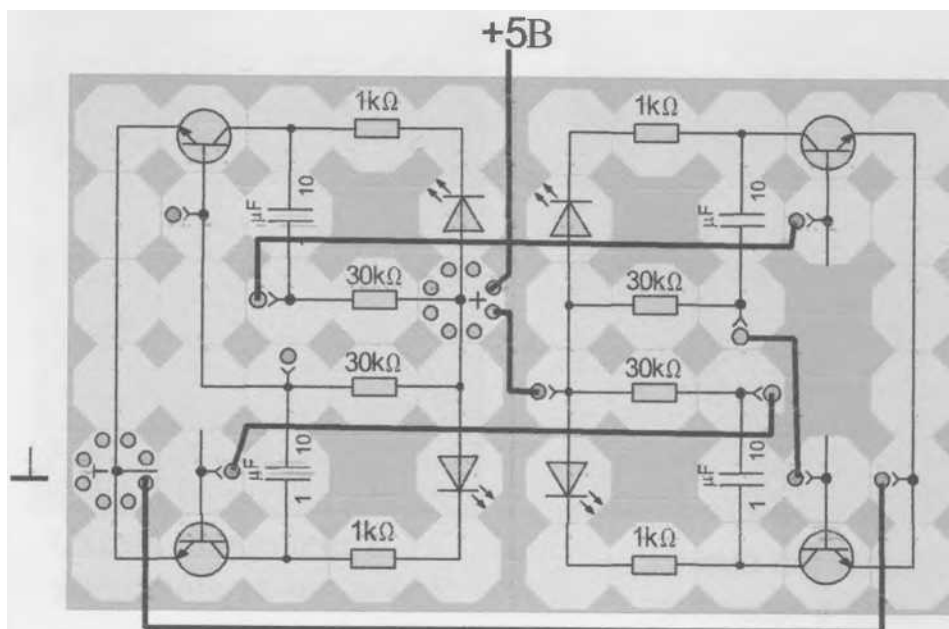


Мультівібратор $f = \frac{1}{2RC}$

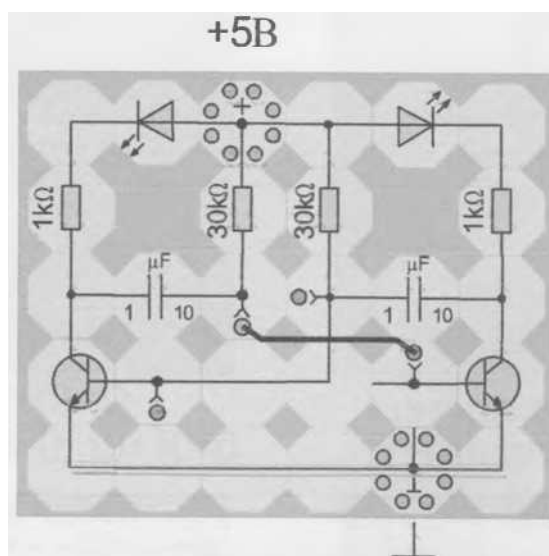


Мультівібратор трифазний

Додаток 3



Мультивібратор чотирифазний



Мультивібратор $f = 5\text{Гц}$

Додаток 4

Варіанти схем дослідження логічних елементів

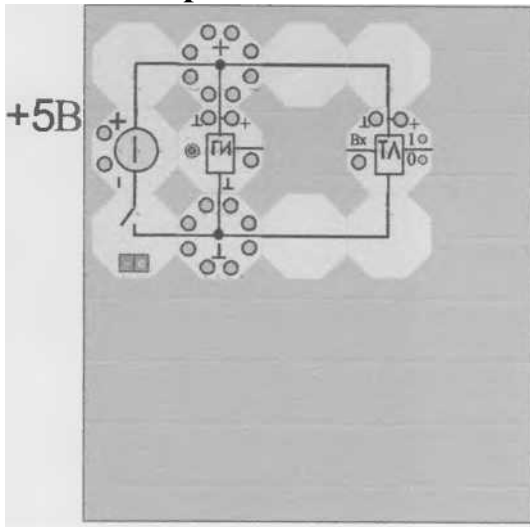


Схема підключення живлення та індикації

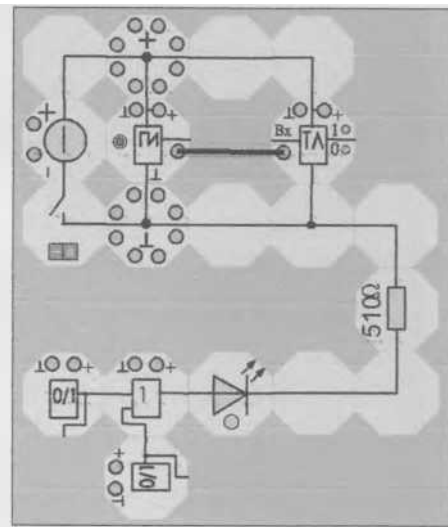
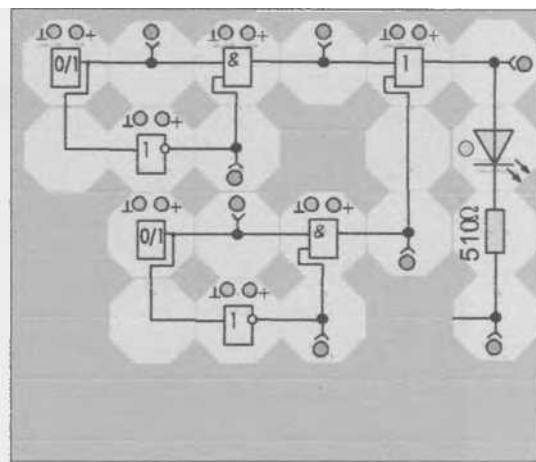
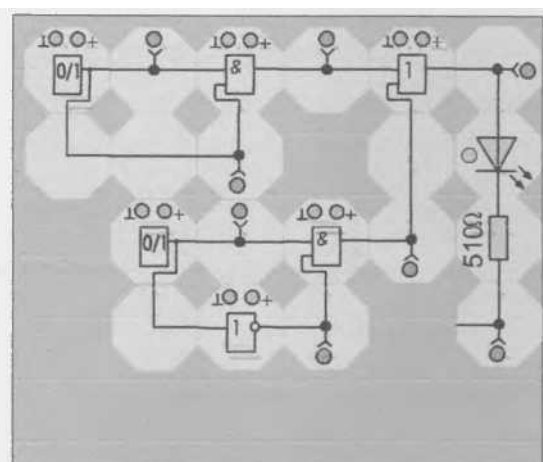


Схема перевірки логічних елементів

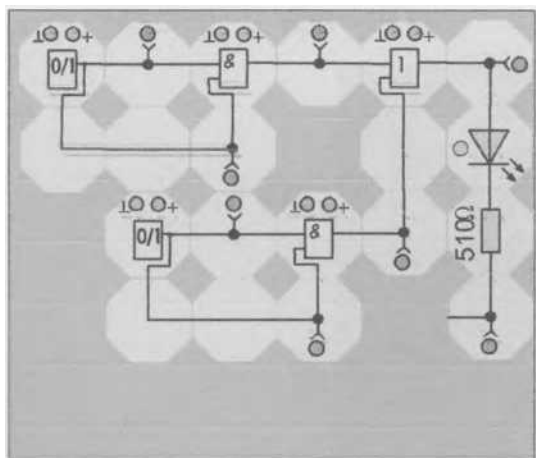
Схеми реалізації функції $P=AB+CO$



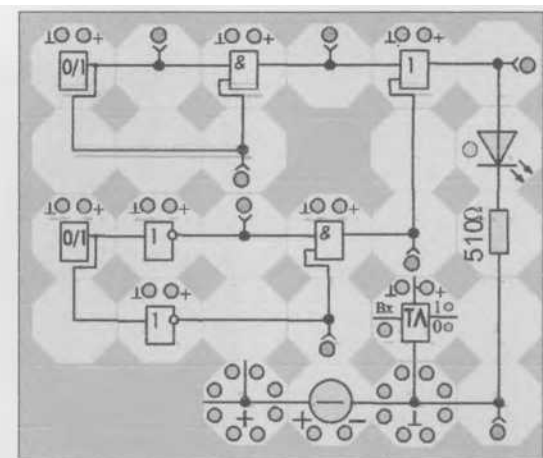
Комбінації: $01 + 01 = 0$;
 $10 + 01 = 0$; $01 + 10 = 0$; $10 + 10 = 0$



Комбінації: $00 + 01 = 0$;
 $11 + 01 = 1$; $11 + 10 = 1$; $00 + 10 = 0$



Комбінації: $00 + 00 = 0$;



Варіант підключення $11 + 00 = 1$; $11 + 11 = 1$; $00 + 11 = 1$

Додаток 5
Варіанти схем для дослідження тригерів

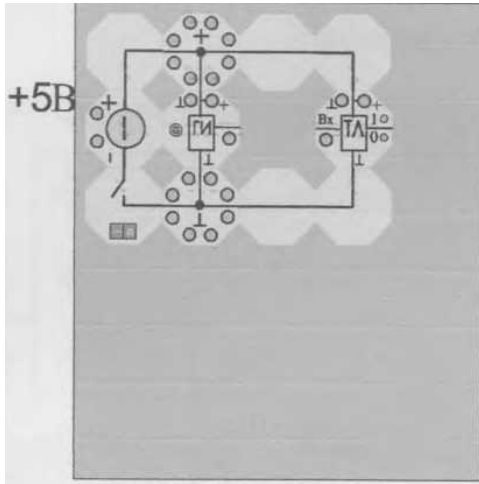
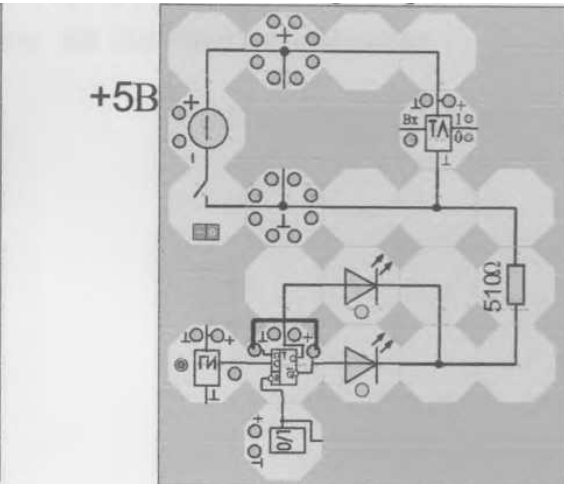
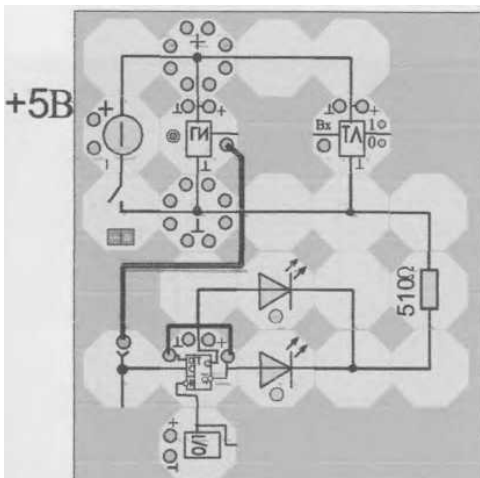


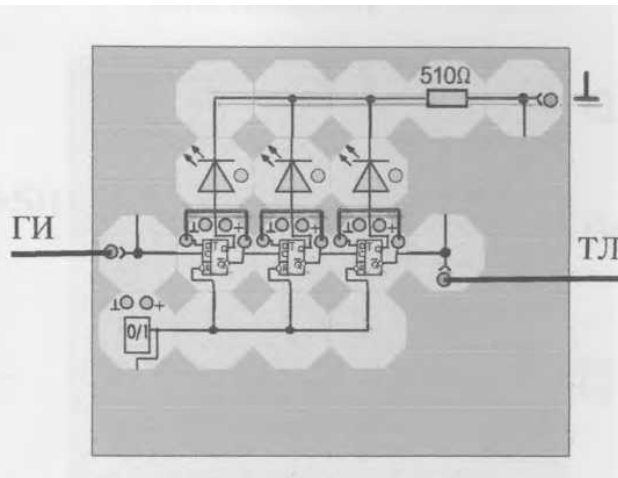
Схема підключення живлення та індикації



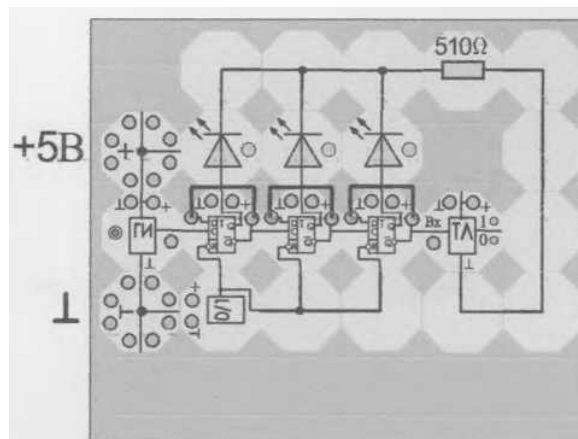
D-тригер



D-тригер (варіант)

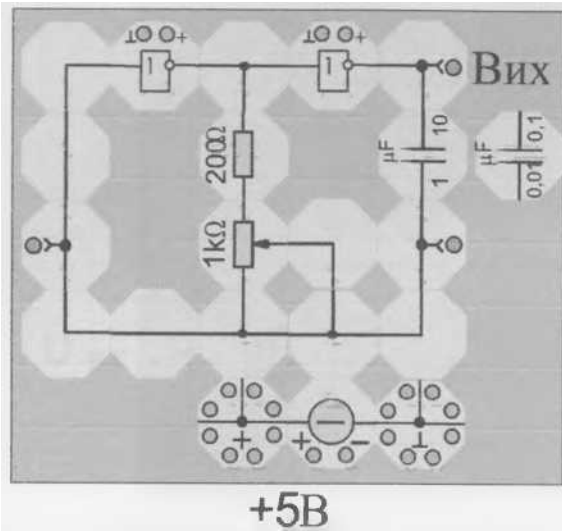


Лічильник на D-тригерах

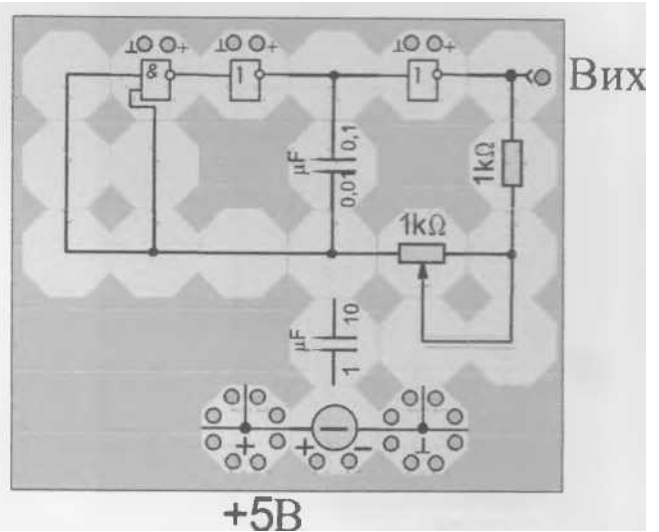


Лічильник (варіант підключення)

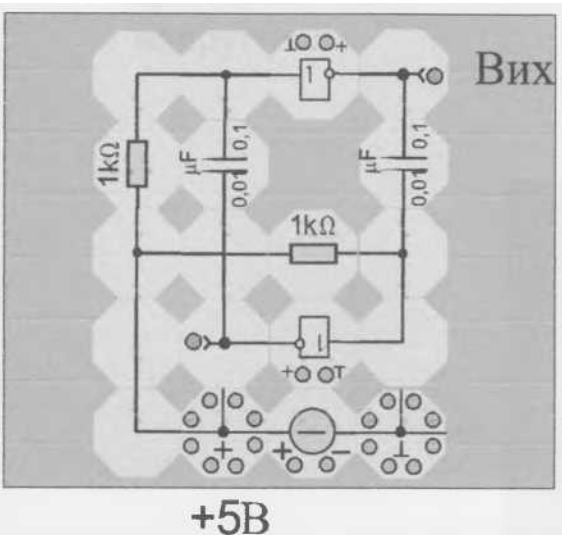
Додаток 6
Варіанти схем на логічних елементах



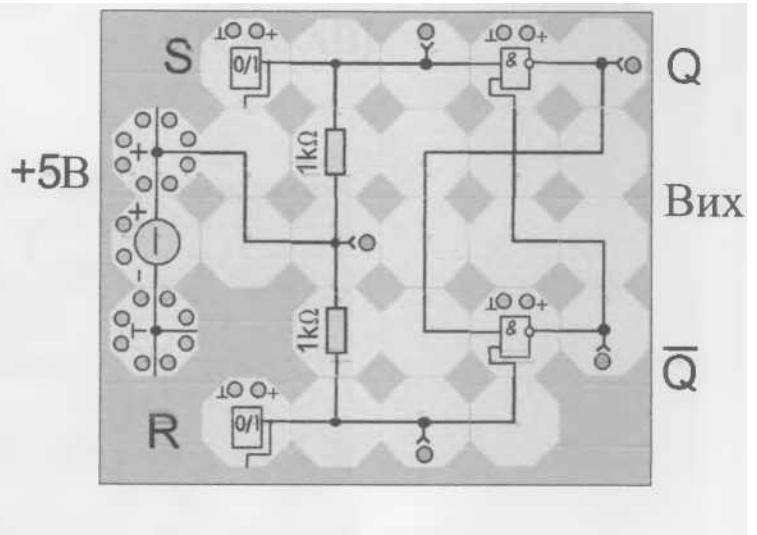
Мультивібратор $f = 1/(3RC)$



Мультивібратор $f = 1/(2RC)$

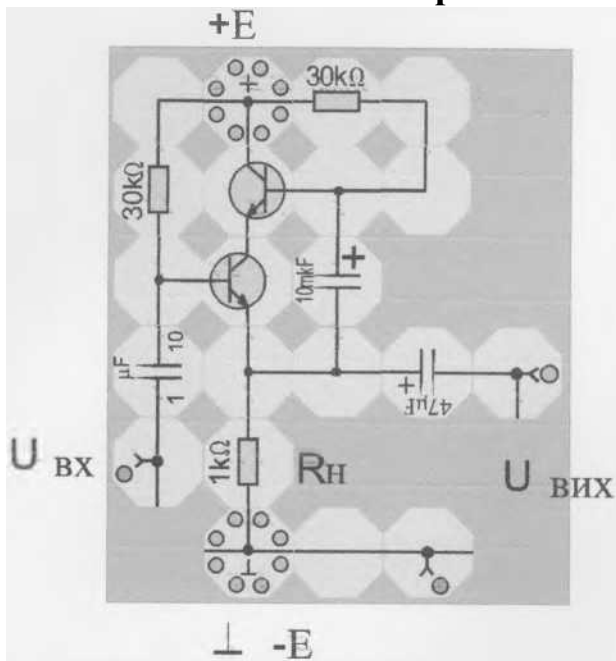


Мультивібратор $f = 1/(3RC \ln 2)$

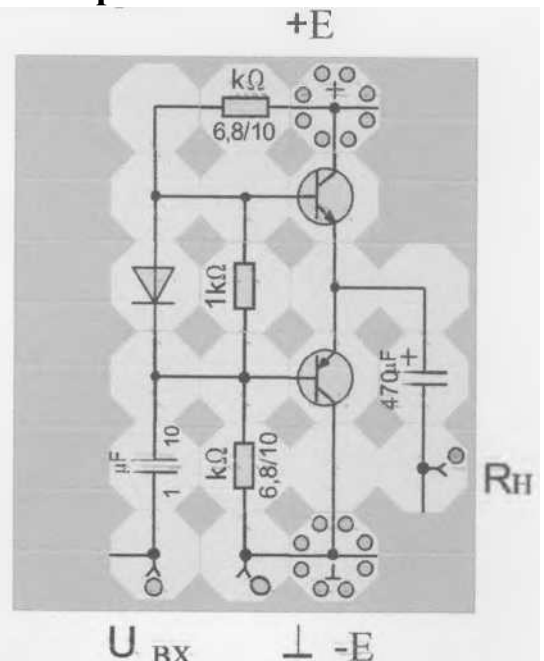


RS - тригер

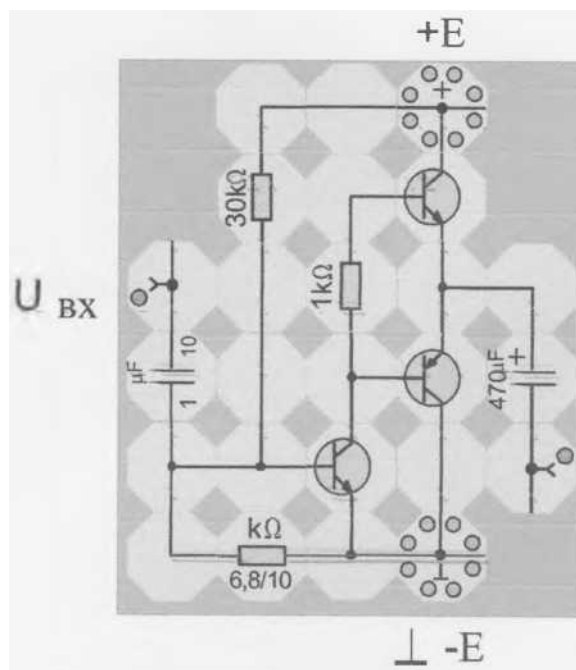
Додаток 7
Варіанти схем на транзисторах



Каскодна схема підсилювача
напруги



Підсилювач потужності
(клас АВ)



Підсилювач потужності з
попереднім каскадом (клас
АВ)

Список рекомендованих джерел

1. Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навч. пос. / Азаров О. Д., Гарнага В. А., Сапсай Т. Г., Тарасенко В. П. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 134 с.
2. Азаров О. Д. Комп'ютерна електроніка. Елементи цифрових : навч. пос. / Азаров О. Д., Байко В. В., Обертюх М. Р. ; під загальною редакцією О. Д. Азарова. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 170с.
3. А.О. Новацький Комп'ютерна електроніка, підручник, КПІ ім. І.Сікорського, 2018, 468 с
4. І.А. Петренко Основи електротехніки та електроніки: Навчальний посібник для дистанційного навчання: у 2 ч. Ч2: Основи електроніки. – К.: Університет "Україна", 2006. – 307с.
5. І.І. Бех, С.М. Левитський. Фізичні основи комп'ютерної електроніки. К. ТОВ "Карбон", 2010.
6. С.М. Левитський. Основи радіоелектроніки. К. ВПЦ "Київський університет", 2007.
7. С.М. Левитський, І.І. Слюсаренко. Елементи та вузли цифрових радіоелектронних пристроїв. К. РВЦ "Київський університет", 1998.
8. Мікропроцесорна техніка : підручник / Ю. І. Якименко, Т. О. Терещенко та інш., за ред. Т. О. Терещенко. – К. : Вида. "Політехнік", 2003. – 440 с.