

Київський
національний університет
імені Тараса Шевченка

Методичні вказівки
до практикуму

« ОСНОВИ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ »

для студентів фізичного факультету

Київ – 2007

Методичні вказівки до практикуму «Основи радіоелектроніки» для студентів фізичного факультету / Упоряд. О.В.Слободянюк, Ю.О.Мягченко, В.М.Кравченко.- К.: Поліграфічний центр «Принт лайн», 2007.- 120 с.

Упорядники: О. В. Слободянюк, докт. фіз.-мат. наук, проф.
Ю. О. Мягченко, канд. фіз.-мат. наук, доц.
В. М. Кравченко, канд. фіз.-мат. наук

Рецензенти: А. Ф. Гуменюк, канд. фіз.-мат. наук, с. н. с.
О. В. Ляшенко, канд. фіз.-мат. наук, доц.

Затверджено Вченою радою фізичного факультету
26 квітня 2004 року (протокол № 8)

Присвячується світлій пам'яті
Петра Олександровича Суботи-Мельника,
людини, педагога, професіонала

Фізика – наука експериментальна. Експеримент був і залишається критерієм істинності будь-якої фізичної теорії.

Бурхливий розвиток електроніки, що розпочався у 60-х роках минулого століття, кардинально змінив і техніку фізичного експерименту. У переважній більшості випадків, фізичні величини, значення яких вимірюються на досліді, перетворюються за допомогою електронних приладів у електричні сигнали (електричний струм, напругу, їх залежності від часу та один від одного). Ці сигнали потім підсилюються і перетворюються до вигляду, зручного для аналізу та подальшої обробки, для одержання корисної інформації про досліджуваний фізичний об'єкт або явище. Саме тому знання принципів перетворення вимірюваних фізичних величин в електричні сигнали, принципів роботи електронних схем, призначених для перетворення таких сигналів, вміння користуватися електровимірювальною апаратурою є життєво необхідними для сучасного дослідника.

Практикум з основ радіоелектроніки призначений для закріплення і поглиблення знань студентів щодо методів вимірювання параметрів електричних сигналів, їх перетворення і підсилення, та електронних схем, що реалізують ці методи, побудованих на елементній базі сучасної напівпровідникової електроніки: діодах, транзисторах, інтегральних мікросхемах. В процесі виконання завдань практикуму студенти набувають навичок роботи з електровимірювальною апаратурою (осцилографами, мультиметрами, генераторами електричних сигналів), навичок складання та налагодження електронних схем для перетворення вимірюваних фізичних величин в електричні сигнали, схем підсилення та перетворення цих сигналів.

Особливістю цього практикуму є те, що уся група студентів виконує на одному занятті одну і ту ж лабораторну роботу. При цьому впродовж усього практикуму кожен студент має персональне робоче місце, на якому розміщені осцилограф, генератори гармонічних сигналів і прямокутних імпульсів, двополярний блок живлення постійного струму, макетні плати з досліджуваними електронними схемами. На цьому робочому місці студент виконує практичні завдання за певними темами, які включають розрахунок, макетування та вимірювання параметрів досліджуваних схем.

Виконання кожної лабораторної роботи оцінюється за такими критеріями: знання принципів роботи приладів і схем, вміння розраховувати параметри запропонованих схем, вміння складати схеми з наперед заданими параметрами, налагоджувати їх роботу та вимірювати їх характеристики.

При укладанні цих методичних вказівок були частково використані матеріали, підготовлені колишнім доцентом кафедри оптики фізичного факультету *Скирдою Анатолієм Сергійовичем*, за що автори висловлюють йому щиру подяку.

Лабораторна робота № 1

ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ОСЦИЛОГРАФА

Ця лабораторна робота присвячена вивченню роботи використовуваних у практикумі приладів, а також правилам та особливостям проведення вимірювань за їх допомогою.

Осцилограф – це електронно-променевий прилад, на екрані якого відтворюються графічні зображення електричних сигналів, що дозволяє визначати їх параметри і функціональну залежність між електричними (струм, напруга) і перетвореними в електричні фізичними величинами.

Електричний сигнал – певне значення або зміна з часом електричної напруги на деякому елементі електричного кола чи сили струму, що через нього протікає.

Аплітуда сигналу – найбільше значення сигналу (напруги, сили струму), виміряне відносно деякого початкового рівня.

Електричний імпульс – короткочасне відхилення електричної напруги або сили струму від деякого сталого значення.

Генератор електричних сигналів – пристрій, який створює електричні сигнали.

Мета роботи: ознайомитися з принципом роботи двоканального осцилографа, навчитися одержувати на виході генераторів електричні сигнали із заданими параметрами та навчитися проводити вимірювання цих параметрів за допомогою осцилографа.

ОСЦИЛОГРАФ

Осцилограф являє собою дуже корисний і найбільш поширений у практиці радіоелектронних вимірювань прилад. При звичайному використанні він дозволяє спостерігати *форму напруги в електричній схемі як функцію часу*. Він також дає змогу вимірювати: *амплітуду напруги, часові інтервали, частоту та зсув фаз для періодичних сигналів, спостерагати вольт-амперні характеристики та інші двокоординатні залежності довільних фізичних величин, попередньо перетворених в електричну напругу*.

Основним елементом осцилографа є *електронно-променева трубка* (ЕПТ) (**Рис. 1**), яка формує зображення, відхиляючи пучок електронів. В тому місці, куди потрапляє електронний промінь, екран ЕПТ буде світитися (флуоресціювати). Положення флуоресцентної плями на екрані однозначно пов’язане з різницею потенціалів на відхилювальних пластинах.

Для одержання лінійної залежності напруги від часу в осцилогафі передбачено *генератор розгортки*, який забезпечує періодичне із заданою швидкістю переміщення променя по екрану в горизонтальному напрямку.

Канал вертикального відхилення, куди подається досліджувана напруга, у *двоканальному осцилографі* має два входи, відповідно для двох вимірюваних сигналів (КАНАЛ I і КАНАЛ II). Це буває дуже зручним для спостереження пов'язаних у часі сигналів з різних точок схеми. Подача на пластини вертикального відхилення сигналів різних каналів відбувається за допомогою *комутатора*.

Стійке спостереження періодичних сигналів на екрані осцилографа вимагає строгого узгодження в часі (синхронізації) початку переміщення променя по екрану (початку розгортки) з однією й тією ж фазою сигналу. Ці функції виконує *схема синхронізації*.

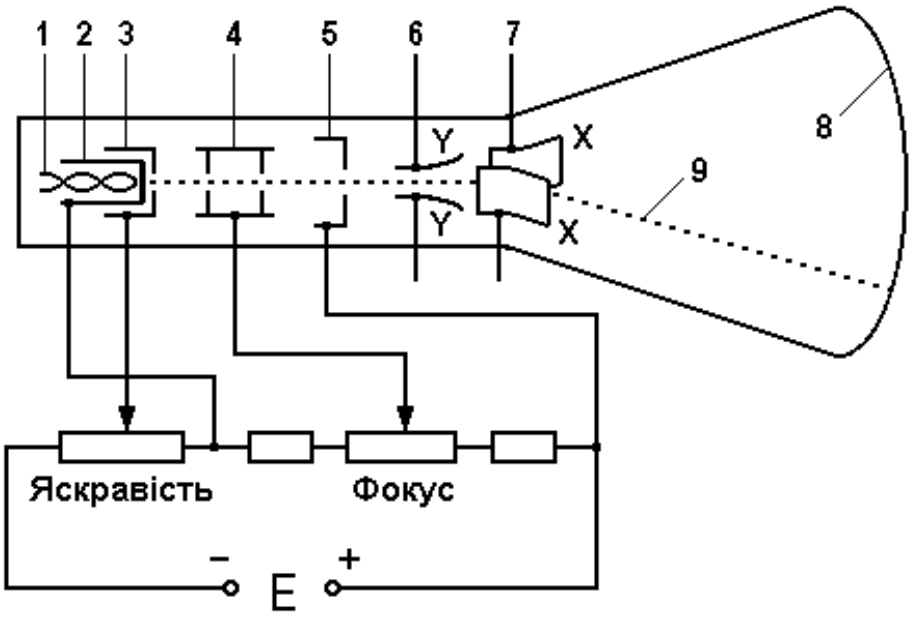


Рис. 1. Електронно-променева трубка: 1 – нитка розжарення, 2 – катод, 3 – керувальний електрод (модулятор), 4 – фокусувальний електрод, 5 – анод, 6 – пластини вертикального (Y) і 7 – горизонтального (X) відхилення, 8 – флуоресцентний екран, 9 – пучок електронів.

Як правило, на передній панелі будь-якого приладу, в тому числі й осцилографа, кожен орган управління має своє позначення, словесне чи символьне, яке не вимагає особливих пояснень. На **Рис. 2** зображено передню панель універсального двоканального осцилографа С1-83, який використовується в практикумі.

Увімкнення осцилографа здійснюється витягуванням на себе ручки ПИТАНИЕ ВКЛ., розташованої праворуч під екраном. При цьому повинна засвітитися лампочка поруч з ручкою увімкнення (якщо шнур живлення

осцилографа приєднаний до електромережі). Тут же під екраном розташовуються органи управління якістю зображення:

регулювання яскравості – ☼,
регулювання чіткості (фокус) – ⊙,
регулювання астизматизму (форми флуоресцентної плями) – ⌧,
регулювання освітлення ліній шкали – 🔔.

Останнє слід проводити лише при дуже слабкому зовнішньому освітленні. Слід пам'ятати, що при збільшенні яскравості дещо погіршується фокусування і збільшується товщина ліній променя. Тому для найбільш точних вимірювань слід користуватися невисокою яскравістю.

Кожен з каналів *вертикального відхилення* (ліва частина передньої панелі осцилографа) має калібрований перемикач підсилення, за допомогою якого встановлюється масштаб ВОЛЬТ / ДЕЛЕНИЕ на екрані осцилографа (одна поділка дорівнює одному сантиметру на екрані). На одній осі з перемикачем масштабу розміщено ручку плавного послаблення сигналу (максимальне послаблення – у 2,5 рази), яка дозволяє встановлювати величину сигналу так, щоб він, наприклад, займав певне число поділок на екрані. ПАМ'ЯТАЙТЕ! Масштаб, вказаний на перемикачі, відповідає дійсності лише якщо ручка плавного послаблення повернута за годинниковою стрілкою до клацання. Напрямок каліброваного положення вказано стрілкою і символом " ▼ ", яким позначають калібрування.

Перевірити якість калібрування підсилювачів кожного з каналів можна, встановивши перемикач масштабу в положення "6 ДЕЛ". При цьому від внутрішнього генератора на вхід відповідного каналу подаватимуться прямокутні імпульси з амплітудою, рівною шістьом поділкам на екрані. Якщо це не так, то за допомогою невеликої викрутки, вставленої у шліц у лівій верхній частині зони відповідного каналу, позначений символом " ▼ ", потрібно відкалібрувати підсилювач.

У правій верхній частині зони розташовується ручка, яка дозволяє змінювати підсилення каналу в 10 разів шляхом її витягування (⏏) або втоплення (▬). Обертання цієї ж ручки керує зміщенням променя по вертикалі " ↕ ".

Гнізда (роз'єми) для подавання досліджуваних сигналів позначені символом " ⊖ " з вказанням вхідного імпедансу (1 МОм 35 пФ). Смуга частот підсилювача для досліджуваних сигналів поширюється від нуля (тобто від постійного струму) до 1 МГц. При вимірюванні напруги постійного струму промінь зміщується по вертикалі вверх, якщо потенціал, поданий на вхід – позитивний, і вниз, якщо він негативний. Положення променя, яке відповідає нульовому потенціалу на вході, можна встановити на екрані ручкою зміщення променя по вертикалі в зручному місці екрана, попередньо встановивши *перемикач входу* підсилювача (розташований ліворуч від перемикача масштабу) у положення, позначене символом " ⊥ " (заземлення входу підсилювача).

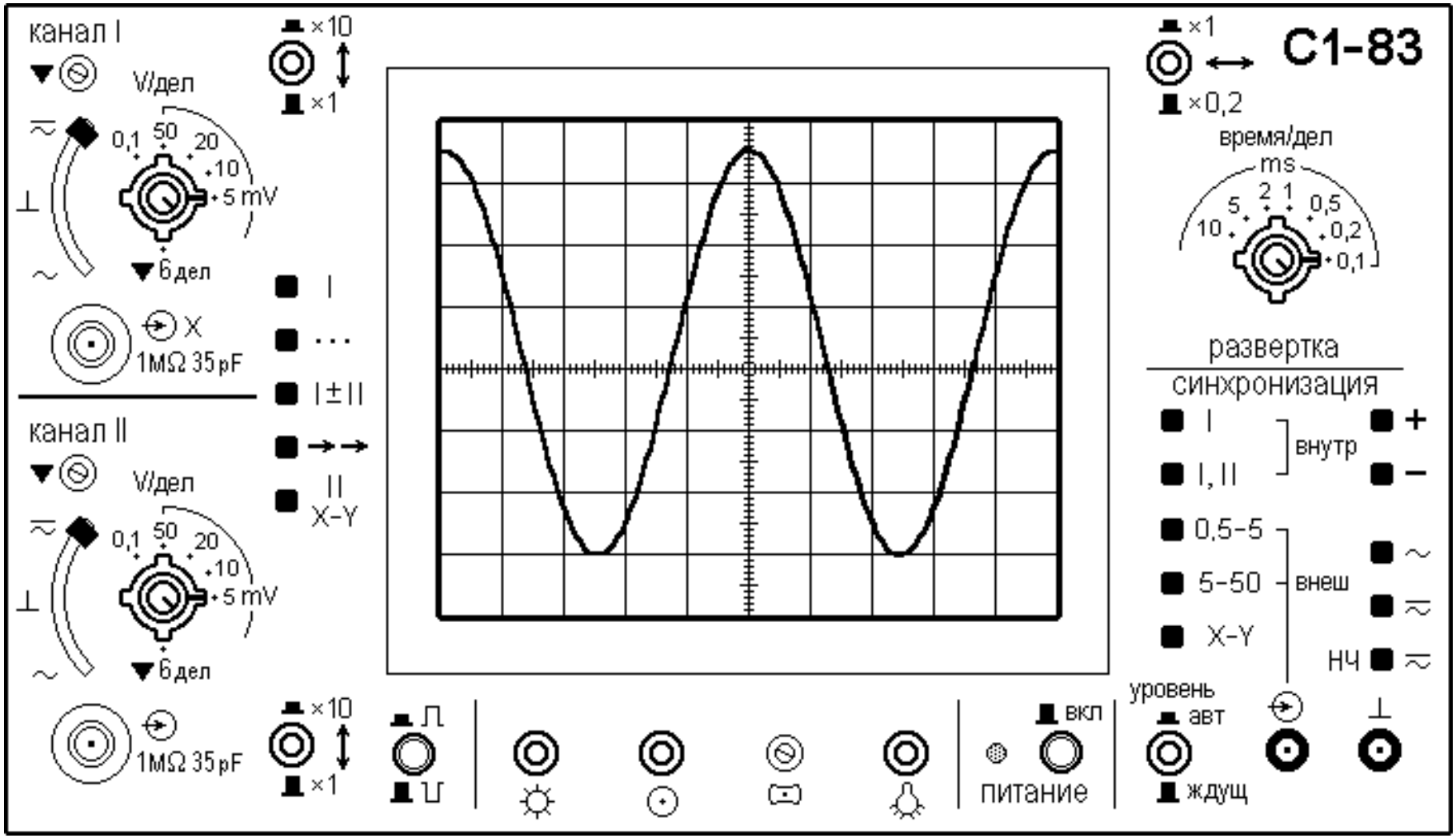


Рис. 2. Лицьова панель осцилографа С1-83.

Слід пам’ятати, що підсилювачі обох каналів мають спільний ("земляний") потенціал, рівний потенціалу корпусу осцилографа.

Якщо перемикач входу перебуває у верхньому положенні, що відповідає відкритому (для постійної напруги) входу, то є можливість вимірювати напругу постійного струму, як зазначалося вище. Однак, іноді інтерес може являти невеликий змінний сигнал, який має велике зміщення у вигляді незмінної постійної напруги. У цьому випадку можна перемкнути вхід підсилювача в положення, при якому досліджуваний сигнал потраплятиме на нього через розділювальний конденсатор ємністю 0,1 мкФ (стала часу вхідного кола – 0,1 с), що відповідає режиму так званого закритого (для постійної напруги) входу .

В каналі II (на відміну від каналу I) є можливість зміни полярності (інвертування) вхідного сигналу. Такий перемикач розташовується під нижнім лівим кутом екрана. Символ " ⎍ " позначає проходження досліджуваного сигналу без інвертування. Витягнувши ручку на себе (в положення " ⊔ "), одержимо інверсію сигналу в каналі II.

Можливість спостереження сигналів обох каналів на екрані забезпечується, як уже зазначалося, комутатором, режим роботи якого встановлюється п’ятьма кнопками, розміщеними ліворуч від екрана. Верхня (I) й нижня $\begin{pmatrix} \text{II} \\ \text{X - Y} \end{pmatrix}$ кнопки дозволяють спостерігати на екрані сигнал лише одного з вибраних каналів. Середня кнопка (I ± II) забезпечує спостереження їх суми або різниці (при інвертуванні у другому каналі). Дві кнопки, що залишилися, забезпечують одночасне спостереження на екрані сигналів обох каналів у двох режимах:

" ... " – перемикання каналів здійснюється з частотою 100 кГц;

" → → " – перемикання здійснюється в кінці кожного прямого ходу розгортки.

Перший режим має переваги при спостереженні низькочастотних сигналів, а другий – високочастотних. Щоб впевнитися в правильності вибору режиму, потрібно проспостерігати сигнали в обох режимах. Іноді вибір режимів визначається умовами синхронізації.

Панель управління каналом горизонтального відхилення розташована праворуч від екрана і має органи управління *генератором розгортки* і *системою синхронізації*.

Як і для підсилювачів вертикального відхилення, тут передбачено калібрований перемикач ВРЕМЯ/ДЕЛЕНИЕ и співвісну з ним ручку плавного змінювання швидкості розгортки, яка має фіксоване положення у напрямку стрілки (при цьому встанавлюється масштаб розгортки, вказаний на перемикачі). Генератор розгортки осцилографа дозволяє рівномірно переміщувати промінь по екрану в горизонтальному напрямку (X) зі швидкістю від 0,2 до 10 000 000 поділ/с (позначення "ms" означає "мілісекунда" (10^{-3} с), а "μs" – "мікросекунда" (10^{-6} с)). Розташована зверху ручка " ↔ " дозволяє

змінювати масштаб по горизонталі у 5 разів. Поворот цієї ручки зміщує промінь по горизонталі.

Найголовніше в каналі Х – це синхронізація. Якщо початок розгортки не буде строго пов'язаним з фазою спостережуваного періодичного сигналу, то на екрані буде спостерігатися рухома картина – з кожним новим циклом розгортки досліджуваний сигнал буде зміщуватися.

Система синхронізації дозволяє вибрати фазу сигналу, при якій починається розгортка, за рівнем досягнутої сигналом напруги. Установка фази здійснюється ручкою УРОВЕНЬ, поворотом якої цей рівень встановлюється: за наростанням чи спаданням спостережуваного сигналу (кнопки " + " або " – "), від будь-якого з вибраних каналів (кнопки " I " або " I, II "), або ж від зовнішнього джерела імпульсів синхронізації (гніздо " ⊕ "). В останньому випадку слід обрати потрібне послаблення зовнішнього сигналу синхронізації (кнопки " 0,5–5 В " або " 5–50 В ").

Якщо частотний спектр сигналів синхронізації достатньо широкий і вони супроводжуються потужними завадами, то є можливість звузити смугу частот сигналів синхронізації, вибравши необхідний фільтр кнопками " ∼ " (відсутня постійна складова), " ≃ " (без фільтра), " ≃ НЧ " (фільтр нижніх частот). Крім того, існує два варіанти роботи генератора розгортки: автоколивальний (АВТ) і очікувальний (ЖДУЩ), які реалізуються, відповідно, втопленим і витягнутим положеннями ручки УРОВЕНЬ. У першому варіанті поворотом ручки УРОВЕНЬ домагаються стійкого зображення в потрібній фазі. Якщо ж сигнал синхронізації слабкий і досягти потрібного рівня не вдається, то спостережуваний сигнал починає "бігати" по екрану, що свідчить про зрив синхронізації. У другому варіанті генератор розгортки запускається лише тоді, коли сигнал у каналі синхронізації досягає необхідного рівня; якщо ні, то немає розгортки і зображення на екрані відсутнє. Вибір варианту синхронізації визначається умовами спостереження реальних сигналів.

Для спостереження на екрані осцилографа графіка функціональної залежності двох фізичних величин слід натиснути дві кнопки, розташовані ліворуч і праворуч від екрана, біля яких зображено символ "X–Y". При цьому напругу, пропорційну першій фізичній величині, що змінюється вздовж горизонтальної осі X, потрібно подати в КАНАЛ I, а напругу, пропорційну другій фізичній величині, що змінюється вздовж вертикальної осі Y – в КАНАЛ II. У цьому режимі підсилювач першого каналу підключається до пластин горизонтального відхилення ЕПТ, а генератор розгортки відключається.

ПОРЯДОК РОБОТИ З ОСЦИЛОГРАФОМ

Перш за все, осцилограф потрібно увімкнути. Режим синхронізації встановіть АВТ, канал I. Швидкість розгортки – 1 мс/дел. Масштаб підсилення – 20 В/дел. Заземліть входи вертикального відхилення (перемикач входу – в положення " ⊥ "). Встановіть середню яскравість і поворотом ручки вертикального зміщення досягніть появи на екрані горизонтальної лінії. За відсутності вхідного сигналу зручно встановити цю лінії посередині екрана так,

щоб вона простягалася від його лівого краю до правого (шляхом обертання ручок " ↕ " і " ↔ ", розташованих зверху відповідно ліворуч і праворуч від екрана). Після цього можна подати сигнал, під'єднавши кабель до вхідного роз'єму осцилографа і відключивши його вхід від землі. Якщо розмах сигналу на екрані є недостатнім, обертайте перемикач масштабу за годинниковою стрілкою, поки розмір сигналу по вертикалі не перевищить половини екрана. Тепер можна маніпулювати рівнем синхронізації до одержання стійкої осцилограми. Якщо на екрані видно лише частину періоду сигналу, обертайте перемикач швидкості розгортки проти годинникової стрілки. Якщо ж періодів занадто багато, то обертайте у протилежному напрямку. Звичайно зручно спостерігати 1–5 періодів досліджуваного сигналу.

Як і в більшості вимірювальних приладів, сигнал на вході осцилографа вимірюється відносно корпусу приладу (відносно землі), який з'єднано з нульовим проводом мережі змінного струму, з якою, в свою чергу, з'єднані корпуси інших приладів (джерел живлення, генераторів і т. і.), використовуваних у вимірюваннях. Тобто, не можна вимірювати напругу між двома довільними точками в схемі, а можна виміряти потенціал потрібної точки по відношенню до "землі", потенціал якої прийнято вважати рівним нулеві. Якщо підключити "землю" осцилографа до точки схеми, яка має певний потенціал відносно "землі", то ця точка буде закороченою на "землю". Це може мати негативні наслідки для схеми, не кажучи про помилки у вимірюванні сигналу.

До такого ж результату може призвести переплутування сигнального і земляного кінців кабелю осцилографа, якими його під'єднують до досліджуваної схеми. Слід пам'ятати, що *земляний кінець* кабелю звичайно або довший, або чорний, або спеціально позначений символом " ⊥ " чи " ∗ ". Якщо обидва кінці – кольорові, то *земляний* найчастіше синій, а *сигнальний* – червоний.

У всякому разі, перед під'єднанням вхідного кабеля осцилографа до точок електричної схеми корисно переконатися в правильності ідентифікації сигнального і земляного кінців кабеля. Для цього достатньо спостерігати на екрані сигнал від зовнішніх електромагнітних наводок на вхідних кінцях кабеля, які відіграють роль антени, і по черзі торкатися ними клеми " ⊥ " на передній панелі осцилографа. Дотик земляним кінцем до клеми " ⊥ " не призводить до зникнення сигналу наводки на екрані, а дотик сигнальним призводить до закорочування входу осцилографа і на екрані спостерігається горизонтальна лінія розгортки.

Якщо ж неодмінно потрібно виміряти сигнал між двома точками в схемі, кожна з яких не є "землею", то *ні в якому разі не можна від'єднувати корпус приладу від спільної "землі"* !

Найпростіше провести таке вимірювання за допомогою так званого диференціального режиму. Для цього потрібно, інвертувавши сигнал в каналі II, використати режим сумування (I + II), під'єднавши кожну з точок схеми, що вас цікавлять, до входів каналів I і II, а корпус осцилографа з'єднати з "землею" схеми.

Нарешті, на передній панелі в межах зони каналу II зображено трикутник зі знаком оклику всередині. Цей знак ставиться на приладах, некваліфіковане поводження з якими може вивести їх з ладу. Він означає: *"УВАГА! Перш ніж користуватися приладом, ознайомтеся з інструкцією з експлуатації!"*

ГЕНЕРАТОР ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ

В практикумі використовується генератор сигналів низькочастотний ГЗ-118. Він генерує синусоїдну напругу в діапазоні частот від 10 Гц до 200 кГц. Максимальна ефективна напруга на виході складає 10 В. Органи управління, розташовані на передній панелі генератора, зображені на **Рис. 3**.

Установка частоти здійснюється трьома декадними перемикачами, над якими у віконцях встановлюється відповідне десяткове значення частоти, виражене в герцах (Hz), з урахуванням положення перемикача МНОЖИТЕЛЬ. Значення, встановлене на рисунку, слід читати: 37,5×1000 Hz, тобто 37500 Гц або 37,5 кГц. Цифри 2 і 1 в додаткових віконцях прочитуються лише в положенні перемикача МНОЖИТЕЛЬ, взятому в квадратну рамку: слід брати до уваги те з них, яке при заданій установці підсвітлене лампочкою. Потенціометром РАССТРОЙКА можна в невеликих межах змінювати частоту вихідної напруги.

Вихідний сигнал виведено на два роз'єми. Потужний ВЫХОД I має вихідний опір менше 5 Ом. Сигнал на ньому є лише тоді, коли перемикач ОСЛАБЛЕНИЕ перебуває в положенні 1. Амплитуда вихідної напруги (точніше її ефективне значення) регулюється лише потенціометром РЕГ. ВЫХОДА від 0,1 до 10 В. ВЫХОД II (вихідний опір 600 Ом) має ступінчастий перемикач послаблення рівня до –60 дБ через кожні 10 дБ (тобто в 1000 разів) і плавне регулювання за допомогою потенціометра РЕГ. ВЫХОДА.

ГЕНЕРАТОР ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ

В практикумі використовується генератор прямокутних імпульсів Г5-54, передню панель якого зображено на **Рис. 4**.

Тумблер увімкнення приладу розташований у лівому верхньому кутку.

Роз'єм в правому нижньому куті передньої панелі з позначенням 1:1 є основним виходом генератора. Вихідні імпульси генератора – однополярні. Вибір полярності здійснюється кнопками у правому верхньому кутку. За допомогою стрілочного приладу і ручки під ним можна вимірювати і плавно регулювати амплітуду вихідних імпульсів. Ступінчасто зменшувати амплітуду вихідних імпульсів можна кнопками над вихідним роз'ємом, а також шляхом підключення вихідного кабеля до додаткових роз'ємів 1:10 і 1:100.

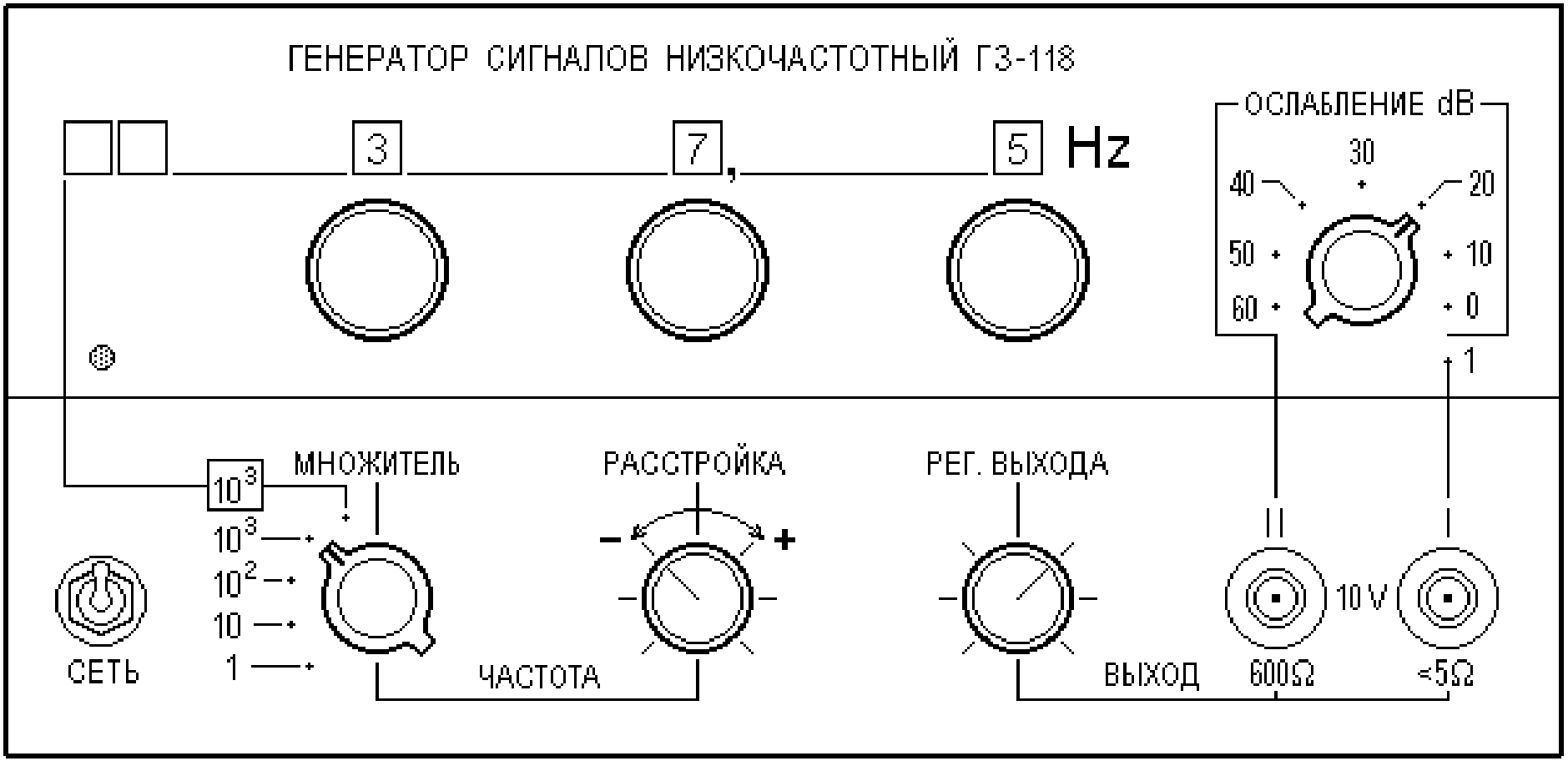


Рис. 3. Лицьова панель генератора гармонічних сигналів Г3-118.

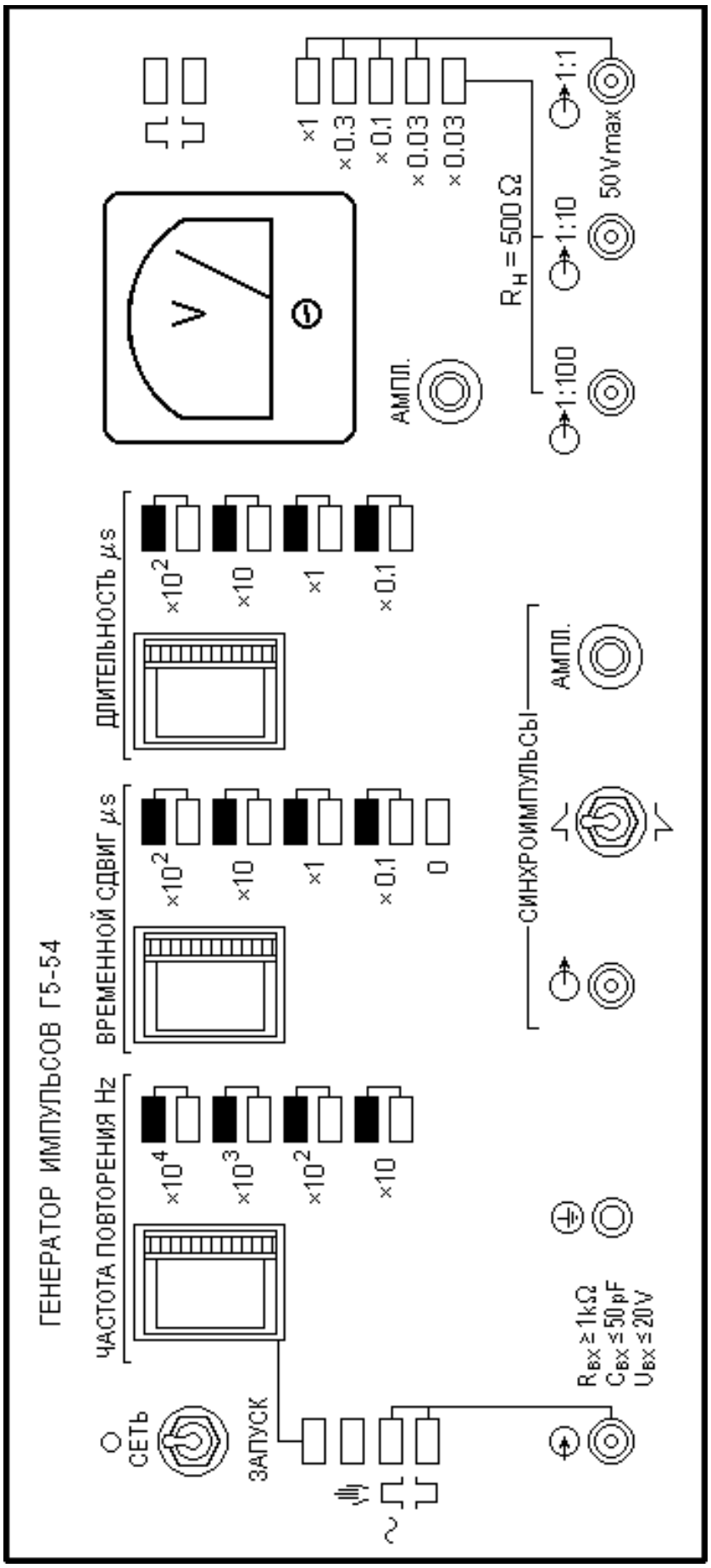


Рис. 4. Лицьова панель генератора прямокутних імпульсів Г5-54.

Генератор дозволяє змінювати частоту повторення імпульсів від 10 Гц до 100 кГц, тривалість імпульсів від 0,1 мкс до 1 мс, а також здійснювати зсув за часом вихідного імпульсу відносно імпульсу синхронізації (вихідний роз'єм посередині передньої панелі) на час від 0 до 1 мс. Імпульси синхронізації з'являються на цьому роз'ємі раніше за імпульси на основному вихідному роз'ємі на величину заданого часового зсуву. Такий часовий зсув може бути корисним під час роботи з осцилографом, коли імпульси синхронізації від генератора подаються на вхід зовнішньої синхронізації осцилографа. При цьому розгортка запускається раніше появи досліджуваного імпульсу на екрані на величину встановленого часового зсуву, що дозволяє спостерігати появу і передній фронт досліджуваного імпульсу.

Вибір потрібної частоти, тривалості чи часового зсуву вихідних імпульсів здійснюється однотипними кнопочними перемикачами і потенціометром. Вертикальне "колесо" потенціометра має білу (від 1 до 3) і чорну (від 3 до 10) зони, відлік по кожній з яких здійснюється в залежності від натиснених черної чи білої кнопок. Поруч з парою таких кнопок вказано порядок величини відповідного параметра.

Періодичний режим вихідних імпульсів встановлюється верхньою зліва кнопкою ЗАПУСК. Одиничні імпульси можна одержати на виході, маніпулюючи кнопкою із зображенням руки або ж за допомогою зовнішнього генератора імпульсів, підключивши його до роз'єму в лівому нижньому куті і узгодивши кнопками " ⎍ " і " ⊔ " над ним полярність імпульсів запуску.

ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГ І СТРУМІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ОСЦИЛОГРАФА

Майже всі вимірювання в лабораторних роботах виконуються за допомогою єдиного приладу – осцилографа. Ясно, що його можливості обмежені. Однак, вони з лишком перекривають більшість наших потреб.

Осцилограф – це по суті вимірювач напруги, тобто вольтметр. Його вхідний опір становить 1 МОм, що дозволяє підключати його до будь-якої точки досліджуваної схеми (відносно "землі"), без побоювань порушити її нормальне функціонування.

Якщо потенціал в обраній точці схеми постійний, то промінь на екрані зміститься вгору, якщо цей потенціал вищий за потенціал "землі", або вниз, якщо нижчий. Величина напруги (різниця потенціалів між обраною точкою схеми і "землею") визначається кількістю поділок, на які змістився промінь, помноженою на масштаб, встановлений у відповідному каналі вертикального відхилення. Від правильного вибору масштабу залежить точність вимірювання, оскільки на чим більшу частину екрана відхиляється промінь, тим меншою буде відносна похибка отриманого результату.

При вимірюванні амплітуди напруги, що періодично змінюється, потрібно (після синхронізації розгортки та вибору масштабу) встановити ручку вертикального зміщення так, щоб мінімальний рівень сигналу збігався з однією

із нижніх горизонтальних ліній на екрані, а максимальний перебував в межах екрана. Ручкою горизонтального переміщення змістіть зображення таким чином, щоб один з верхніх піків розташовувався на вертикальній середній лінії шкали (**Рис. 5**). Виміряйте відстань в поділках (та їх частках) між нижньою і верхньою точками кривої. Тепер потрібно помножити одержане число на встановлений по вертикалі масштаб. У прикладі, зображеному на **Рис. 5**, відстань між піками синусоїди дорівнює 6,5 поділкам. Якщо перемикач підсилення встановлено в положення 50 мВ/дел, а ручка зміщення по вертикалі – утоплена (що означає ×10, тобто помножити на 10), то напруга, що відповідає подвійній амплітуді сигналу дорівнює: 6,5 × 0,05 × 10 = 3,25 В. При цьому слід мати на увазі, що одержаний результат буде правильним лише тоді, коли ручка плавного регулювання підсилення в каналі вертикального відхилення перебуває у каліброваному положенні (за годинниковою стрілкою до клацання).

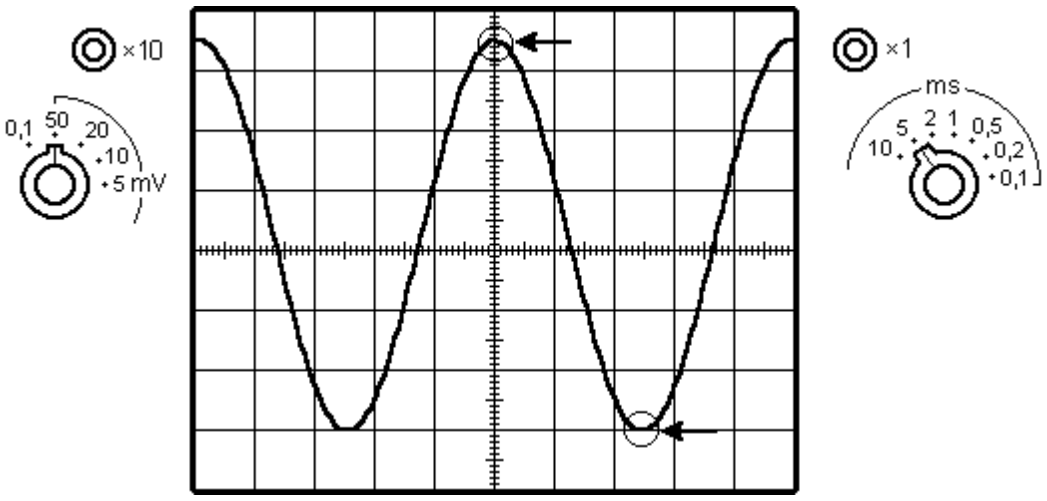


Рис. 5. Вимірювання амплітуди синусоїдного сигналу.

Зрозуміло, що цей метод може бути використаний для визначення різниці потенціалів, що відповідають двом будь-яким точкам на екрані, а не лише максимальним і мінімальним значенням сигналу.

Для вимірювання сили струму користуються законом Ома. В ділянку електричного кола (схеми), струм через яку необхідно виміряти, вводять невеликий опір наперед відомої величини. Спад напруги на цьому опорі вимірюється осцилографом, а шукану величину струму знаходять діленням виміряної напруги на величину опору.

ВИМІРЮВАННЯ ТРИВАЛОСТІ СИГНАЛУ

При вимірюваннях тривалості сигналу відлік роблять по горизонталі. Для прикладу (**Рис. 6**) визначимо тривалість прямокутного імпульсу. Виберемо масштаб по горизонталі (перемикач ВРЕМЯ/ДЕЛ генератора розгортки) так, щоб відстань на екрані між вимірюваними точками сигналу була меншою за 10 поділок. Установимо ручкою вертикального зміщення зображення так, щоб точки, між якими вимірюється час, розміщувалися на горизонтальній

центральній лінії, а ручкою горизонтального зміщення – щоб положення однієї з точок (ліній) збігалося з однією з вертикальних ліній екрана. Зробивши відлік, помножимо одержано число поділок на масштаб по горизонталі, заданий положенням перемикача ВРЕМЯ/ДЕЛ і множником ручки зміщення по горизонталі. Якщо покажчик перемикача перебуває в положенні 0,5 ms, а ручка зміщення по горизонталі – утоплена, то тривалість імпульсу дорівнює: 5,5 × 0,5 × 1 = 2,75 ms.

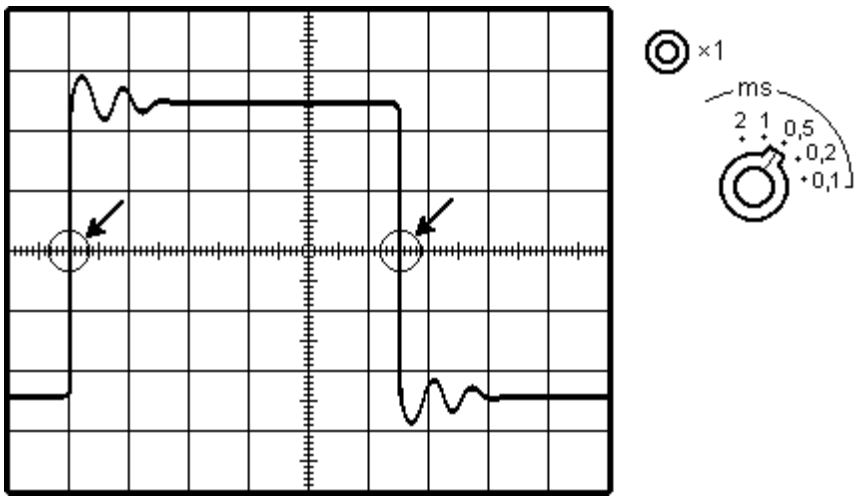


Рис. 6. Вимірювання тривалості імпульсу.

ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ

Для вимірювання частоти періодичного сигналу потрібно виміряти тривалість часу одного періоду, а потім розрахувати частоту за формулою: $F = 1/T$, де F – частота в герцах, а T – період в секундах. Частота сигналу, зображеного на **Рис. 7** (перемикач ВРЕМЯ/ДЕЛ – в положенні 5 ms, ручка зміщення по горизонталі – утоплена) дорівнює 40 Гц. Зауважте, що найточніше виміряти інтервал часу між точками, що перебувають в одній фазі (періоду), можна, якщо ці точки належать до ділянок сигналу з найбільшою крутизною (похідною). Для синусоїди, наприклад, це перехід через нуль.

ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ

Зсув за фазою одного сигналу відносно іншого тієї ж частоти можна виміряти, користуючись двоканальним режимом роботи осцилографа.

Для цього установіть перемикач режиму роботи комутатора каналів вертикального відхилення в положення "..." або "→ →" в залежності від частоти сигналу, а перемикач синхронізації – в положення I, що відповідає внутрішній синхронізації від сигналу, поданого в КАНАЛ I. Подайте опорний сигнал на вхід каналу I, а порівнюваний сигнал – на вхід каналу II, і ручкою УРОВЕНЬ каналу синхронізації досягніть стійкого зображення.

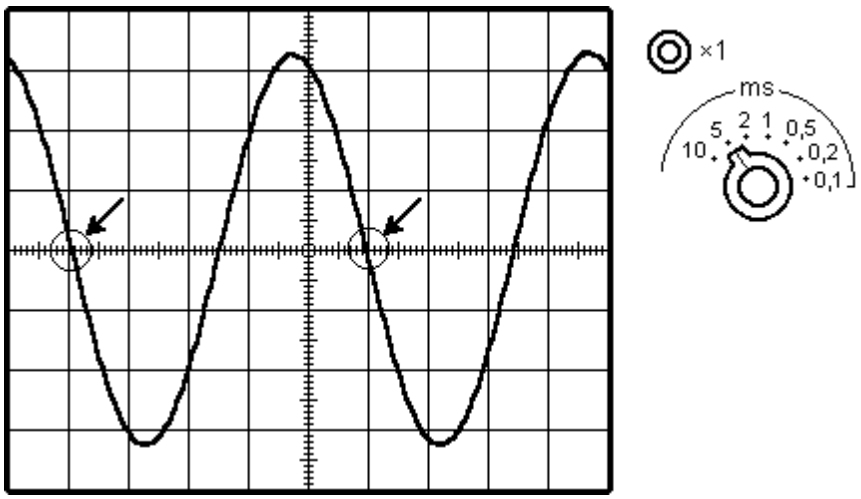


Рис. 7. Вимірювання частоти періодичного сигналу.

За допомогою регулювання підсилення кожного з каналів установіть ідентичні зображення сигналів за амплітудою (6–7 поділок). Перемикачем і плавним регулюванням розгортки досягніть того, щоб усю ширину екрана займав лише один цикл сигналів. Виміряйте період T опорного сигналу в поділках шкали, а також різницю часу по горизонталі між відповідними точками сигналів. Фазовий зсув ΔФ в градусах обчисліть за формулою: $\Delta\Phi = (t / T) \times 360^0$. В прикладі на **Рис. 8** фазовий зсув дорівнює: $\Delta\Phi = (2 / 9) \times 360^0 = 80^0$.

Існує й інший метод вимірювання різниці фаз – за допомогою *фігур Лісажу*. Для цього перемикач режиму роботи комутатора установіть в положення $\begin{pmatrix} \text{II} \\ \text{X - Y} \end{pmatrix}$, а перемикач синхронізації – в положення "X–Y". На екрані можна буде побачити еліпс, який за допомогою ручок вертикального і горизонтального відхилення бажано встановити в центрі екрана. Фазовий зсув обчислюється за формулою: $\Delta\Phi = arcsin\ (A/B)$, де A і B вимірюються способом, зрозумілим з **Рис. 9**. Якщо еліпс вироджується (перетворюється) в діагональну пряму, то це означає, що сигнали перебувають у фазі ($\Delta\Phi = 0$) або протифазі ($\Delta\Phi = 180^0$). Зображення кола на екрані вказує на фазову різницю $\Delta\Phi = 90^0$.

Метод фігур Лісажу є дуже ефективним при частому порівнянні гармонічних сигналів з частотами, які відносяться між собою як цілі числа. Зокрема, він дозволяє з великою точністю порівнювати сигнали близьких або кратних частот.

Ми розглянули деякі основні види вимірювань, які можна виконувати за допомогою осцилографа. Однак, можливості осцилографа цим не вичерпуються. В цьому ви можете переконатися в ході робіт в практикумі. Сподіваємось, що і ви самі можете придумати чимало нових функцій цього чудового приладу.

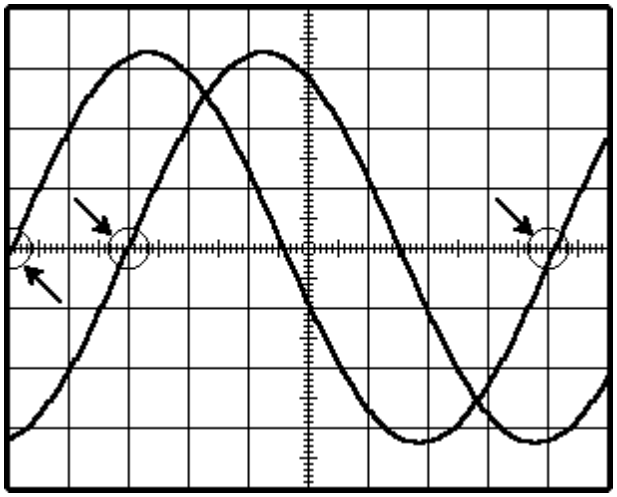


Рис. 8. Вимірювання різниці фаз (1-й спосіб).

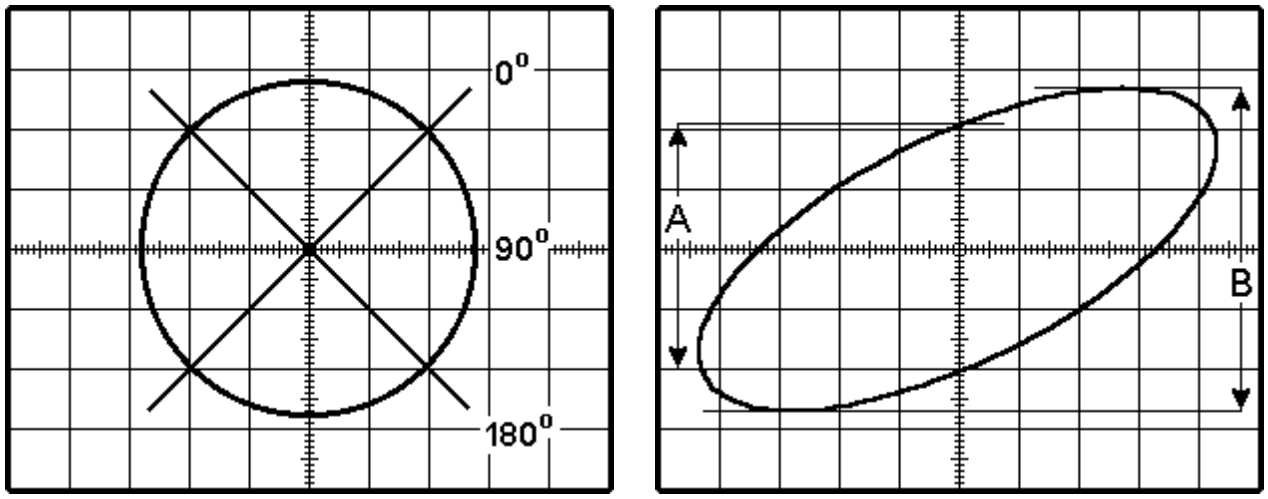


Рис. 9. Вимірювання різниці фаз за допомогою фігур Лісажу (2-й спосіб).

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів Г3-118, генератор прямокутних імпульсів Г5-54, двоканальний осцилограф С1-83, коаксіальні кабелі.

Виконання роботи передбачає одержання на екрані осцилографа зображення осцилограм електричних сигналів, що подаються на вхід осцилографа від генератора гармонічних сигналів або від генератора прямокутних імпульсів, та вимірювання параметрів цих сигналів (амплітуди, періоду, частоти, тривалості імпульсів, зсуву фаз). Сигнал від відповідного генератора подається на вхід I або на вхід II осцилографа за допомогою коаксіального кабеля.

ЗАВДАННЯ

1. Уважно ознайомтеся з описами приладів (осцилографа С1-83, генератора гармонічних сигналів ГЗ-118, генератора прямокутних імпульсів Г5-54), їх можливостями, послідовністю їх включення, настройки, проведення вимірювань і виключення.
2. Подайте на вхід осцилографа сигнал від генератора гармонічних сигналів ГЗ-118 з вказаними викладачем характеристиками і за допомогою органів управління осцилографа одержіть нерухоме різке зображення осцилограми сигналу певних розмірів і в певному масштабі. Визначте параметри сигналу за допомогою осцилографа і порівняйте їх зі значеннями, заданими положенням органів управління генератора сигналів.
3. Повторіть описані вище дії з генератором прямокутних імпульсів Г5-54.

ЛІТЕРАТУРА

1. Осциллограф универсальный С1-83. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
2. Генератор сигналов низкочастотный ГЗ-118. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
3. Генератор импульсов Г5-54. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 1984.- Т.2, с. 395-400.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Поясніть, як утворюється зображення на екрані електронно-променевої трубки осцилографа.
2. Які функції виконують генератор розгортки та схема синхронізації осцилографа?
3. Що таке електричний сигнал? Які параметри характеризують гармонічний сигнал та сигнал у вигляді послідовності прямокутних імпульсів?
4. Які характеристики електричних сигналів можна вимірювати за допомогою одноканального осцилографа? двоканального осцилографа?
5. Для чого корпуси всіх приладів (генераторів, осцилографів) повинні бути заземленими?
6. Виведіть формулу для визначення зсуву фаз між двома гармонічними коливаннями, що утворюють фігуру Лісажу.

Лабораторна робота № 2

ПРОХОДЖЕННЯ СИГНАЛІВ ЧЕРЕЗ ПАСИВНІ ЛІНІЙНІ ЧОТИРИПОЛЮСНИКИ

Ця лабораторна робота присвячена вивченню характеристик *пасивних лінійних чотириполюсників*, а також перетворенню сигналів при їх проходженні через такі чотириполюсники.

Чотириполюсник (англ. *two-port, four-terminal, quadripole*) – це електричне коло (ділянка електричного кола) з чотирма полюсами, зажимами, клемами або іншими засобами приєднання до нього інших електричних кіл чи ділянок електричних кіл.

В чотириполюсниках звичайно розрізняють дві пари зажимів: *вхідні*, що утворюють вхід чотириполюсника і призначені для приєднання до чотириполюсника джерела вхідного електричного сигналу, та *вихідні*, що утворюють його вихід і призначені для приєднання до чотириполюсника так званого навантаження.

Пасивний чотириполюсник – це такий чотириполюсник, який не здатний збільшувати потужність вхідного сигналу за рахунок додавання енергії від якогось іншого джерела енергії (внутрішнього чи зовнішнього по відношенню до чотириполюсника). Потужність, що виділяється в елементі кола, підключеного до виходу такого чотириполюсника, менша за потужність, що споживається від джерела сигналу, підключеного до входу чотириполюсника. На відміну від пасивного, *активний чотириполюсник* дозволяє збільшувати потужність вихідного сигналу (англ. *output signal*) порівняно з потужністю вхідного сигналу (англ. *input signal*) за рахунок внутрішніх або зовнішніх джерел енергії. Зауважимо, що активний чотириполюсник повинен містити принаймні один активний елемент, за допомогою якого енергія від джерел енергії передається підсилюваному електричному сигналу.

Лінійний чотириполюсник – це такий, для якого залежність між струмами, що течуть через нього, та напругами на його зажимах є лінійною. Такі чотириполюсники с кладаються з *лінійних елементів*.

Лінійні елементи електричних кіл – це такі елементи, параметри яких не залежать від величини струму, що протікає через них або від прикладеної до них напруги. До лінійних елементів електричних кіл (для певного інтервалу величин струмів та напруг) можна віднести реальні резистори, конденсатори й котушки індуктивності.

На виході лінійних чотириполюсників, на відміну від нелінійних, не можуть утворюватися гармоніки (2ω, 3ω і т. д.) сигналу частоти ω, який подано на вхід. *Нелінійний чотириполюсник* – це такий, який містить нелінійні елементи. Для нього згадані залежності між струмами та напругами при деяких

їх величинах перестають бути лінійними, а на виході можуть з'являтися гармоніки частот вхідних сигналів.

В схемотехніці пасивні лінійні чотириполюсники, призначені для виділення певних спектральних складових електричних сигналів, називають *пасивними фільтрами* електричних сигналів.

Пасивний фільтр – це пасивний чотириполюсник, який містить реактивні елементи (індуктивності, ємності), спад напруги на яких або струм через які залежить від частоти, і завдяки цьому здатен перетворювати спектр сигналу, поданого на його вхід, шляхом послаблення певних спектральних складових вхідного сигналу. Решта спектральних складових вхідного сигналу проходить через такий пасивний лінійний чотириполюсник, тобто він працює як фільтр для певних спектральних складових сигналу. З практичних міркувань в пасивних фільтрах як реактивні елементи найчастіше використовуються ємності. Фільтри, побудовані на конденсаторах і резисторах, називають *RC-фільтрами*.

Мета роботи: дослідити зміну параметрів гармонічних сигналів та прямокутних імпульсів при їх проходженні через пасивні лінійні чотириполюсники, опанувати методи вимірювання амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик пасивних RC-фільтрів та їх перехідних характеристик.

Метод вимірювання: в роботі використовуються: 1) *метод співставлення*, тобто одночасного спостереження вхідного та вихідного сигналів на екрані двоканального осцилографа із наступним вимірюванням і порівнянням їх параметрів та 2) *метод фігур Лісажу*, який полягає у спостереженні на екрані двоканального осцилографа замкнених кривих, які є результатом накладання двох коливань, що відбуваються у двох взаємно перпендикулярних напрямках (вхідний і вихідний сигнали подаються на пластини горизонтального та вертикального відхилення осцилографа відповідно).

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Центральним питанням при вивченні, розробці та застосуванні чотириполюсників є зв'язок між електричним сигналом (напругою, струмом) на виході чотириполюсника та електричним сигналом на його вході. Коли обирають лінійні чотириполюсники, то виходять зазвичай з однієї із двох потреб:

1) неспотвореної передачі форми сигналу або

2) цілеспрямованого перетворення форми сигналу.

Для *лінійних* чотириполюсників задача відшукання такого зв'язку значно спрощується саме завдяки лінійності рівнянь, що описують цей зв'язок, оскільки для лінійних рівнянь сума будь-яких двох розв'язків рівняння також є розв'язком цього рівняння. Будь-які конкретні сигнали серед різноманіття можливих вхідних сигналів можна подати у вигляді суми (лінійної комбінації)

деяких наперед заданих стандартних сигналів певної величини, для кожного з яких наперед відомо (з експерименту або з розрахунків), яким буде відповідний вихідний електричний сигнал (так званий *відгук*) чотириполюсника.

Наприклад, нехай $U_{вх}(t)$ – деякий вхідний сигнал. Його можна подати у вигляді

$$U_{вх}(t) = \sum_n a_n U_n(t), \qquad (1)$$

де $U_n(t)$ – різні стандартні сигнали, лінійна комбінація яких з коефіцієнтами a_n відтворює вхідний сигнал $U_{вх}(t)$, $n = 0, 1, 2\ldots$

Відгук лінійного чотириполюсника на кожний вхідний стандартний сигнал відомий

$$U_{n\,вих}(t) = K_n U_n(t), \qquad (2)$$

де K_n – так званий *коефіцієнт передачі* стандартного сигналу $U_n(t)$ з входу на вихід. Він залежить лише від параметрів чотириполюсника. Досліджуваний сигнал на виході чотириполюсника $U_{вих}(t)$ можна знайти як суму відгуків на стандартні сигнали, якими було подано вхідний сигнал:

$$U_{вих}(t) = \sum_n K_n a_n U_n(t). \qquad (3)$$

Таким чином, будь-який лінійний чотириполюсник може бути охарактеризований сукупністю коефіцієнтів передачі K_n для стандартних сигналів.

Відомі три способи опису властивостей чотириполюсників, які відповідають трьом виборам стандартних сигналів:

1) у вигляді гармонічних сигналів (**Рис. 1**),

2) у вигляді коротких імпульсів (**Рис. 2а**),

3) у вигляді сходинок (**Рис. 3а**).

Найбільшого поширення набуло представлення вхідного сигналу у вигляді суми гармонічних сигналів з різними частотами, амплітудами й початковими фазами, тобто представлення функції $U_{вх}(t)$ рядом Фур'є (для періодичних сигналів) або інтегралом Фур'є (для неперіодичних).

Гармонічні складові сигналу при представленні рядом Фур'є можуть бути подані в комплексній формі:

$$\widetilde{U}_n = \widetilde{U}_{n0}\, e^{in\omega t} = |U_{n0}|\, e^{i\varphi_n} e^{in\omega t}, \qquad (4)$$

де $\widetilde{U}_{n0}$ – так звана комплексна амплітуда гармонічної складової, $|U_{n0}|$ – модуль амплітуди, $n\omega$ – циклічна частота, φ_n – початкова фаза. В загальному випадку гармонічна складова з циклічною частотою ω може бути подана у вигляді

$$\tilde{U}(\omega) = \tilde{U}_{0\omega}\, e^{i\omega t} = |U_{0\omega}| e^{i\varphi_\omega} e^{i\omega t}. \qquad (5)$$

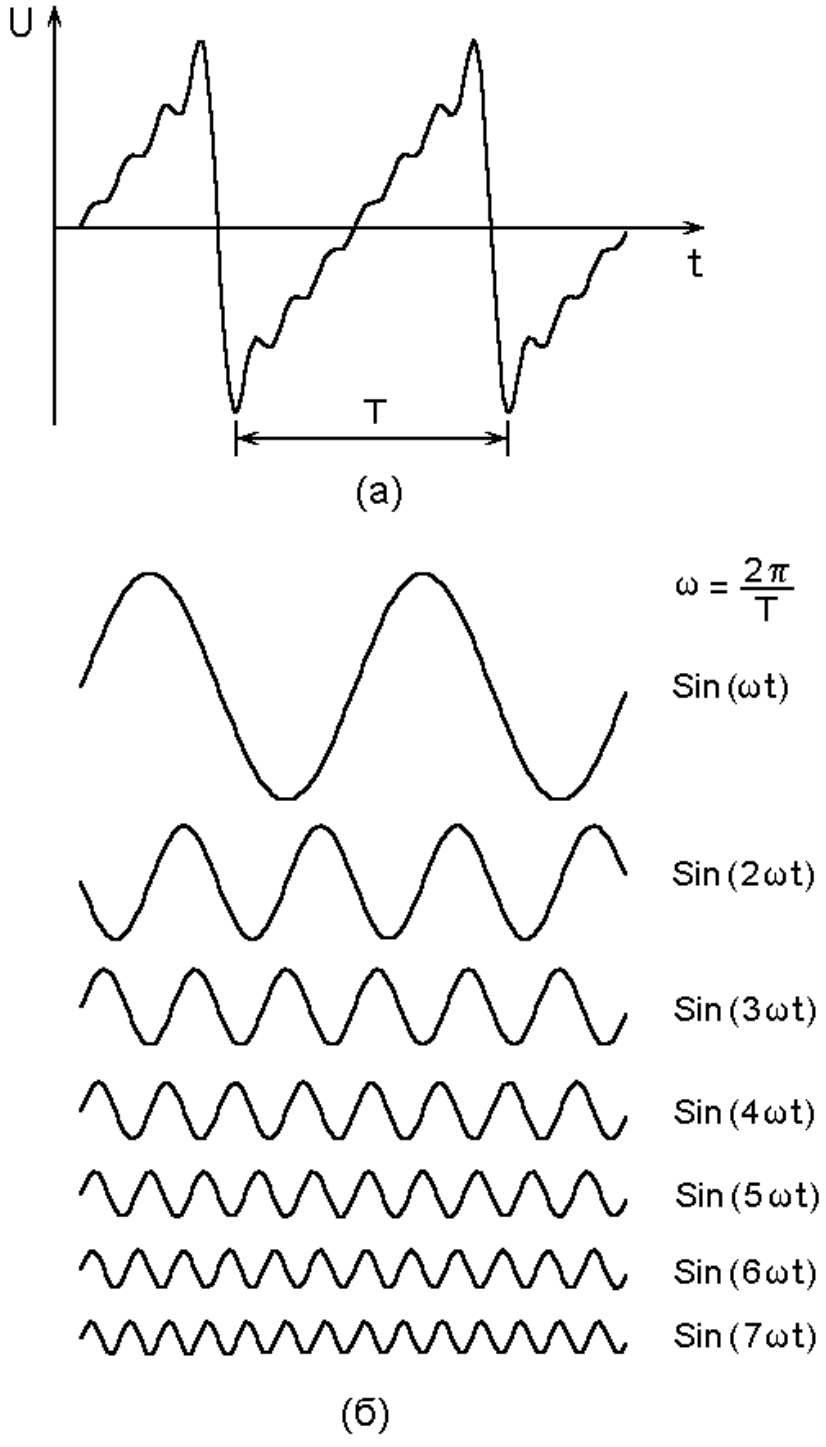


Рис. 1. Подання пилкоподібного періодичного сигналу (а) як суми гармонічних сигналів (б) з частотами ω, 2ω, 3ω і т. д.

Тоді для цієї гармонічної складової

$$\tilde{U}_{вих}(\omega) = \tilde{K}(\omega) \cdot \tilde{U}_{вх}(\omega), \qquad (6)$$

де $\tilde{K}(\omega)$ – *комплексний коефіцієнт передачі на циклічній частоті* ω;

$$\tilde{K}(\omega) = K(\omega)\, e^{i\Phi(\omega)}, \qquad (7)$$

де *K(ω) – модуль коефіцієнта передачі* або просто *коефіцієнт передачі*, а *Φ(ω) – зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами*.

При поданні вхідного сигналу рядом або інтегралом Фур'є, чотириполюсник характеризують залежністю комплексного коефіцієнта передачі від частоти $\tilde{K}(\omega)$, заданою в усьому інтервалі частот від 0 до ∞. Цю залежність часто називають *передавальною функцією* (англ. *transfer function*) або *частотною характеристикою* (англ. *frequency response, frequency characteristic*) чотириполюсника. При цьому розрізняють *амплітудно-частотну характеристику* (*АЧХ*) – залежність відношення модулів амплітуд вихідного і вхідного гармонічних сигналів від їх частоти, яка є не чим іншим як залежністю модуля коефіцієнта передачі від частоти *ω*, а також *фазо-частотну характеристику* (*ФЧХ*) *Φ(ω)*, яка є залежністю від частоти аргумента комплексного коефіцієнта передачі, тобто різниці фаз між вихідним і вхідним гармонічними сигналами на частоті *ω*. Приклади АЧХ та ФЧХ чотириполюсника, показаного на **Рис. 4а**, подано на **Рис. 5б** і **Рис. 5в** відповідно.

Якщо вхідний сигнал чотириполюсника являє собою імпульс нескінченно малої тривалості й одиничної амплітуди (δ-функція), то вихідним сигналом чотириполюсника буде його *імпульсна характеристика g(t)* (**Рис. 2б**):

$$g(t) = U_{вих}(t) \text{ при } U_{вх}(t) = \delta(t). \qquad (8)$$

Експериментально імпульсну характеристику *g(t)* можна визначити, подаючи на вхід чотириполюсника короткий імпульс одиничної площі з наступним зменшенням його тривалості при збереженні площі до того часу, поки сигнал на виході не перестане змінюватись. Цей вихідний сигнал і буде імпульсною характеристикою такого чотириполюсника.

Якщо на вхід чотириполюсника подавати сходинкоподібний сигнал одиничної висоти, то на виході ми одержимо його *перехідну характеристику h(t)* (**Рис. 3б**).

З теоретичної та інформативної точок зору всі три способи опису властивостей чотириполюсника рівноправні і, маючи одну з характеристик, можна однозначно перейти до іншої.

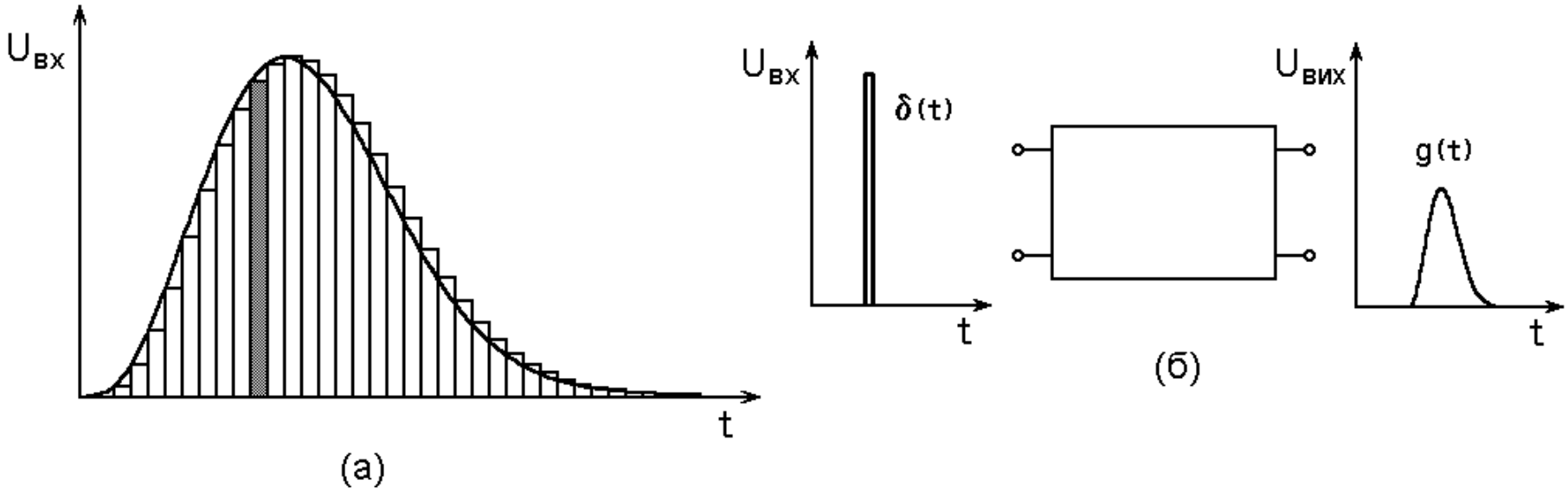


Рис. 2. Подання довільного періодичного сигналу як сукупності коротких імпульсів.

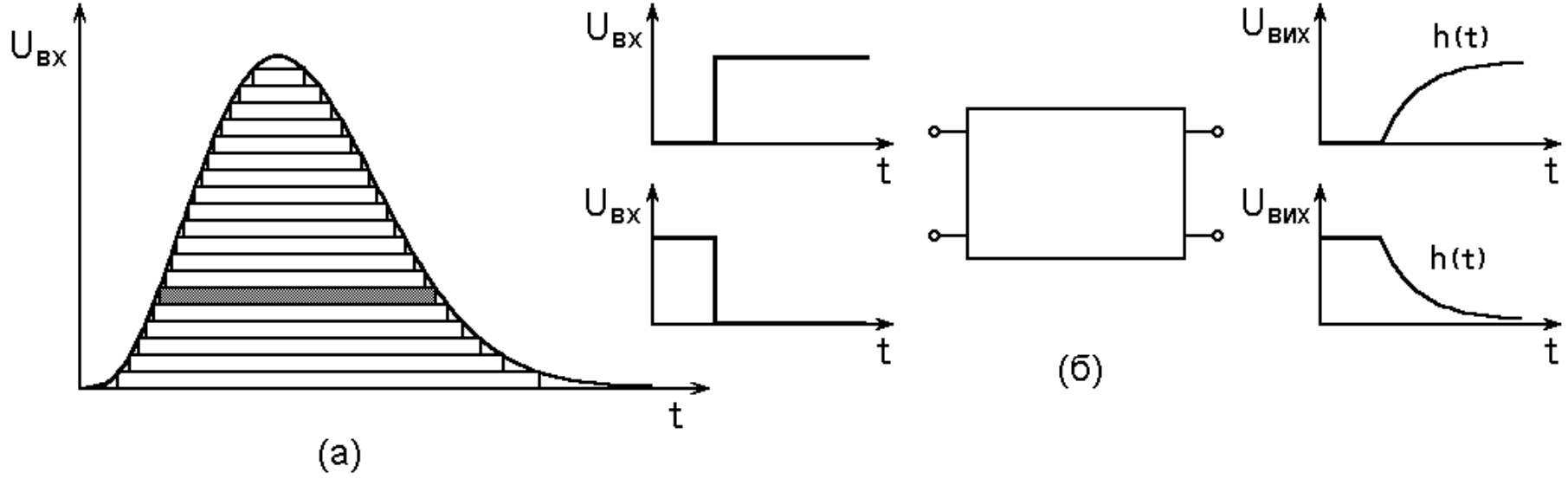


Рис. 3. Подання довільного періодичного сигналу як сукупності сходинок.

Частотна характеристика $\widetilde{K}(\omega)$ є фур'є-образом імпульсної характеристики *g(t)* і навпаки:

$$g(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\widetilde{K}(\omega)\,e^{i\omega t}d\omega;\quad \widetilde{K}(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}g(t)\,e^{-i\omega t}dt. \qquad (9)$$

Імпульсна характеристика *g(t)* є першою похідною від перехідної *h(t)*, а перехідна – інтегралом імпульсної:

$$h(t)=\int_{0}^{t}g(t')dt',\quad h(t)=0 \text{ при } t<0. \qquad (10)$$

Застосування тієї чи іншої характеристики зумовлено лише зручністю їх експериментального одержання та використання.

Перший з описаних вище підходів до характеристики чотириполюсника відбиває його здатність тим чи іншим чином перетворювати *спектр сигналу*, поданого на його вхід. **Спектр сигналу** – це сукупність значень амплітуд усіх гармонічних складових $|U_{n0}|$ для усіх циклічних частот $n\omega$ (див. (4)) (або сукупність значень амплітуд усіх гармонічних складових $|U_{0\omega}|$ для усіх циклічних частот ω (див. (5)).

Чотириполюсник буде передавати вхідний сигнал на вихід без спотворень (тобто без зміни його форми), якщо будуть виконуватися наступні умови *неспотвореної передачі* сигналу (**Рис. 6**):

1) $K(\omega) = const$ (умова відсутності амплітудно-частотних спотворень) і

2) $\Phi(\omega) = -\omega \cdot t_з$ (фази всіх спектральних складових сигналу повинні змінюватися прямо пропорційно їх частоті ($t_з$ – час затримки сигналу в чотириполюснику).

В практиці радіоелектроніки найчастіше використовуються чотири типи пасивних RC-фільтрів, які складаються з резисторів та конденсаторів і які наведені на **Рис. 4**. Це *фільтр нижніх частот* (а), *фільтр верхніх частот* (б), *смуговий* (в) і *загороджувальний* (г) *фільтри*. Три перших відносяться до так званих Г-подібних, а останній – до Т-подібних фільтрів. Перші два фільтри можна розглядати як елементарні ланки, з яких можна побудувати складніші фільтри. Якщо уважно придивитися, можна побачити, що смуговий фільтр побудовано з послідовно з'єднаних фільтрів нижніх і верхніх частот, а загороджувальний являє собою їх паралельне з'єднання.

Частотну характеристику цих кіл можна легко розрахувати за допомогою правил Кірхгофа для комплексних напруг і струмів. Співвідношення, що пов'язують коефіцієнт передачі і зсув фаз з частотою сигналу для фільтрів, поданих на **Рис. 4**, мають такий вигляд:

(а) $K = \dfrac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}, \quad \Phi = -arctg\,(\omega RC);$ (11)

(б) $K = \dfrac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}, \quad \Phi = arctg\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right);$ (12)

(в) $K = \dfrac{1}{\sqrt{\left[\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right)-\omega RC\right]^2+9}}, \quad \Phi = arctg\left(\dfrac{1-(\omega RC)^2}{3\omega RC}\right);$ (13)

(г) $K = \dfrac{\left|1-(\omega RC)^2\right|}{\sqrt{1+14(\omega RC)^2+(\omega RC)^4}}, \quad \Phi = arctg\left(\dfrac{4\omega RC}{(\omega RC)^2-1}\right).$ (14)

Слід мати на увазі, що наведені співвідношення справедливі, якщо внутрішній опір джерела сигналу, приєднаного до входу фільтра, близький до нуля, а опір навантаження, приєднаного до виходу, зокрема вольтметра, що вимірює вихідну напругу, прямує до нескінченності.

Графіки частотної характеристики (в лінійному масштабі) для фільтра нижніх частот зображено на **Рис. 5**, а для фільтра верхніх частот – на **Рис. 7**. На рисунках зображені також осцилограми вхідного $U_{вх}(t)$ та вихідного $U_{вих}(t)$ гармонічних сигналів для таких фільтрів.

Розглянемо докладніше фільтр нижніх частот. Як випливає з (11), при частоті $f = \omega/2\pi = 1/2\pi RC$ коефіцієнт передачі у $\sqrt{2} \approx 1{,}41$ рази менший за максимальний, що дорівнює одиниці, а зсув фаз дорівнює 45^0. Ця частота називається *частотою зрізу*. При вищих частотах залежність коефіцієнта передачі наближається до функції *1/f*. Прологарифмуємо вираз $K = 1/f$: $lg\,K = -lg\,f$. Якщо перебудувати графік амплітудно-частотної характеристики (11) в логарифмічному масштабі, то виявиться, що він складається з двох прямих, горизонтальної і похилої, продовження яких перетинаються в точці з координатою частоти, що точно дорівнює частоті зрізу (**Рис. 8**). Ще одна перевага такої побудови полягає в можливості відтворити на осі частот широкий діапазон зміни частоти (на практиці він складає 4–5 порядків). Те ж саме можна сказати й про вертикальну вісь, де для вимірювання коефіцієнта передачі користуються одиницею, яка називається *децибелом* [дБ]. Число децибелів за заданим значенням K обчислюється так: K [дБ] = 20 $lg\,K$. А на горизонтальній осі для зручності аналізу підписують не логарифми частоти, а самі значення частоти. На **Рис. 9** зображено остаточний вигляд амплітудно-частотної характеристики, у якому її найчастіше наводять у фаховій літературі з електроніки. На таких графіках часто нехтують плавністю переходу функції поблизу частоти зрізу, зображуючи криву у вигляді двох прямих, так що відпадає необхідність спеціально вказувати частоту зрізу. Зображена таким чином амплітудно-частотна характеристика чотириполюсника називається *діаграмою Боде*.

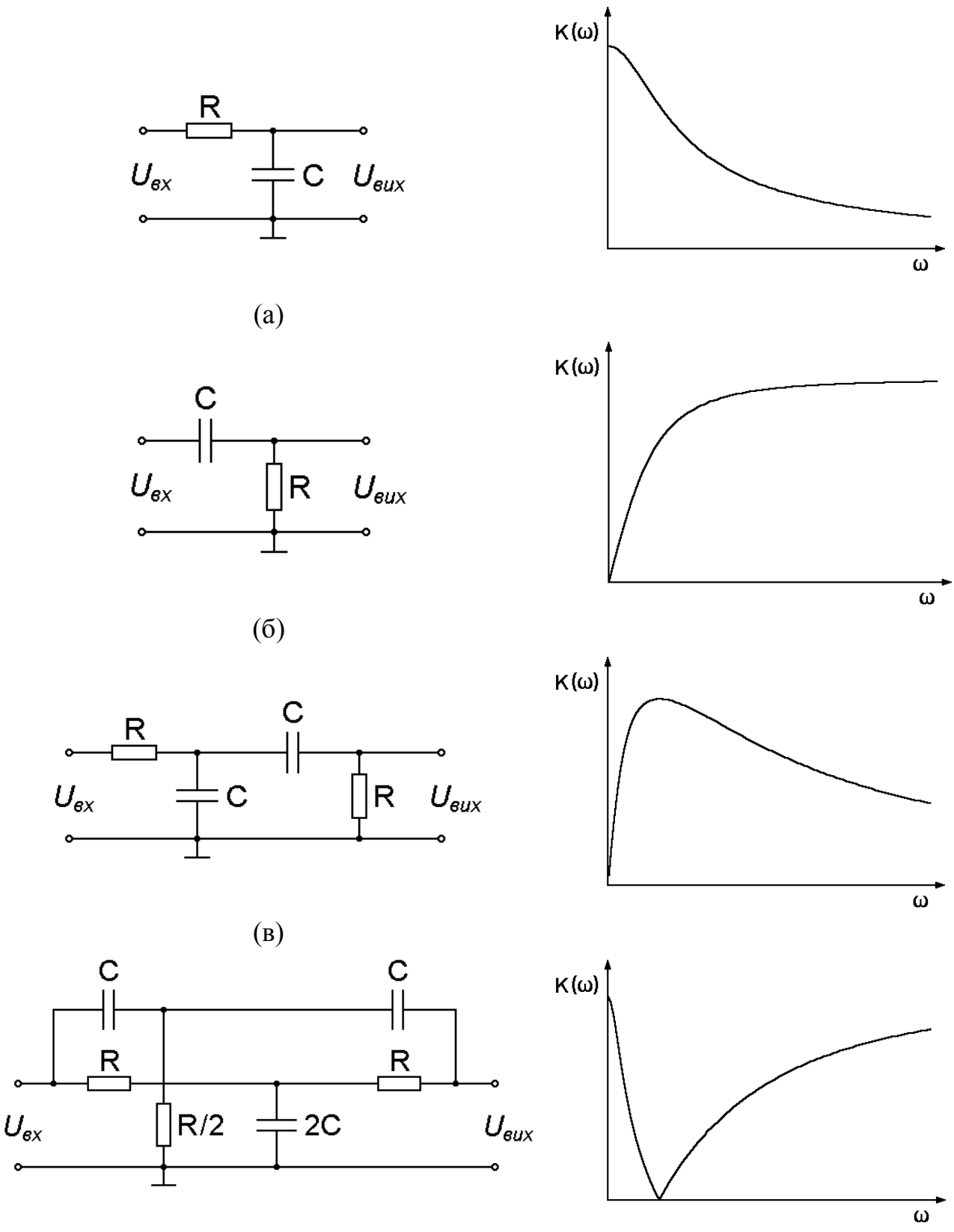
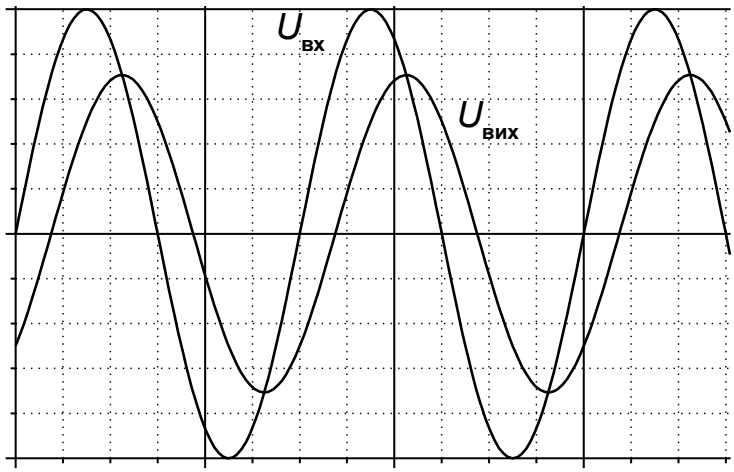
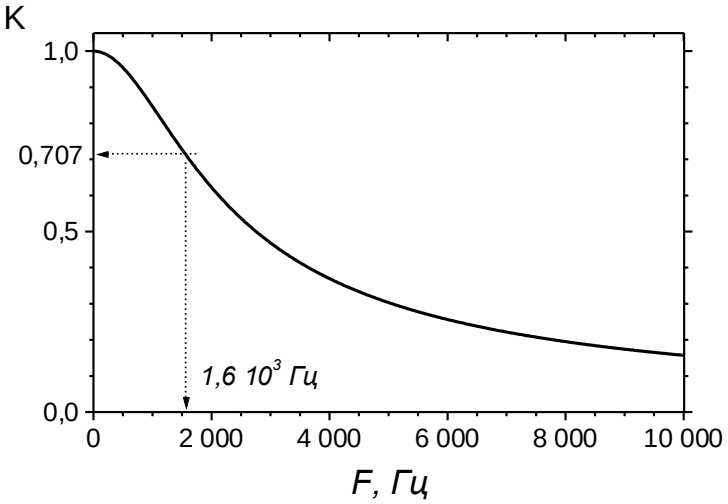


Рис. 4. Пасивні RC-фільтри та їх амплітудно-частотні характеристики:
а – нижніх частот, б – верхніх частот,
в – смуговий, г – загороджувальний.

(а)



(б)



(в)

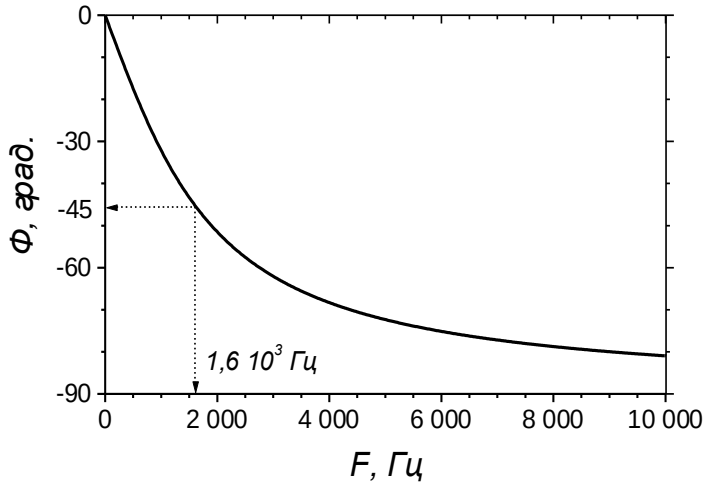


Рис. 5. Осцилограма вхідного та вихідного сигналів одноланкового НЧ-фільтра (а). Вихідний сигнал $U_{вих}$ зсунутий праворуч відносно вхідного сигналу $U_{вх}$ (зсув фаз Ф<0). АЧХ (б) і ФЧХ (в) одноланкового НЧ-фільтра в лінійному масштабі ($R = 10^4$ Ом, $C = 10^{-8}$ Ф).

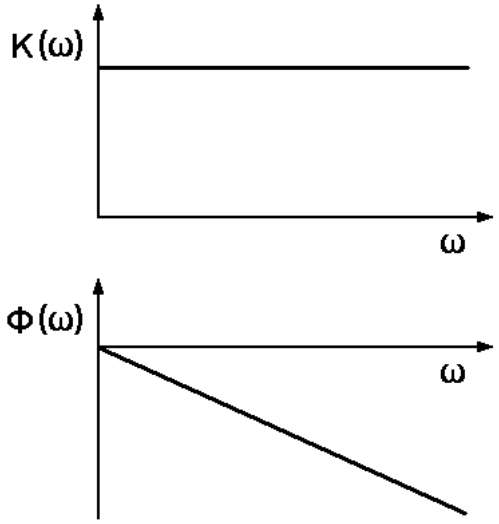


Рис. 6. Умови неспотвореної передачі сигналу при його проходженні через пасивний лінійний чотириполюсник.

Елементарний (одноланковий) фільтр нерідко називають фільтром першого порядку. Крутизна похилої частини діаграми Боде для нього дорівнює 20 дБ/декада, тобто зміні частоти в десять разів (декада) відповідає послаблення також в десять разів або на 20 дБ. У двохланкового фільтра (фільтра другого порядку) послаблення відбувається вдвічі швидше, тобто крутизна похилої частини діаграми Боде становить 40 дБ/декада, у триланкового – втричі і т.д.

Якщо на такий же одноланковий фільтр подати сходинкоподібну напругу (**Рис. 10**), то напруга на виході, яка дорівнює різниці потенціалів U_c між обкладинками конденсатора C, буде змінюватися відповідно до рівняння, що пов'язує швидкість зміни напруги на конденсаторі з величиною зарядного струму I

$$\begin{aligned} I &= dQ_c/dt, \\ U_c &= Q_c/C, \\ U_{вх} &= IR + U_c, \end{aligned} \qquad (15)$$

звідки для сили зарядного струму I отримуємо

$$C\,(dU_c/dt) = (U_{вх} - U_c)/R. \qquad (16)$$

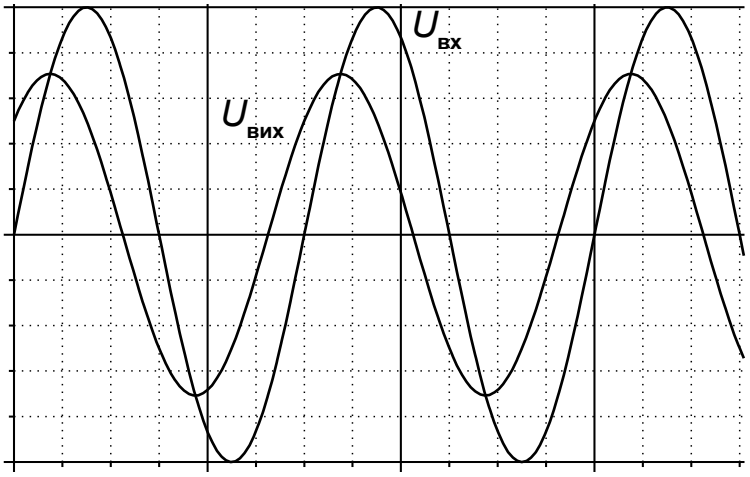
З рівняння (16) випливає

$$U_c = U_{вх} + A\,exp(-t/RC), \qquad (17)$$

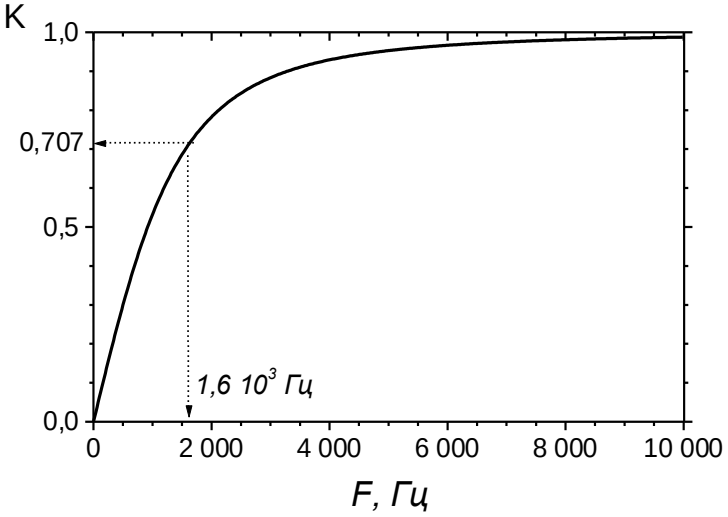
де $U_{вх}$ – вхідна напруга, U_c – напруга на конденсаторі, A – напруга, яка визначається з початкових умов: $U_c = 0$ при $t = 0$, звідки $A = -U_{вх}$:

$$U_c = U_{вх}\,[1 - exp(-t/RC)]. \qquad (18)$$

(а)



(б)



(в)

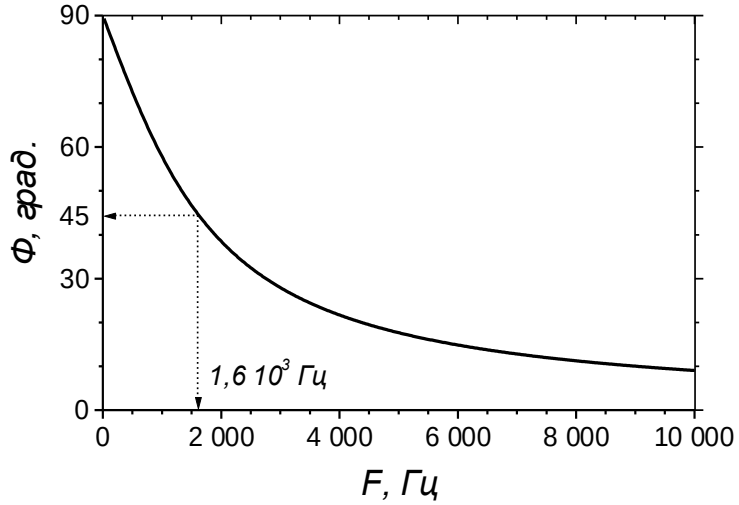
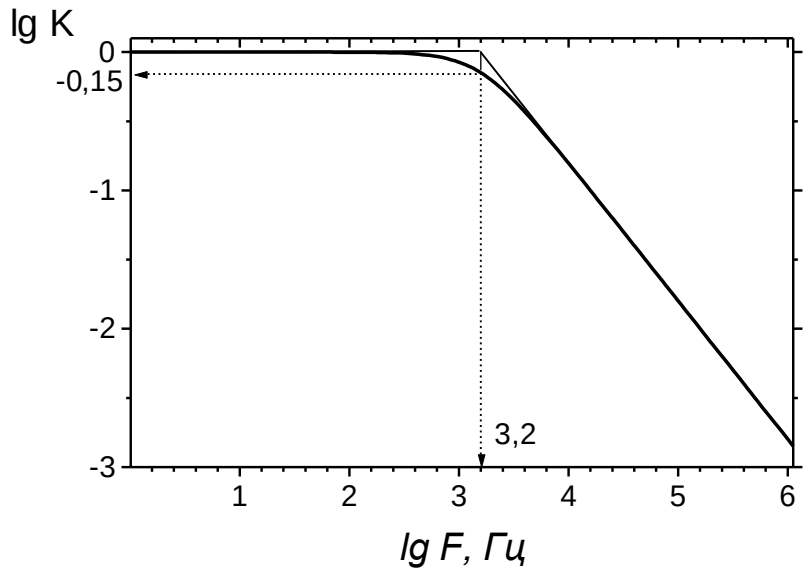


Рис. 7. Осцилограма вхідного та вихідного сигналів одноланкового ВЧ-фільтра (а). Видно, що вихідний сигнал $U_{вих}$ зсунутий ліворуч відносно вхідного сигналу $U_{вх}$ (зсув фаз Ф>0). АЧХ (б) і ФЧХ (в) одноланкового ВЧ-фільтра в лінійному масштабі ($R = 10^4$ Ом, $C = 10^{-8}$ Ф).

(а)



(б)

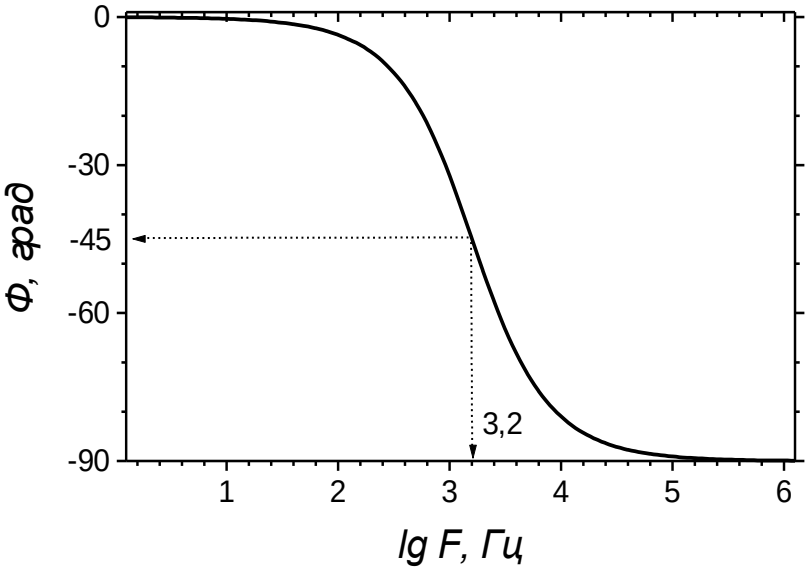


Рис. 8. Амплітудно-частотна (а) і фазо-частотна (б) характеристики одноланкового НЧ-фільтра в логарифмічному масштабі ($R = 10^4$ Ом, $C = 10^{-8}$ Ф).

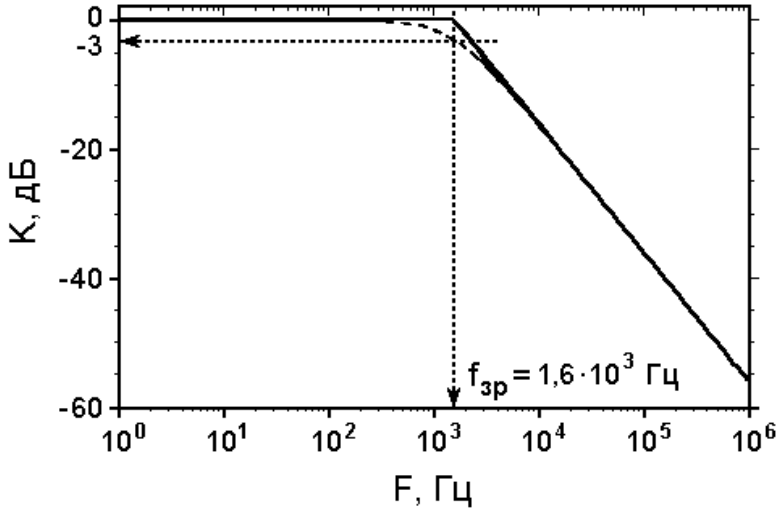
Рівняння (18) описує перехідну характеристику фільтра нижніх частот. Добуток $\tau_{RC} = RC$ називають *сталою часу* цього електричного кола. Якщо вимірювати R в омах, а C – в фарадах, то добуток τ_{RC} буде вимірюватися в секундах.

Якщо через час $t >> \tau_{RC}$ вимкнути вхідну напругу, тобто $U_{вх} = 0$, то вихідна напруга буде змінюватись за законом:

$$U_c = U_{вх}\, exp(-t/RC). \qquad (19)$$

Спробуємо якісно розглянути фізичні явища, що відбуваються в колі (**Рис. 10**). Коли ключ під'єднує схему до джерела напруги $U_{вх}$, конденсатор C

(а)



(б)

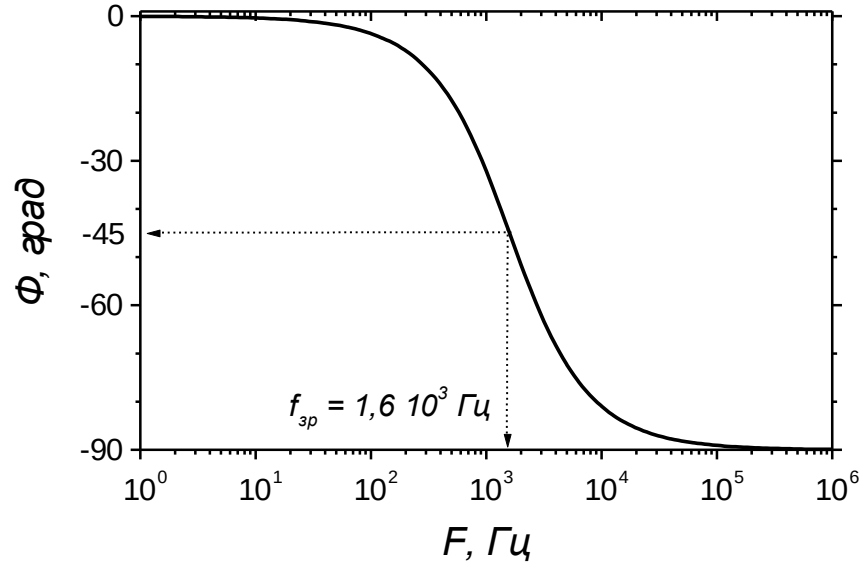


Рис. 9. Діаграми Боде одноланкового НЧ-фільтра.

заряджається через опір *R*. Коли ключ розімкнено ($U_{вх} = 0$), конденсатор розряджується – напруга на ньому експоненційно спадає з часом. За час, що дорівнює τ_{RC}, напруга на конденсаторі зменшується в $e \approx 2{,}71$ разів. Існує одне корисне правило: за час, що дорівнює п'яти сталим часу τ_{RC}, конденсатор заряджається або розряжується на 99%. Очевидно, что для заданого τ_{RC} форма вихідної напруги буде залежати від швидкості перемикань ключа.

А як же буде змінюватися вихідна напруга за довільного закону зміни вхідної напруги з часом? Щоб відповісти на це запитання, слід розв'язати неоднорідне диференціальне рівняння (16) за умови, що $U_{вх} = U_{вх}(t)$. Його розв'язок має вигляд:

$$U_c(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх}(t') \, exp\left(-\frac{t'-t}{RC} \right) dt' \qquad (20)$$

При $(t - t') << \tau_{RC}$ вихідна напруга буде пропорційна інтегралу від вхідної. Тому розглянуте коло іноді називають *інтегрувальною ланкою*. Справді, якщо розглянути початкову ділянку зміни вихідної напруги (**Рис. 10**), тобто в околі $t = 0$, то виявимо функцію, дуже близьку до лінійної. Наведена умова інтегрування також означає, що швидкість зміни вхідного сигналу набагато більша за швидкість заряджання конденсатора. З АЧХ видно, що область частот вхідного сигналу повинна бути більшою за частоту зрізу, тобто розташовуватися в області похилої ділянки діаграми Боде.

Фільтр верхніх частот відрізняється лише тим, що вихідна напруга знімається не з конденсатора, а з резистора (**Рис. 11**). Так що значення цієї напруги буде прямо пропорційне струмові заряду конденсатора. При миттєвому стрибку постійної напруги на вході (t = 0) вихідна напруга стане рівною вхідній, оскільки реактивний опір конденсатора для таких високочастотних гармонік близький до нуля (або, іншими словами, заряд конденсатора в початковий момент часу рівний нулю: його заряджання відбувається за експоненційним законом зі сталою часу $\tau_{RC} = RC$),

$$U_R = U_{вх}\, exp(-t/RC), \qquad (21)$$

де $U_{вх}$ – вхідна напруга, U_R – напруга на резисторі.

Рівняння (16) у цьому випадку буде мати вигляд:

$$C\,[d(U_{вх}–U_R)/dt] = U_R/R\,. \qquad (22)$$

Якщо резистор і конденсатор вибрати так, щоб RC було достатньо малим і виконувалась умова $dU_R/dt << dU_{вх}/dt$, то тоді

$$C(dU_{вх}/dt) = U_R/R \quad \text{або} \quad U_R(t) = RC[dU_{вх}(t)/dt]. \qquad (23)$$

Таким чином, вихідна напруга пропорційна швидкості зміни вхідного сигналу. Таке коло одержало назву *диференціювальної ланки*. Розглянута умова, за якої швидкість зміни вхідного сигналу суттєво менша за швидкість заряджання конденсатора, також відповідає похилій ділянці амплітудно-частотної характеристики, але протилежного знаку!

Зауважимо, що виходячи з діаграми Боде будь-якого чотириполюсника можна передбачити, яку дію він справлятиме на поданий на його вхід сигнал: інтегрувальну чи диференціювальну. Уміння проводити такий аналіз надзвичайно важливе для практики, оскільки його можна застосовувати для чотириполюсників, внутрішня структура яких є невідомою ("чорний ящик") або ж занадто складною для проведення аналізу, подібного до наведеного вище для одноланкового ВЧ-фільтра. Єдине, що потрібно знати про чотириполюсник – це його АЧХ, вимірювання якої є рутинною лабораторною процедурою або ж яку можна взяти з літературних джерел.

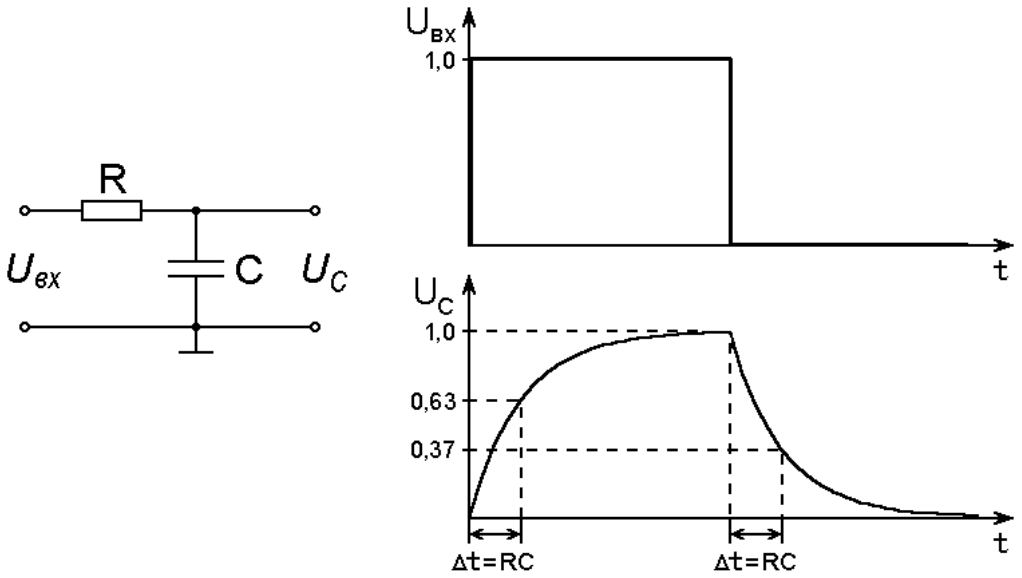


Рис. 10. Перехідна характеристика одноланкового НЧ-фільтра.

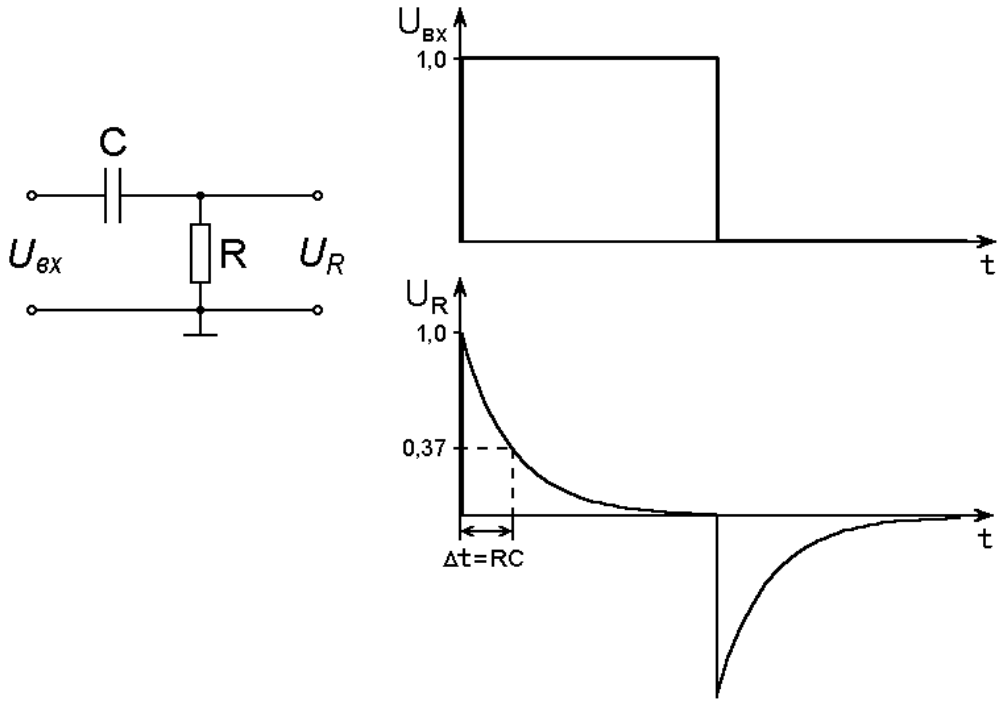


Рис. 11. Перехідна характеристика одноланкового ВЧ-фільтра.

Наприклад, при ідеальному диференціюванні вхідного сигналу має бути

$$U_{вих}(t) = \tau_0 \frac{dU_{вх}}{dt}, \qquad (24)$$

де τ_0 – деякий коефіцієнт пропорційності, що має розмірність часу.

Оскільки в спектральному представленні будь-який вхідний сигнал може бути поданий так

$$U_{вх}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{U}_{вх}(\omega)\, e^{i\omega t} d\omega, \qquad (25)$$

де $\widetilde{U}_{вх}(\omega)$ – комплексна амплітуда гармонічної складової вхідного сигналу, то, підставивши (24) в (25), отримаємо

$$U_{вих}(t) = \tau_0 \frac{d}{dt}\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{U}_{вх}(\omega)\, e^{i\omega t} d\omega \right\} = \frac{\tau_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{U}_{вх}(\omega)\, i\omega\, e^{i\omega t} d\omega \qquad (26)$$

З іншого боку, для лінійного чотириполюсника той же вихідний сигнал може бути поданий через комплексний коефіцієнт передачі $\widetilde{K}(\omega)$:

$$U_{вих}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{K}(\omega)\, \widetilde{U}_{вх}(\omega)\, e^{i\omega t} d\omega. \qquad (27)$$

З порівняння (26) і (27) випливає, що коефіцієнт передачі *ідеального диференціатора* дорівнює

$$\widetilde{K}(\omega) = i\omega\tau_0 \qquad (28)$$

Відповідна діаграма Боде показана на **Рис. 12а**. Вона відповідає фільтру ВЧ.

Аналогічно можна одержати коефіцієнт передачі *ідеального інтегратора*:

$$\widetilde{K}(\omega) = \frac{1}{i\omega\tau_0}. \qquad (29)$$

На **Рис. 12б** показана діаграма Боде для ідеального інтегратора. Порівнюючи її з діаграмою Боде НЧ-фільтра, наведеною на **Рис. 9а**, бачимо, що функцію інтегрування може виконувати одноланковий НЧ-фільтр.

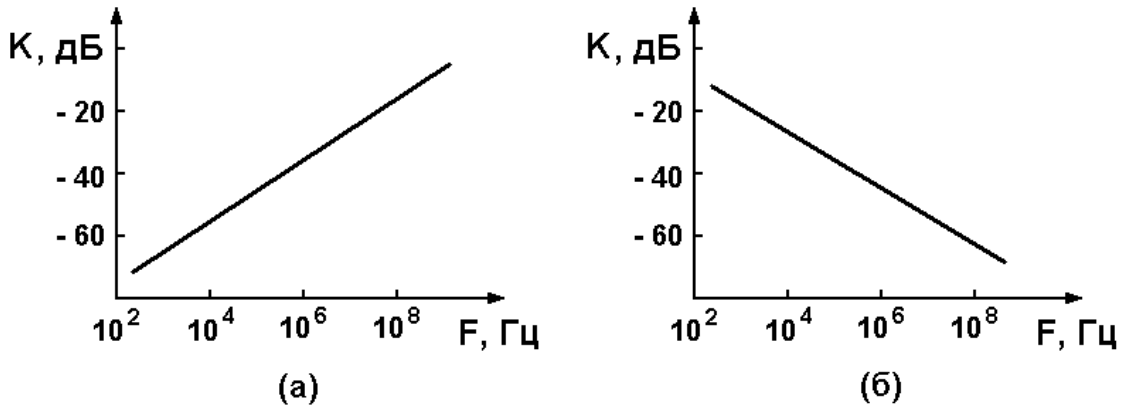


Рис. 12. Діаграми Боде ідеального диференціатора (а) та ідеального інтегратора (б).

Цілком зрозуміло, що практично реалізувати ідеальний диференціатор чи інтегратор неможливо, оскільки вони повинні працювати у нескінченно широкій смузі частот. У той же час, можлива реалізація значно кращих наближень до ідеальних диференціаторів та інтеграторів, ніж це забезпечують одноланкові пасивні фільтри. Для цього використовують спеціально побудовані активні чотириполюсники, які здатні забезпечити хорошу лінійність АЧХ у досить широкому інтервалі частот для сигналів, для яких вони залишаються лінійними.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, генератор прямокутних імпульсів Г5-54, двоканальний осцилограф С1-83, макетні плати з чотириполюсниками.

Блок-схема експериментальної установки та потрібні з’єднання наведені на **Рис. 13**.

Виконання роботи передбачає одержання на екрані двоканального осцилографа одночасного зображення осцилограм вхідного та вихідного сигналів, вимірювання їх параметрів (амплітуд, тривалості імпульсів, зсуву фаз). Вхідний сигнал від генератора сигналів за допомогою трійника одночасно подається на канал І осцилографа і на макетну плату. Вихідний сигнал з макетної плати подається на канал ІІ осцилографа.

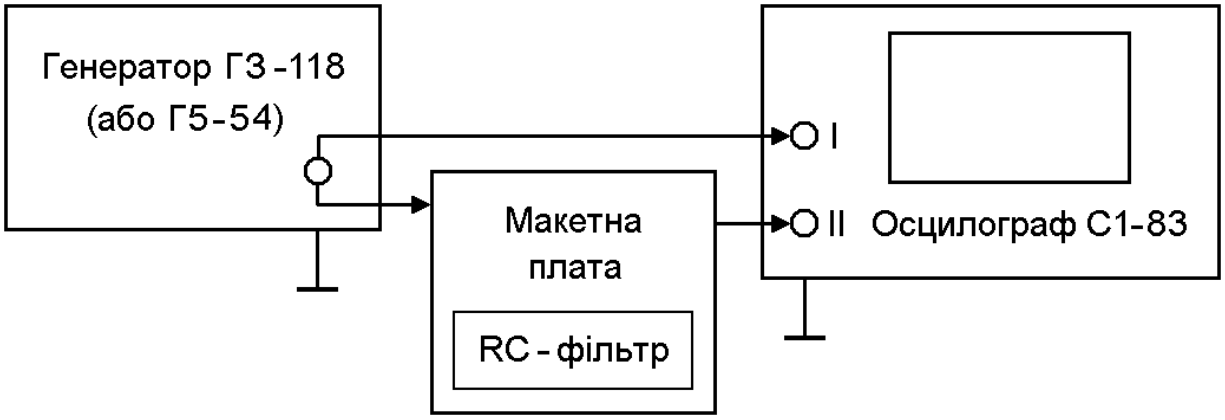


Рис. 13. Блок-схема експериментальної установки для вимірювання частотних і перехідних характеристик пасивних RC-фільтрів.

ЗАВДАННЯ

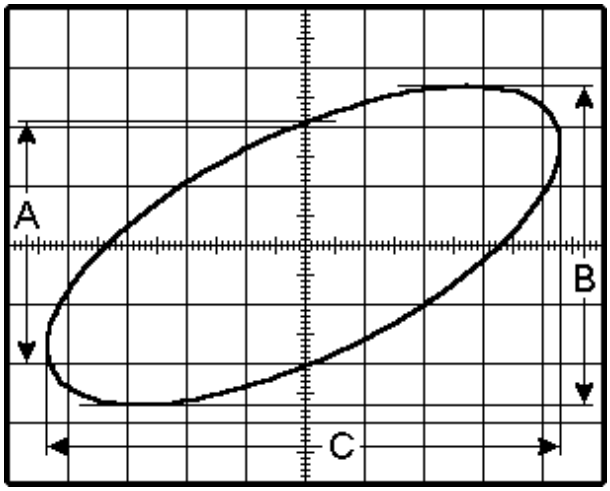
1. Проведіть вимірювання амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик чотириполюсників (**Рис. 4**), зібраних з елементів, запропонованих викладачем.

Отримайте на екрані осцилографа осцилограми вхідного і вихідного сигналів чотириполюсників. Зверніть увагу на напрямок, у якому зміщений вихідний сигнал відносно вхідного. Зарисуйте осцилограми у робочий зошит. Перепишіть номінальні значення опорів та ємностей, з яких складено чотириполюсник.

Для вимірювання залежностей $K(f)$ і $\Phi(f)$ зручно скористатися методом *фігур Лісажу*. Фігури Лісажу утворюються при складанні двох гармонічних коливань, які відбуваються у двох взаємно перпендикулярних площинах, тобто $X=X(t)$ і $Y=Y(t)$. Якщо позбавитися від параметра t, то можна одержати деяку замкнену криву $Y=Y(X)$, задану параметрично за допомогою двох вищезгаданих рівнянь. Якщо в режимі X-Y на канал I осцилографа (відповідає відхиленню вздовж осі X) подати вхідний гармонічний сигнал певної частоти $U_{вх}(t)$, а на канал II (відповідає відхиленню вздовж осі Y) сигнал з виходу фільтра $U_{вих}(t)$, то на екрані осцилографа отримаємо еліпс, за допомогою якого можна визначити коефіцієнт передачі K і зсув фаз Φ для певної частоти гармонічного сигналу (**Рис. 14**).

Для побудови амплітудно-частотних характеристик користуйтесь логарифмічним масштабом, а для фазо-частотних – напівлогарифмічним.

Побудуйте діаграми Боде, визначте частоти зрізу для одноланкових фільтрів, частоту максимуму пропускання для смугового фільтра, ширину смуги пропускання на рівні $1/\sqrt{2} \approx 0{,}707$ від максимального значення пропускання, частоту максимального подавлення для загороджувального фільтра. Побудуйте характеристики, одержані експериментально та шляхом обчислення за формулами (11-14). У випадку розбіжностей визначте джерела можливих помилок.



$$K = \frac{B}{C}$$

$$\Phi = arcsin\left(\frac{A}{B}\right)$$

Рис. 14. Вимірювання коефіцієнта передачі K і зсуву фаз Φ фільтра за допомогою фігури Лісажу. Вхідна гармонічна напруга $U_{вх}(t)$ подається на канал I (канал X), а вихідна напруга $U_{вих}(t)$ – на канал II (канал Y).

2. Проведіть вимірювання перехідних характеристик тих же одноланкових фільтрів. Визначте за ними значення *RC*, порівняйте їх з розрахунковими. Подайте на вхід прямокутні імпульси такої тривалості і прогальності, щоб на виході відбувалось їх диференціювання, інтегрування або ж вихідні імпульси із заданою точністю повторювали вхідні. (*Прогальністю* (рос. *скважностью*) називається відношення періоду прямування імпульсів T до їх тривалості τ (див. **Рис. 15**). Послідовність імпульсів із прогальністю, що дорівнює 2, називають *меандром*. Частота меандра $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau}$.

На **Рис. 15** подано осцилограми вхідних прямокутних сигналів (сірий колір) і вихідних сигналів (чорний колір) фільтрів нижніх і верхніх частот при різних співвідношеннях між тривалістю прямокутних імпульсів τ і сталою часу фільтра $\tau_{RC} = RC$.

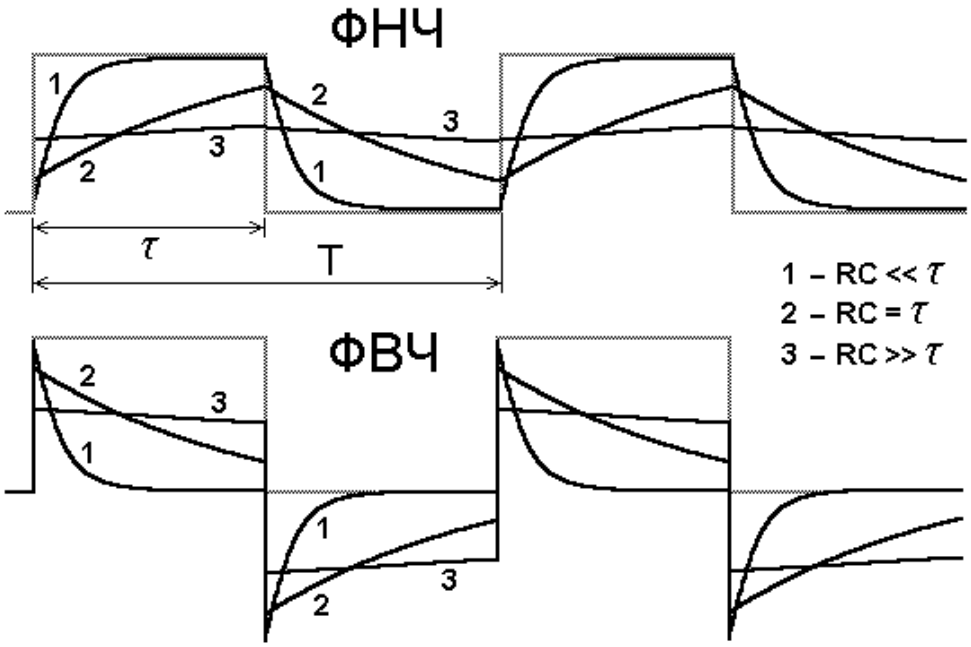


Рис. 15. Осцилограми вхідних прямокутних сигналів (сірий колір) і вихідних сигналів (чорний колір) фільтрів нижніх і верхніх частот при різних співвідношеннях між тривалістю прямокутних імпульсів τ і сталою часу фільтра *RC*. Практично неспотвореній передачі прямокутних імпульсів через фільтр НЧ відповідає крива 1, а через фільтр ВЧ – крива 3.

ЛІТЕРАТУРА

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.- М.: Мир.- 1982.- С.9-21.

2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир.- 1984.-Т.1.- С.11-64.- Т.2.-С.502-505.

3. Молчанов А.П., Занадворов П.Н. Курс электротехники и радиотехники.-М.: Наука.-1969.-С.9-28.

4. Методическая разработка к практикуму по основам радиоэлектроники для студентов физического факультета / Сост. И.С.Горбань.- К.: КГУ, 1980.

5. Резисторы. Справочник. Под.ред. И.И.Четверткова.- М.: Радио и связь.-1991.

6. Справочник по электрическим конденсаторам. Под общ.ред. И.И.Четверткова.- М.: Радио и связь.-1983.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке чотириполюсник? У чому полягає відмінність лінійного чотириполюсника від нелінійного? активного від пасивного?
2. Назвіть види стандартних сигналів, суперпозицією яких можна представити будь-який періодичний сигнал.
3. Поясніть відмінність між частотною, імпульсною та перехідною характеристиками чотириполюсника. Як вони пов’язані між собою?

4. Що називається спектром сигналу? Для яких сигналів спектр буде дискретним, а для яких неперервним?
5. Які пасивні чотириполюсники називаються фільтрами електричних сигналів? Що таке АЧХ і ФЧХ фільтра?
6. Виведіть формули для АЧХ і ФЧХ фільтрів нижніх частот, верхніх частот та смугового фільтра (формули (11)-(13)).
7. Яким чином при одночасному спостереженні на екрані двоканального осцилографа осцилограм вхідного і вихідного сигналів деякого фільтра можна визначити його тип (фільтр НЧ чи ВЧ)?
8. Яким чином за допомогою методу фігур Лісажу можна виміряти АЧХ і ФЧХ фільтрів?
9. Поясніть форму вихідних сигналів фільтрів нижніх і верхніх частот при подачі на їх вхід сигналу у вигляді послідовності прямокутних імпульсів.
10. Чому фільтр нижніх частот називають інтегрувальною ланкою, а фільтр верхніх частот – диференціювальною?

ДОДАТОК

Маркування резисторів і конденсаторів

Опори резисторів і ємності конденсаторів, що випускаються промисловістю, не є довільними. Вони мають певні, так звані номінальні, значення. Ряд таких значень визначено міжнародним стандартом і залежить від точності виготовлення елементів. Найуживанішим є ряд, у якому два сусідніх номінальних значення опору або ємності відрізняються приблизно на 10%:

10	15	22	33	47	68
11	16	24	36	51	75
12	18	27	39	56	82
13	20	30	43	62	91

Оскільки реальне значення опору або ємності може приймати значення в межах кількох порядків, то основні одиниці вимірювання Ом (Ω) і фарада (F) використовуються разом з префіксами:

множник	префікс	позначення:	укр	лат
10^{12}	тера		Т	T
10^{9}	гіга		Г	G
10^{6}	мега		М	M
10^{3}	кіло		к	k
10^{0}			Е	R
10^{-3}	мілі		м	m
10^{-6}	мікро		мк	μ
10^{-9}	нано		н	n
10^{-12}	піко		пк	p

Маркування номінального значення опору або ємності на малогабаритних резисторах і конденсаторах виконується шляхом написання числа, у якому замість коми стоїть скорочене позначення відповідного префікса.

Наприклад: 2к4 – 2,4 кілоома,
51к – 51 кілоом,
М10 – 100 кілоомів,
1R0 або 1Е0 – 1 ом,
1G5 або 1Г5 – 1,5 гігаомів,
10 – 0,1 мікрофаради,
1n5 – 1,5 нанофаради,
15р – 15 пікофарад.

Після наведеного позначення ставиться буква, яка позначає можливе максимальне відхилення від номіналу:

0,1%	B
0,25%	C
0,5%	D
1%	F
2%	G
5%	J
10%	K
20%	M
30%	N

Резистори відрізняються один від одного також за максимально припустимою розсіюваною потужністю, а конденсатори – за максимальною напругою. В обох випадках при зростанні цих параметрів (для одного типу резисторів чи конденсаторів) збільшуються їх розміри.

Лабораторна робота № 3

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Ця лабораторна робота присвячена вивченню властивостей *напівпровідникових діодів* – найпростіших нелінійних елементів електронних схем та вимірюванню їх *вольт-амперних характеристик*.

Напівпровідниковий діод (англ. *semiconductor diode*) – це напівпровідниковий прилад з одним *p-n–переходом* і двома виводами.

***p-n*–перехід** (англ. *p-n junction*) – перехідний шар, що утворюється на межі двох областей напівпровідника, одна з яких має провідність *n*-типу, а інша – провідність *p*-типу.

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) діода (англ. *current-voltage characteristic*) – це залежність сили струму $I_д$ через *p-n*–перехід діода від величини і полярності прикладеної до діода напруги $U_д$.

Характериограф – електронно-променевий прилад, на екрані якого можна спостерігати графіки функцій будь-яких фізичних величин, що можуть бути перетворені у пропорційні їм напруги, наприклад, графіки залежності сили струму $I_д$ від напруги $U_д$.

Мета роботи: навчитися одержувати зображення ВАХ діодів на екрані двоканального осцилографа, дослідити властивості *p-n*–переходів напівпровідникових діодів різних типів.

Метод вимірювання: 1) одержання зображення ВАХ діодів на екрані двоканального осцилографа, який працює в режимі *характериографа*; 2) побудова ВАХ діодів шляхом вимірювання певної кількості значень сили струму $I_Д$, що відповідають певним значенням та полярності напруги $U_Д$, і подання результатів вимірів у вигляді графіка.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Процеси, які відбуваються в області *p–n*-переходу, є досить складними, проте основні його властивості можна зрозуміти, розглянувши наступну спрощену модель.

Розглянемо роботу *p–n*-переходу, утвореного на межі поділу двох середовищ, які являють собою один і той же напівпровідник, в одну з частин якого введені донорні домішки і яка відповідно має провідність *n*-типу (тобто перше середовище – це матеріал *n*-типу), а в іншу введені акцепторні домішки і яка має провідність *p*-типу (друге середовище – матеріал *p*-типу). Концентрація вільних електронів в матеріалі *n*-типу набагато більша, ніж концентрація вільних дірок. Тому електрони в матеріалі *n*-типу називають *основними носіями заряду*, а дірки – *неосновними носіями заряду*. В матеріалі *p*-типу – навпаки: дірки є основними носіями заряду, а електрони – неосновними. Якщо матеріал *n*-типу привести в контакт з матеріалом *p*-типу, то почнеться процес дифузії

електронів з матеріалу *n*-типу (де їх концентрація велика) в матеріал *p*-типу (де їх концентрація мала). Аналогічно, дірки будуть дифундувати з матеріалу *p*-типу (де їх концентрація велика) в матеріал *n*-типу (де їх концентрація мала). Зрозуміло, що при двох вищезгаданих процесах матеріал *n*-типу буде втрачати негативний заряд і набувати позитивного заряду, а матеріал *p*-типу, навпаки, буде втрачати позитивний заряд і набувати негативного заряду. В результаті в області контакту буде виникати електричне поле, яке буде протидіяти подальшому переходу електронів в *p*-область та дірок в *n*-область, і між матеріалом *n*-типу і матеріалом *p*-типу виникатиме різниця потенціалів. Ця різниця потенціалів називається *контактною різницею потенціалів* $\varphi_к$, а вищезгадане електричне поле – *полем p–n-переходу* $\boldsymbol{E}_{p–n}$. На **Рис. 1** утворення контактної різниці потенціалів ілюструється енергетичною діаграмою для електронів.

Розглянемо поведінку носіїв заряду після виникнення контактної різниці потенціалів в області *p–n*-переходу. Для того щоб основні носії заряду (наприклад, електрони з *n*-області) могли пройти через область контакту, вони повинні подолати потенціальний поріг, зумовлений цією контактною різницею потенціалів. Зрозуміло, що зробити це буде тим важче, чим більшою буде висота порогу. В той же час, неосновні носії (наприклад, дірки з *p*-області), які опиняються поблизу *p–n*-переходу, "звалюються" з потенціального порогу в область з іншим типом провідності незалежно від висоти цього порогу! Таким чином, струм, зумовлений переходом через *p–n*-перехід неосновних носіїв (так званий *струм неосновних носіїв* I_0), не залежить від висоти потенціального порогу.

Процес зростання висоти порогу під час дифузії носіїв через *p–n*-перехід припиниться, коли буде досягнута динамічна рівновага між кількістю переходів через *p–n*-перехід основних і неосновних носіїв заряду одного й того ж самого знаку (наприклад, електронів), тобто коли *струм основних носіїв* заряду $I_{осн}$ через *p–n*-перехід зрівняється зі струмом неосновних носіїв I_0, який протікає у протилежному напрямку.

Приймаючи розподіл електронів за енергіями в зоні провідності близьким до розподілу Больцмана, $n = n_0 e^{-\frac{E}{kT}}$, де n – концентрація електронів у зоні провідності, n_0 – стала величина, E – енергія електрона, можна записати струм основних носіїв як

$$I_{осн} = A e^{-\frac{e\varphi_k}{kT}}, \qquad (1)$$

де A – деяка стала величина, $e\varphi_к$ – висота потенціального порогу для електронів, k – стала Больцмана, T – температура.

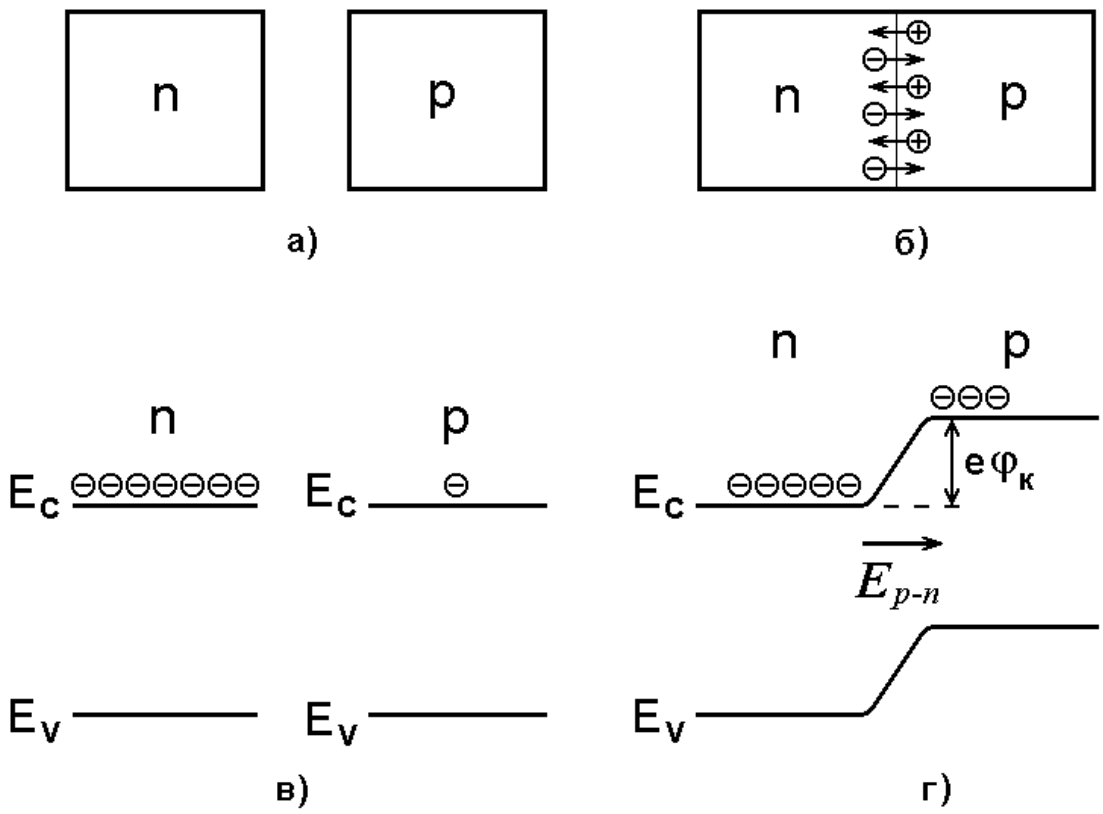


Рис. 1. Утворення контактної різниці потенціалів $\varphi_к$ на межі поділу напівпровідників *n*- і *p*-типу (в області *p*–*n*-переходу): а) і в) – напівпровідники *n*- і *p*-типу до утворення контакту між ними та відповідні енергетичні діаграми для електронів; б) і г) утворення контакту між напівпровідниками *n*- і *p*-типу та відповідна енергетична діаграма для електронів. На **Рис. 1б** показано дифузію основних носіїв заряду (електронів з *n*-області та дірок з *p*-області) через область контакту, яка супроводжується виникненням електричного поля *p*–*n*-переходу $\boldsymbol{E}_{p-n}$ та відповідної контактної різниці потенціалів $\varphi_к$ (**Рис. 1г**). На **Рис. 1в** і **1г** вздовж осі ординат відкладено енергію електронів, вздовж осі абсцис – просторову координату.

Якщо до *p*–*n*-переходу прикласти зовнішню різницю потенціалів (напругу) *U*, то вона змінить висоту потенціального порогу. Якщо напрям зовнішнього електричного поля збігається з напрямом електричного поля *p*–*n*-переходу, то висота потенціального порогу зростатиме, а якщо ж він буде протилежним, то висота порогу зменшуватиметься (**Рис. 2)**. Якщо висота потенціального порогу зменшується, то струм основних носіїв через *p*–*n*-перехід збільшується і кажуть, що зовнішня напруга *U прикладена в прямому напрямку* (при цьому "+" джерела напруги приєднано до *p*-області, а "–" джерела – до *n*-області). Зовнішнє поле виштовхує в область *p*–*n*-переходу негативно заряджені електрони з *n*-області та позитивно заряджені дірки з *p*-області.

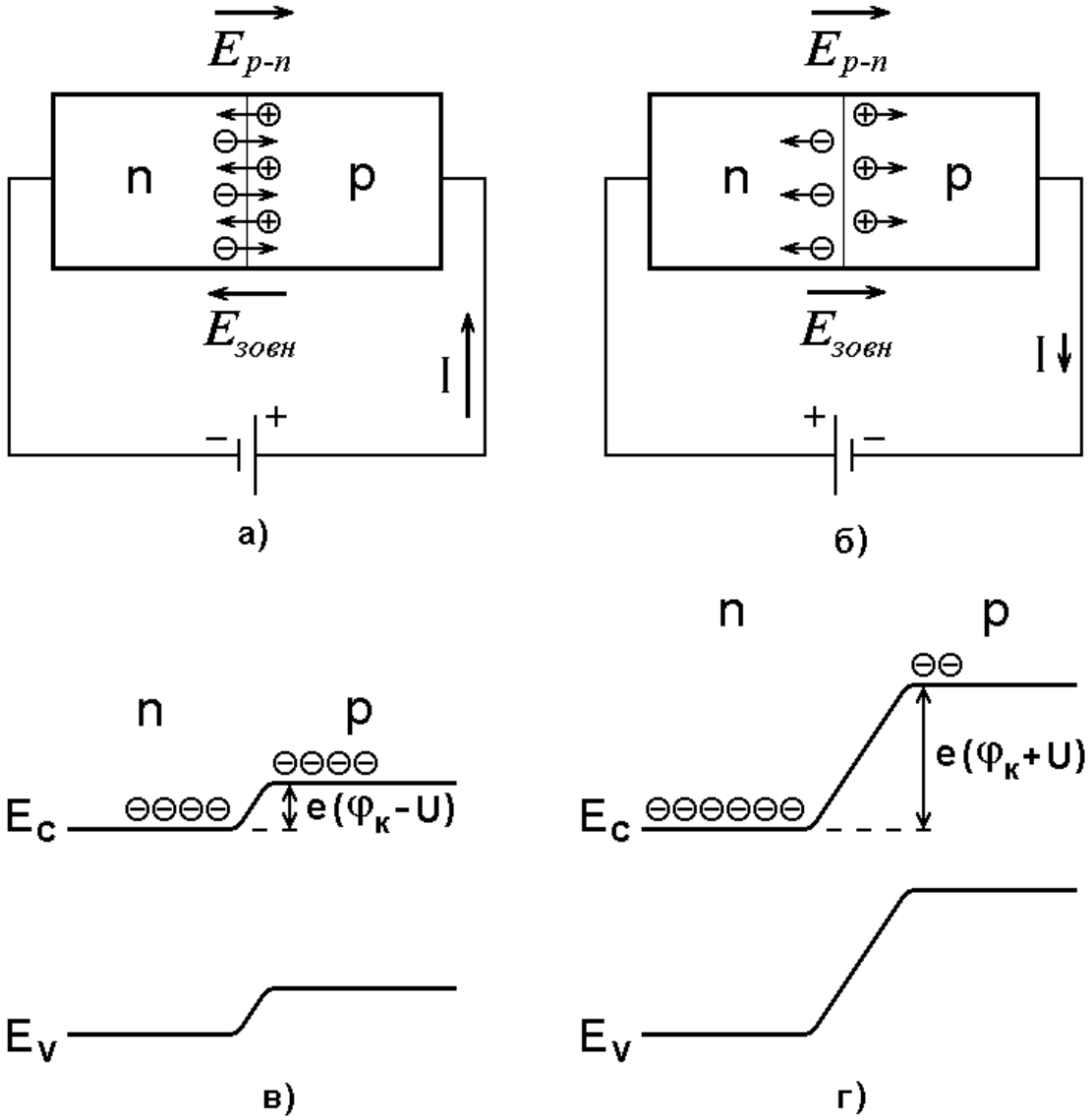


Рис. 2. Підключення зовнішньої напруги до *p*–*n*-переходу у прямому (а) і зворотному (б) напрямках. Стрілками показані напрямки електричного поля *p*–*n*-переходу $\boldsymbol{E}_{p-n}$ і зовнішнього поля $\boldsymbol{E}_{зовн}$, яке виникає внаслідок підключення до *p*–*n*-переходу зовнішнього джерела напруги. Стрілками також показані напрямки і величини повного струму *I* через *p*–*n*-перехід. На **Рис. 1в** і **1г** показано зміну висоти потенціального порогу при прикладанні до *p*–*n*-переходу прямої і зворотної напруги *U* відповідно.

Струм основних носіїв заряду при прикладанні зовнішньої напруги *U* до *p*–*n*-переходу дорівнює

$$I_{осн} = Ae^{\frac{e(U-\varphi_k)}{kT}}. \qquad (2)$$

Повний струм через *p*–*n*-перехід можна записати як алгебраїчну суму струмів основних та неосновних носіїв:

$$I = I_{осн} - I_0, \tag{3}$$

де знак мінус означає, що ці струми течуть у протилежних напрямках.

На **Рис. 3** подані графіки залежності струмів $I_{осн}$, I_0 та I від прикладеної до *p–n*-переходу напруги U.

Зрозуміло, що при U = 0, коли має місце вищезгадана динамічна рівновага, повний струм I = 0, тобто

$$I = Ae^{-\frac{e\varphi_k}{kT}} - I_0 = 0, \tag{4}$$

звідки маємо

$$A = I_0 \cdot e^{\frac{e\varphi_k}{kT}}. \tag{5}$$

Отже, повний струм через *p–n*-перехід дорівнює

$$I = I_0 \left[exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right]. \tag{6}$$

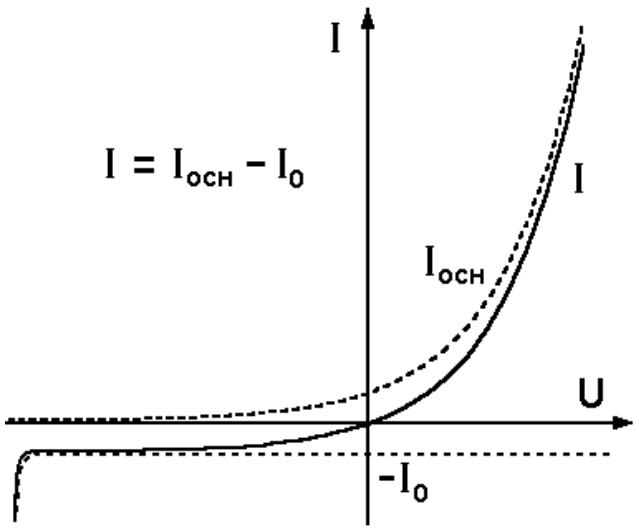


Рис. 3. Залежність струмів $I_{осн}$, I_0 та I від прикладеної до *p–n*-переходу напруги U.

Якщо до *p–n*-переходу прикласти зовнішню напругу у *зворотному напрямку* ($U < 0$) і збільшувати її, то струм основних носіїв прямуватиме до нуля і при достатньо великих значеннях зворотної напруги повний струм I

(його ще називають *зворотним струмом*) буде повністю визначатися струмом неосновних носіїв і перестане залежати від *U*:

$$I \to -I_0 . \qquad (7)$$

Якщо ж до *p*–*n*-переходу прикласти зовнішню напругу у *прямому напрямку* ($U > 0$), то через *p*-*n*-перехід протікатиме повний струм *I*, який називають *прямим струмом*. При $eU >> kT$ можна знехтувати одиницею в (6) (тобто струмом неосновних носіїв) і одержати експоненційну залежність повного струму *I* від зовнішньої напруги *U*:

$$I = I_0 \ exp\left(\frac{eU}{kT}\right). \qquad (8)$$

Прямий струм значно перевищує зворотний струм, який обмежений струмом неосновних носіїв I_0. Така властивість *p*–*n*-переходу пропускати струм в одному напрямку, а саме при прикладанні до нього прямої напруги, зумовлює широке застосування діодів в електроніці й електротехніці.

Струм I_0 залежить від температури та ширини забороненої зони напівпровідника:

$$I_0 = I_{00} \ e^{-\frac{E_g}{kT}}, \qquad (9)$$

де I_{00} – множник, який слабко залежить від температури.

Графіки вольт-амперної характеристики (ВАХ) діода, що описується рівнянням (6), подані на **Рис. 4**. Діоди, що мають таку ВАХ, називають *випрямлювальними* (англ. *rectifier diode*) і використовують у пристроях випрямлення, обмеження, детектування. Найпотужніші з них здатні працювати при значеннях прямого струму до кількох тисяч ампер і витримувати без пробою зворотні напруги в десятки кіловольт.

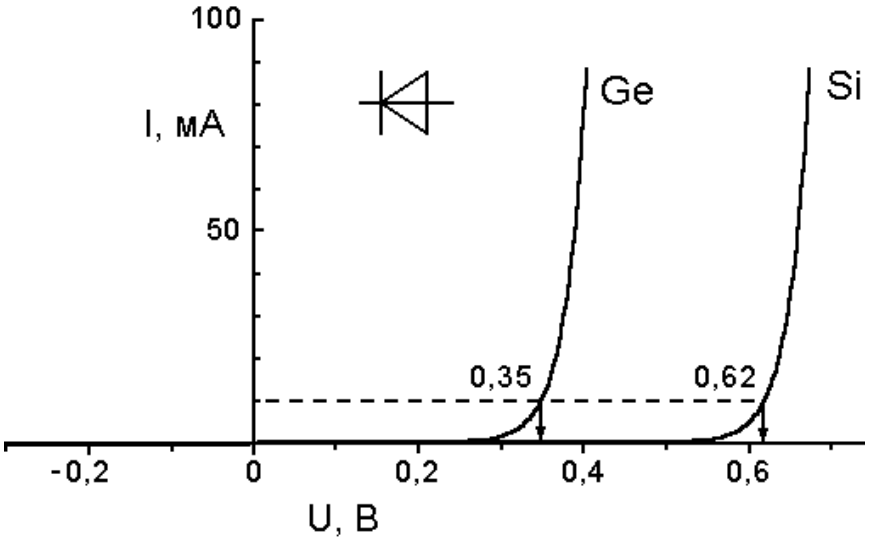


Рис. 4. Вольт-амперні характеристики випрямлювальних діодів, виготовлених з германію і кремнію.

При великих зворотних напругах *p*–*n*-перехід "пробивається" і через нього протікає дуже великий струм. Існує три основних механізми пробою: теплова нестійкість (розігрівання *p*–*n*-переходу при протіканні зворотного струму), тунельний ефект (“просочування” основних носіїв через *p*–*n*-перехід у сильному електричному полі) і лавинне розмноження носіїв (явище, подібне до ударної іонізації газу). Пробій є відновлюваним, доки теплова потужність, розсіювана на p–n-переході, не перевищує припустимої, при якій відбувається його руйнування. Ця ділянка ВАХ, що відповідає зворотній напрузі (**Рис. 5**), використовується на практиці в пристроях стабілізації напруги, а діоди, що мають таку ділянку, називають *стабілітронами* (англ. *Zener diode*). Напругу пробою можна регулювати технологічно (як правило, варіюванням концентрації домішок в *p*- і *n*-областях) в широких межах – від одиниць до сотень вольт. Для стабілізації напруги використовується і вертикальна ділянка ВАХ в прямому напрямку. Загальна назва напівпровідникових приладів, які стабілізують напругу вищезгаданим чином – це *опорні діоди* (англ. *voltage-reference diode*). Основною характеристикою опорних діодів, яка впливає на їх здатність стабілізувати напругу, є *диференціальний опір* $r_{диф}$ ($r_{диф} = dU/dI$). Він вимірюється на спадаючій чи зростаючій ділянках характеристики. В обох випадках $dU/dI > 0$.

Будь-якого носія заряду, електрона чи дірку, народженого в області дії поля контактної різниці потенціалів, буде відразу підхоплено цим електричним полем і виштовхнуто: електрона – в *n*-область, дірку – в *p*-область. Якщо такі електрон і дірка виникли під дією кванта світла (фотона) з енергією, більшою за ширину забороненої зони, то з ними відбудеться теж саме. На цьому грунтується принцип дії *фотодіода* (англ. *photodiode*), тобто пристрою, що здійснює пряме перетворення енергії оптичного випромінювання в електричну (**Рис. 6**). При опроміненні фотодіода світлом збільшується струм неосновних носіїв через *p*–*n*-перехід і змінюється його ВАХ, що й показано на **Рис. 7**.

У будь-якому прямозміщеному (включеному в прямому напрямку) *p–n*-переході при протіканні струму має місце рекомбінація носіїв заряду, в тому числі й випромінювальна, тобто з народженням фотонів. Випромінювально рекомбінує лише частина носіїв. І лише частина фотонів, уникнувши поглинання в самому діоді, може вийти назовні. Для створення практично придатного *світловипромінювального діода* (*світлодіода*) (англ. *light-emitting diode, LED*) необхідні матеріали з високою імовірністю випромінювальної рекомбінації. Якщо для випрямлювальних діодів використовуються переважно германій *Ge* і кремній *Si*, то матеріалом для світлодіодів є арсенід галію *GaAs*, фосфід галію *GaP* і потрійні напівпровідникові сполуки на їх основі, а також карбід кремнію *SiC*. Сьогодні більш ефективними є світлодіоди, у яких використовуються не *p–n*-переходи, а так звані *гетеропереходи* – переходи між двома напівпровідниковими матеріалами з різною шириною забороненої зони. Оскільки енергія фотонів випромінювання (колір свічення) близька до ширини забороненої зони напівпровідника, то на основі перелічених напівпровідникових матеріалів були створені світлодіоди, що випромінюють у всій видимій, інфрачервоній та ближній ультрафіолетовій областях спектра (**Рис. 8**).

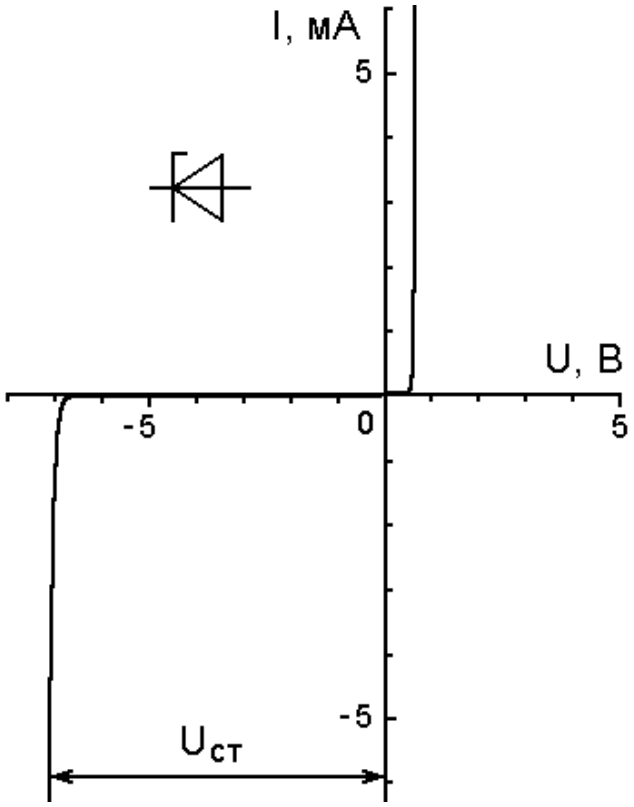


Рис. 5. Вольт-амперна характеристика напівпровідникового стабілітрона.

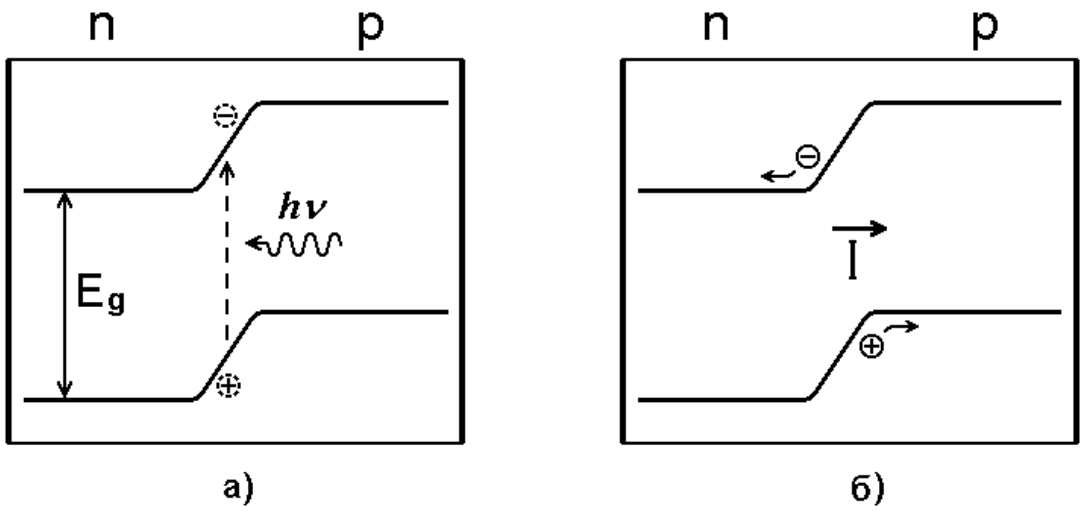


Рис. 6. Принцип дії фотодіода: а) поглинання фотона в області *p*–*n*-переходу й утворення електронно-діркової пари, б) рознесення електрона й дірки в різні боки елекричним полем *p*–*n*-переходу (виникнення струму).

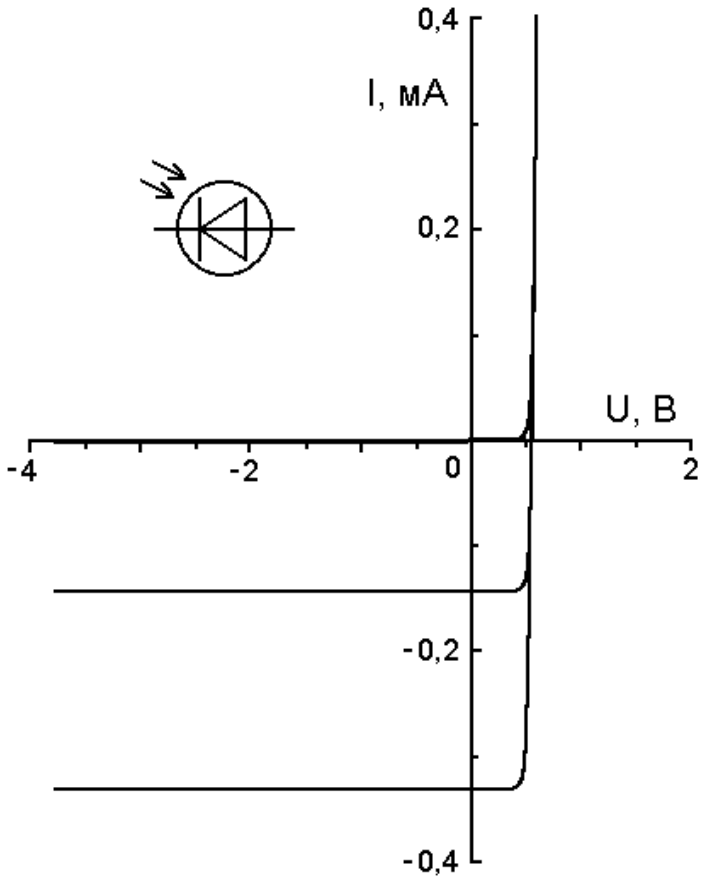


Рис. 7. Вольт-амперні характеристики фотодіода. Збільшення інтенсивності світла, що потрапляє на фотодіод, призводить до зсуву усієї ВАХ вниз.

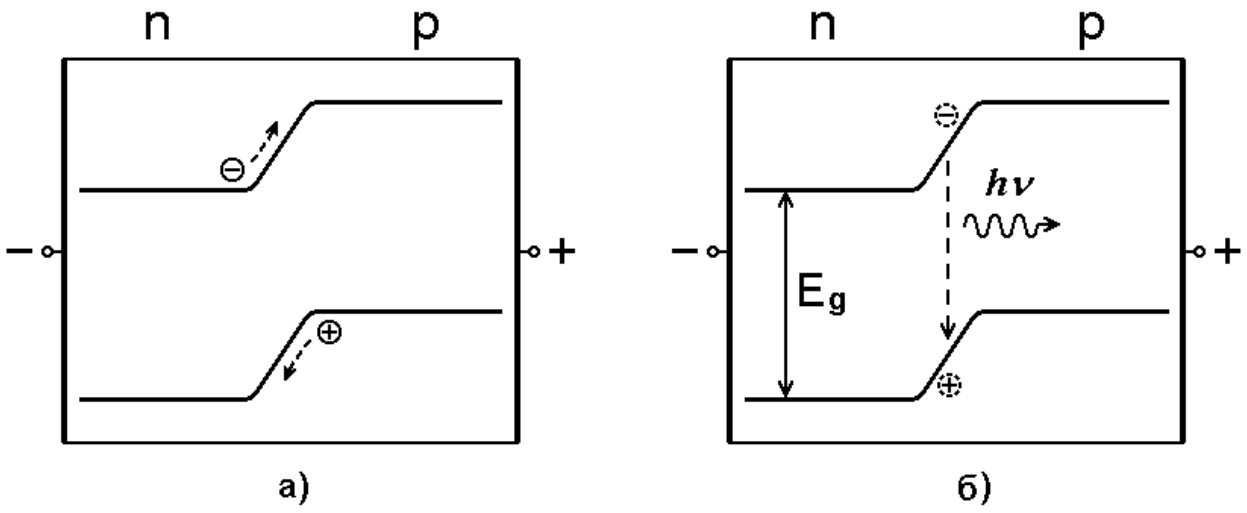


Рис. 8. Принцип дії світлодіода: а) рух основних носіїв до *p–n*-переходу при прикладанні прямої напруги, б) випромінювальна рекомбінація електрона і дірки в області *p–n*-переходу (енергія фотона, що при цьому з'являється, дорівнює ширині забороненої зони напівпровідника: $h\nu = E_g$).

Останнім часом у різних системах освітлення все частіше використовуються білі світлодіоди, які за багатьма параметрами (світловіддача, економічність, довговічність, безпечність) переважають лампи розжарення. Існує три способи одержання білого світла від світлодіодів: 1) змішування випромінювання блакитних, зелених і червоних світлодіодів, щільно розміщених на одній матриці; 2) нанесення на поверхню ультрафіолетового світлодіода трьох люмінофорів, що випромінюють відповідно блакитне, зелене та червоне світло; 3) нанесення на поверхню блакитного світлодіода жовто-зеленого або одночасно зеленого та червоного люмінофорів (змішування двох або трьох випромінювань дають світло, близьке до білого).

Шляхом поєднання гетеропереходів з *p–n*-переходами були створені *напівпровідникові лазери* (англ. *semiconductor laser*) – компактні джерела когерентного оптичного випромінювання з великим коефіцієнтом корисної дії.

Якщо випромінювання світлодіода направити на фотодіод, то ми отримаємо *оптопару* або *оптрон*. У такій оптопарі (англ. *optoelectronic couple, optical coupler*) здійснюється перетворення електричної енергії в енергію оптичного випромінювання (світлодіод) та перетворення енергії випромінювання знову в електричну енергію (фотодіод). Оптопари використовують для зв'язку окремих частин електронних пристроїв (головним чином, в обчислювальній та вимірювальній техніці й автоматиці), чим одночасно забезпечується електрична розв'язка між ними, а також для безконтактного керування електричними колами (подібно до реле).

Якщо виготовити *p–n*-перехід з сильнолегованого напівпровідника (з великою концентрацією домішок), то перехід стане тонким і носії заряду зможуть "просочуватися" (тунелювати) через область *p–n*-переходу при

прикладанні невеликої як зворотної, так і прямої напруги. Діоди з таким *p*–*n*-переходом називаються *тунельними* (англ. *tunnel diode*). ВАХ таких діодів поблизу початку координат ($U = 0$) являє собою відрізок прямої, тобто подібна до ВАХ звичайного резистора (**Рис. 9**). Важливою особливістю ВАХ тунельних діодів є наявність на її прямій гілці ділянки з від'ємним диференціальним опором: $r_{диф} = dU/dI < 0$ (пунктирна лінія на **Рис. 9**), що дозволяє використовувати їх як підсилювачі та генератори електричних коливань надвисокочастотного діапазону (до десятків гігагерц). Такі діоди використовуються також як швидкодійні перемикачі, а також як елементи пам'яті в запам'ятовувальних пристроях з двійковим кодом. Принцип дії тунельного діода добре описаний у багатьох підручниках.

Перелічені різновиди діодов не вичерпують усього різноманіття наявних конструкцій і їх застосувань. Кожен з видів має специфічну вольт-амперну характеристику, яка дозволяє використовувати його за певним призначенням. Мета цієї лабораторної роботи – вивчення ВАХ різних діодів і визначення деяких параметрів, пов'язаних з їх конкретним використанням.

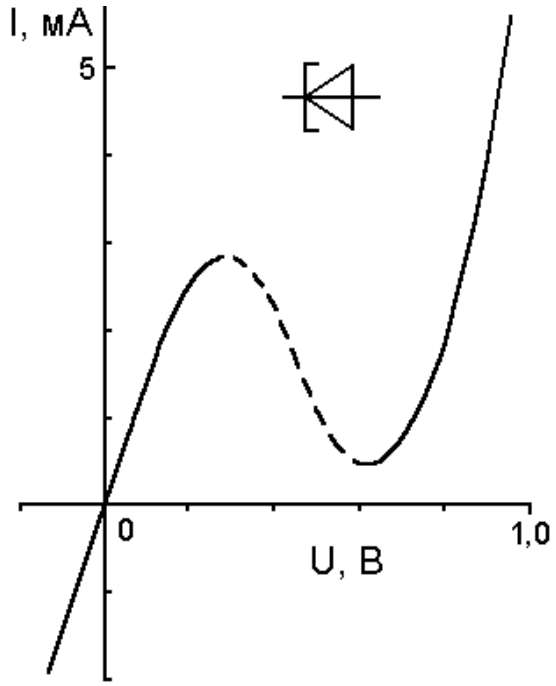


Рис. 9. Вольт-амперна характеристика тунельного діода. Пунктирною лінією показано ділянку ВАХ з від'ємним диференціальним опором.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, двоканальний осцилограф С1-83, аналогові або цифрові мікро- чи міліамперметр та вольтметр, блок живлення (+15 В, 0, –15 В), макетні плати з досліджуваними діодами.

Блок-схема експериментальної установки та потрібні з’єднання наведені на **Рис. 10**. Електричну схему для вимірювання ВАХ діодів подано на **Рис. 11**.

Вхідний сигнал беруть від генератора гармонічних сигналів Г3-118 і подають на макет. Оптимальна частота зміни напруги – кілька десятків герц. При такій частоті око не встигає слідкувати за процесом "рисування" картинки на екрані і сприймає її як нерухоме зображення. Небажано обирати занадто високу частоту, оскільки інерційність досліджуваного об’єкта може спотворити форму кривої на екрані.

Одержання ВАХ безпосередньо на екрані осцилографа можливе лише для двоканальних приладів, яким і є використовуваний у роботі осцилограф С1-83. Для цього потрібно натиснути лише дві кнопки: "II, X – Y" режиму роботи комутатора і "X – Y" каналу синхронізації. До входу каналу I потрібно підключити напругу, прикладену до діода, а на вхід каналу II – напругу, пропорційну силі струму, про проходить через діод.

Блок живлення використовують тільки у випадку вимірювання ВАХ "по точках" (за допомогою міліамперметра і вольтметра).

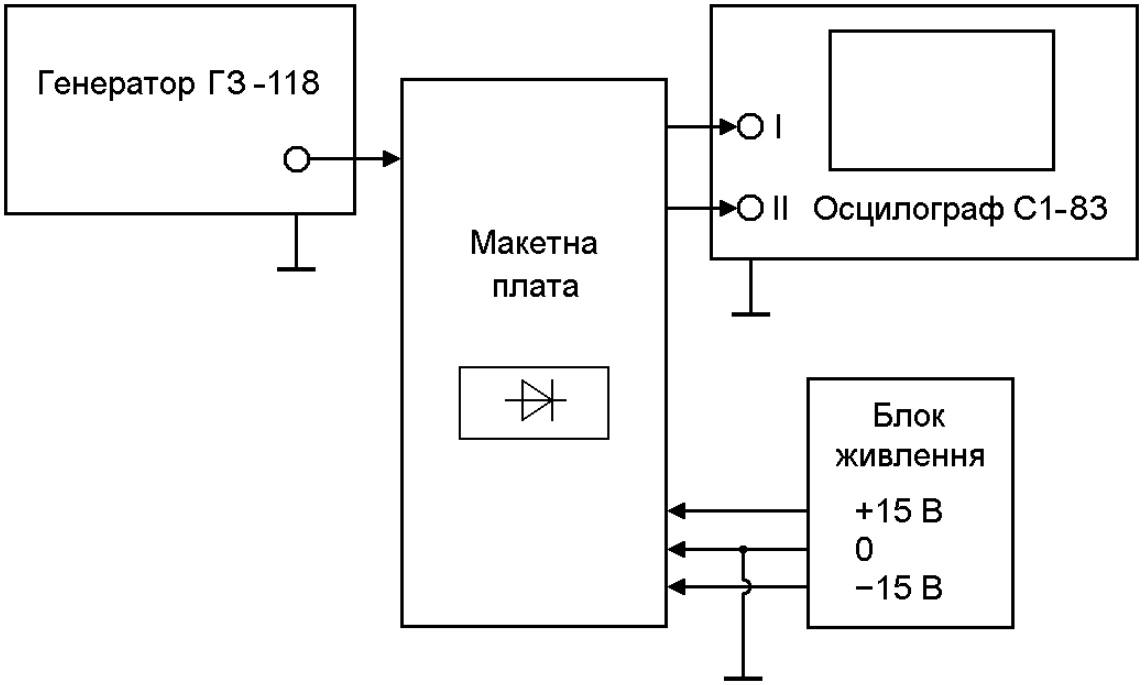


Рис. 10. Блок-схема експериментальної установки для вимірювання вольт-амперних характеристик напівпровідникових діодів.

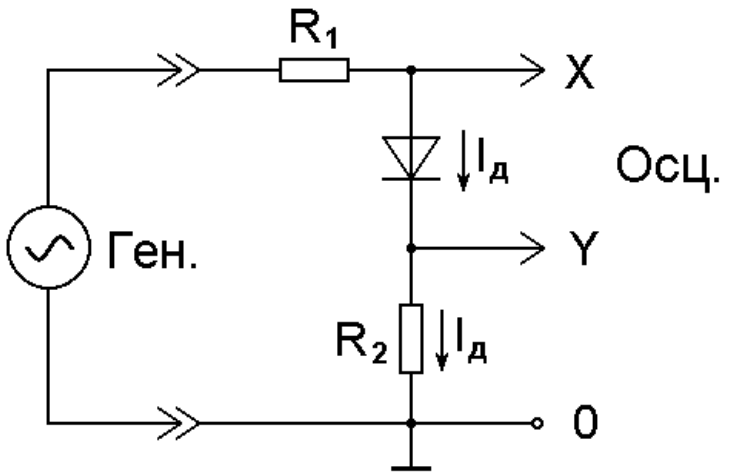


Рис. 11. Електрична схема для спостереження на екрані двоканального осцилографа вольт-амперних характеристик діодів. Значком ⇉ позначені місця електричних з'єднань.

Напругу, пропорційну величині струму $I_д$, що проходить через діод, знімають з невеликого опору R_2, включеного послідовно з діодом. Цей опір відіграє роль датчика струму, оскільки

$$U_Y = U_{R2} = I_д \cdot R_2. \qquad (10)$$

Цей спад напруги можна просто виміряти осцилографом, оскільки опір R_2 приєднаний до "земляної" шини схеми.

Неможливість приєднати вхід каналу I осцилографа безпосередньо до діода спонукає подавати в цей канал горизонтального відхилення суму напруг на діоді та резисторі R_2:

$$U_X = U_д + I_д \cdot R_2 \, . \qquad (11)$$

Резистор R_1 потрібен для обмеження струму через діод. Приймаючи максимальне значення струму рівним 50 мА і враховуючи, що амплітудне значення напруги на виході I генератора не перевищує 15 В, опір R_1 повинен бути не менше ніж $R_1 = 15 : 50 \cdot 10^{-3} = 0{,}3 \cdot 10^3$ Ом = 300 Ом. Величина опору R_2 повинна бути достатньо малою, щоб падіння напруги на ньому було значно меншим за падіння напруги на діоді. Занадто мале ж значення опору є невигідним з точки зору обмеження чутливості каналу вертикального відхилення осцилографа (при розумних значеннях струму через діод). Оптимальне значення опору R_2 становить 10 Ом.

Отже, для спостереження ВАХ діода (залежності струму через діод $I_д$ від прикладеної до нього напруги $U_д$) необхідно всього три елементи: сам діод і ще два резистори. Масштаб напруги по координаті X обирається перемикачем підсилення каналу I, а по координаті Y – перемикачем підсилення каналу II. На екрані осцилографа маємо залежність U_Y від U_X. Для одержання реальної ВАХ діода потрібно провести деякі елементарні перетворення над U_X і U_Y, а саме:

$$U_д = U_X - U_Y,$$
$$I_д = U_Y/R_2. \quad (12)$$

Вольт-амперна характеристика готова. Слід лише пам'ятати, що напруга вимірюється у вольтах, а сила струму – в амперах. Схематичні зображення ВАХ різних типів діодів наведені на **Рис. 4, 5, 7** і **9**.

ЗАВДАННЯ

1. Складіть схему для спостереження на екрані осцилографа вольт-амперних характеристик діодів (характериограф). Ознайомтеся з додатком. Визначте клас, призначення та можливі характеристики запропонованих для досліджень діодів за маркуванням на них.
2. Отримайте і зарисуйте вольт-амперні характеристики випрямлювальних діодів. За одержаними кривими визначте ширину забороненої зони, а за нею – напівпровідниковий матеріал, на основі якого виготовлено кожен з діодів.
3. Отримайте і зарисуйте вольт-амперні характеристики стабілітронів. Визначте напругу стабилизації та диференціальний опір кожного із запропонованих діодів на робочій ділянці.
4. Отримайте і зарисуйте вольт-амперні характеристики світлодіодів. Визначте напрям струму, при якому спостерігається найбільш інтенсивне випромінювання. Придивіться, чи немає свічення для протилежного напряму струму (за яких умов воно все ж таки спостерігається?). За вольт-амперною характеристикою розрахуйте довжину хвилі випромінювання і порівняйте з тією, що спостерігається.
5. Користуючись світлодіодною оптопарою, отримайте і зарисуйте вольт-амперну характеристику фотодіода в неопроміненому і опроміненому станах. Користуючись одержаними даними, оцініть ККД оптопари.

ЛІТЕРАТУРА

1. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники. К.: Выща школа, 1989.- С. 50-77, 89-111.
2. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.– М.: Энергия, 1977.
3. Жеребцов И.П. Основы электроники.- 1989.
4. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника.- 1991.
5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984.- Т.1, С. 69-141.
6. Левинштейн М.Е., Симин Г.С. Барьеры. Библиотечка "Квант". - Вып. 65.- М.: Наука, 1987.
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.- М.: Мир, 1982.- С. 22-25.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 1984. -Т.1.- С.26-29, 65.- Т.2.-С.512-513.

9. Гершунский Б.С. и др. Справочник по основам электронной техники. К.: Вища школа, 1975.- С. 41-49, 224-279.
10. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник / Под общ.ред. Н.Н.Горюнова.- М.: Энергоиздат, 1982.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Напівпровідники *n*– та *p*–типу. Основні та неосновні носії заряду в таких напівпровідниках.
2. *p*–*n*-перехід. Власне електричне поле переходу. Контактна різниця потенціалів. Дифузійний та дрейфовий струми.
3. Пряме та зворотне включення *p*–*n*-переходу. Рух основних та неосновних носіїв через *p*–*n*-перехід під дією прямої та зворотної напруги.
4. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) випрямлювального діода, її залежність від температури. Застосування випрямлювальних діодів в техніці.
5. Оборотний та необоротний електричний пробій *p*–*n*-переходу. ВАХ стабілітрона. Застосування стабілітронів.
6. Тунельний ефект. Енергетична діаграма та ВАХ тунельного діода. Застосування тунельних діодів.
7. Випромінювальна рекомбінація носіїв заряду в напівпровідниках. Принцип роботи і застосування світлодіодів.
8. Внутрішній фотоефект у напівпровідниках. Принцип роботи і застосування фотодіодів. Сонячні батареї.

ДОДАТОК

Маркування діодів

У графічних позначеннях будь-яких діодів використовується стрілочка (трикутник), що позначає анод (позитивний електрод) і перпендикулярна лінія – катод (негативний електрод). Таким чином, стрілочка вказує напрямок прямого струму від більшого потенціалу до меншого, так що з боку стрілочки у діода завжди розташовується p-область p–n-переходу. На **Рис. 12** показані приклади графічного позначення діодів різного призначення на принципових схемах.

Маркування реальних діодів здійснюється за наступним принципом. Перша буква чи цифра позначає матеріал, з якого виготовлено діод: 1 або Г – германій, 2 або К – кремній, 3 або А – арсенід галію. Цифра ставиться на виробах спецпризначення, а буква – на комерційних (загальновживаних). Другий символ – буква, що позначає призначення діода: Д – випрямлювальний, С – стабілітрон, А – тунельний, Л – люмінесцентний (світловипромінювальний), Ц – діодний блок або міст, В – варикап, Н – діністор, У – тірістор. Потім ідуть три цифри. Перша, для випрямлювальних діодів, позначає частотний діапазон і потужність, а дві інші – номер розробки.

Для стабілітронів і стабісторів вони позначають напругу стабілізації. Останній символ – буква (в алфавітному порядку), що відрізняє діод за одним з параметрів в даній групі (наприклад, за максимальною зворотною напругою, за зовнішнім виконанням корпуса і т. п.). Наприклад:

КД103А – кремнієвий випрямлювальний низькочастотний діод малої потужності,

КС119А – кремнієвий стабістор з напругою стабілізації 1,9 В в металевому корпусі,

КС215Б – кремнієвий стабілітрон з напругою стабілізації 15 В в пластмасовому корпусі.

Довідкові параметри деяких діодів

Випрямлювальні діоди

Назва	$I_{прям.\ макс}$, *А*	$U_{звор.\ макс}$, *В*	$U_{прям.\ макс}$, *В*	$P_{макс}$, *Вт*
ГД507А	0,02	20	0,5	0,01
Д9Б	0,04	10	–	0,02
Д220Б	0,05	100	3,75	0,02
Д226Б	0,3	400	1	0,3
КД509А	0,1	50	1,1	0,1
КД522А	0,1	50	1	0,02
КД105(А…Г)	0,3	400 – 800	1	0,3
КД202(А…Р)	5	50 – 600	1	5
КЦ106(А…Г)	0,01	2000 – 10000	20	0,25

Стабілітрони і стабістори

Назва	$I_{макс}$, *мА*	$U_{стаб}$, *В*	$r_{диф}$, *Ом*	*(dU/U)/T, %/град.*
Д808	33	– 7–8,5	6	0,07
Д814В	32	–9–10,5	12	0,09
2С119А	10	+ 1,9	130	0,4
КС139А	70	– 3,9	60	– 0,1
КС212Б	12	± 12,0	24	0,1
КС175Б	18	± 7,5	16	0,07
КС191	15	– 9,1	10	$5 \cdot 10^{-4}$

Світловипромінювальні діоди

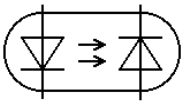
Назва	$I_{макс}$, *мА*	Колір свічення	Довжина хвилі, нм	Інтенс-ть, мВт (мкд)
АЛ102Б	20	червоний	690	(0,1)

АЛ107Б	100	інфрачервоний	950	10
АЛ307А	20	червоний	670	(0,15)
АЛ307В	22	зелений	570	(0,4)
АЛ307Д	22	жовтий	560, 700	(0,4)

Фотодіоди

Назва	Чутливість, А/Вт	Область чутливості, мкм
ФД-3А	0,03	0,4 – 1,8
ФД-7К	0,1	0,4 – 1,1
ФД-20КП	0,3	0,5 – 1,1
ФД-256	0,6	0,4 – 1,1

Оптопари



Назва	Вхідний струм, мА	***К.к.д. за струмом, %***	Діаметр, мм
АОД101Б	20	1	2,5
АОД130А	20	1	10,0

Характеристики вітчизняних та імпортних діодів можна знайти на сайтах: *www.rlocman.ru, www.chipinfo.ru, www.national.com*



Рис. 12. Умовні позначення деяких діодів.

Лабораторна робота № 4

ТРАНЗИСТОРИ

Ця лабораторна робота присвячена вивченню вольт-амперних характеристик *транзисторів* – керованих нелінійних елементів, на основі яких можна створювати підсилювачі електричних сигналів.

Біполярний транзистор – це напівпровідниковий прилад з двома *p-n*–переходами, що взаємодіють між собою, та трьома виводами, підсилювальні властивості якого зумовлені явищами інжекції (введення) та екстракції (вилучення) *неосновних* носіїв заряду.

Вихідна вольт-амперна характеристика (ВАХ) біполярного транзистора – це залежність сили струму колектора $I_к$ від напруги між колектором та емітером $U_{ке}$ при певному значенні струму бази $I_б$ (або напруги між базою та емітером $U_{бе}$) в схемі зі спільним емітером.

Польовий (уніполярний) транзистор – це напівпровідниковий прилад, підсилювальні властивості якого зумовлені струмом *основних* носіїв, що течуть по провідному каналу, провідність якого керується зовнішнім електричним полем.

Польовий транзистор з керувальним електродом – це польовий транзистор, керування струмом основних носіїв у якому здійснюється за допомогою *p-n*–переходу, зміщеного у зворотному напрямі.

Вихідна вольт-амперна характеристика (ВАХ) польового транзистора – це залежність сили струму стоку $I_с$ від напруги між стоком та витоком $U_{св}$ при певному значенні напруги між затвором та витоком $U_{зв}$.

Мета роботи: дослідити вихідні характеристики транзисторів різних типів.

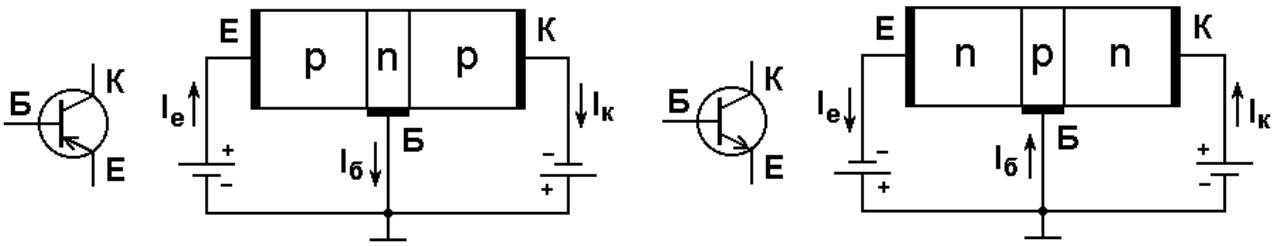
Метод вимірювання: 1) одержання зображення ВАХ транзисторів на екрані двоканального осцилографа, що працює в режимі характериографа, 2) побудова сімейства ВАХ шляхом вимірювання певної кількості значень сили струму $I_к$, що відповідають певним значенням напруги $U_{ке}$ (для певної сили струму бази $I_б$ або напруги $U_{бе}$) для *біполярного* транзистора та певної кількості значень сили струму стоку $I_с$, що відповідають певним значенням напруги $U_{св}$ (для певних значень напруги між затвором і витоком $U_{зв}$) для *польового* транзистора, подання результатів вимірів у вигляді графіків.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Основна функція, яку виконує транзистор (від англ. *transfer* – переносити і *resistor* – опір), подібна до функції звичайного водогінного крана: невеликим зусиллям руки керувати сильним напором води у трубі. У схемі з транзистором за допомогою вхідного сигналу малої потужності можна керувати вихідним сигналом великої потужності.

Існує два найпоширеніших різновиди транзисторів – *біполярні* та *уніполярні* (або *польові*) транзистори.

Біполярний транзистор (англ. *bipolar transistor*) являє собою сукупність двох *p*-*n*–переходів, складених з двох *p*-областей і однієї *n*-області (структура типу *p*-*n*-*p*) або з двох *n*-областей і однієї *p*-області (структура типу *n*-*p*-*n*). Одна з крайніх областей носить назву *емітера* (від англ. *emit* – випускати, випромінювати), а інша – *колектора* (від англ. *collect* – збирати), середню область називають *базою*. База-емітерний (або просто емітерний) *p*-*n*-перехід включають у прямому напрямку, а база-колекторний (або просто колекторний) *p*-*n*-перехід – у зворотному (**Рис. 1**).



(а) (б)

Рис. 1. Умовні позначення і схеми підключення джерел живлення для біполярних транзисторів типу *p*-*n*-*p* (а) і типу *n*-*p*-*n* (б).

Роботу біполярного транзистора (наприклад, типу *p*-*n*-*p*) зручно розглядати при включенні його за так званою схемою зі спільною базою (**Рис. 1а**), коли вивід бази є спільним для вхідного струму (вхідної напруги) та вихідного струму (вихідної напруги). Вихідним струмом транзистора в такій схемі є струм колектора $I_к$. Цей струм є нічим іншим як струмом неосновних носіїв, що протікає через *p*-*n*–перехід, увімкнений у зворотному напрямку (для транзистора типу *p*-*n*-*p* це струм дірок). При нульовій різниці потенціалів між емітером і базою (закороченому вході транзистора) вихідна ВАХ збігається з ВАХ напівпровідникового діода, до якого прикладено напругу у зворотному напрямку. Характерною є слабка залежність струму колектора $I_к$ від різниці потенціалів $U_{кб}$. Оскільки струм $I_к$ залежить виключно від концентрації неосновних носіїв у базі поблизу колекторного переходу, то змінюючи цю концентрацію можна змінювати струм колектора $I_к$. Зміна концентрації неосновних носіїв у базі і, зокрема, біля колекторного переходу досягається їх введенням (емісією) в базу через емітерний перехід. Не всі введені в базу з боку емітерного переходу неосновні носії заряду (в нашому випадку дірки) досягають колекторного переходу, оскільки в базовій області вони можуть рекомбінувати з основними носіями (в нашому випадку електронами). При цьому в базу підтягуються електрони зі спільного вивода бази, тобто з бази витікає струм бази $I_б$ (нагадаємо, що напрямок струму протилежний напрямку руху електронів).

Таким чином, струм через емітер транзистора $I_е$ дорівнює (**Рис. 2**)

$$I_е = I_к + I_б. \qquad (1)$$

В хороших транзисторах $I_б << I_к$ і тому в багатьох випадках можна вважати, що

$$I_к \approx I_е. \qquad (2)$$

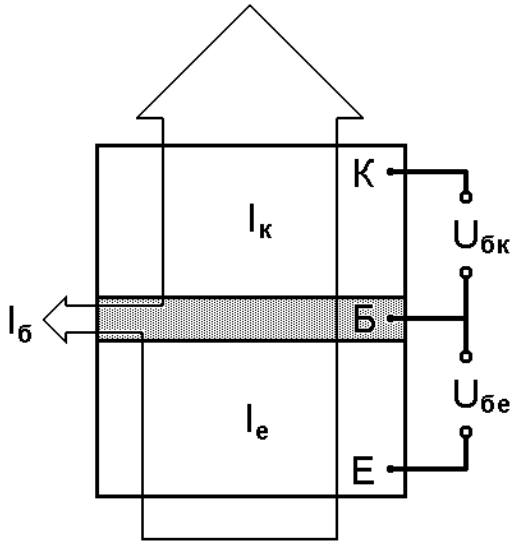


Рис. 2. Розподіл струмів у біполярному транзисторі типу *p-n-p*.

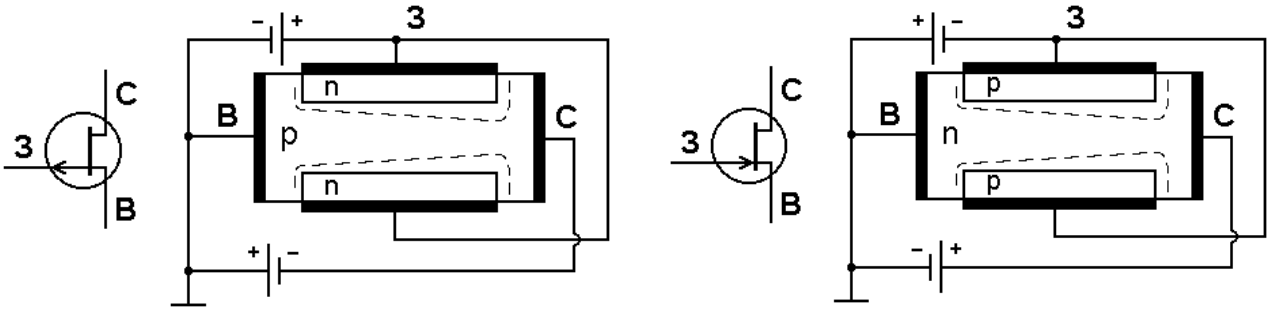
Таким чином, величина струму бази $I_б$ є показником темпу рекомбінації в базовій області. Для зменшення цієї рекомбінації вживають спеціальних заходів, наприклад, зменшують товщину бази. Збільшення концентрації неосновних носіїв поблизу колекторного переходу призводить до зростання струму колектора $I_к$, не змінюючи суттєво характеру його залежності від колекторної напруги $U_{бк}$: колекторний струм стає більшим, але в області насичення, як і раніше, слабо залежить від $U_{бк}$.

Оскільки спад напруги $U_{бе}$ на переході емітер-база, включеному в прямому напрямку, є незначним (0,2–0,7 В для різних типів транзисторів), а зворотна напруга $U_{бк}$ на переході база-колектор може становити десятки вольт і струм $I_к \approx I_е$, то маємо підсилення електричної потужності (нагадаємо, що потужність – це добуток сили струму на напругу) в десятки разів.

Принцип дії транзисторів типу *n-p-n* не відрізняються від розглянутого вище, лише в область бази вводяться з емітера не дірки, а електрони. Полярність прикладеної до переходів напруги є також протилежною (**Рис. 1б**). На **Рис. 1** також показані умовні позначення біполярних транзисторів на електричних схемах. Стрілка в позначеннях емітера вказує напрямок прямого струму через база-емітерний перехід.

Принцип роботи польових транзисторів простіший за принцип дії біполярних транзисторів. Польовий транзистор являє собою триелектродний прилад, в якому струм створюють основні носії заряду під дією повздовжнього електричного поля, а керування величиною цього струму здійснюється поперечним електричним полем, що створюється напругою, прикладеною до керувального електрода.

За конструктивними особливостями всі польові транзистори (англ. *field-effect transistor, FET*) поділяються на дві групи: 1) польові транзистори з *p*-*n*-переходом та 2) польові транзистори з ізольованим затвором.



(а) (б)

Рис. 3. Умовні позначення і схеми підключення джерел живлення для польових транзисторів з *p*–*n*-переходом і каналом *p*-типу (а) та каналом *n*-типу (б). Пунктиром показано границі включених у зворотному напрямку *p*-*n*–переходів.

На **Рис. 3** наведено схематичне зображення конструкції польових транзисторів з *p*-*n*-переходом і схеми їх включення. Тонкий шар напівпровідника *n*-типу (або *p*-типу), обмежений з двох боків *p*-*n*-переходами, називають *каналом* (англ. *channel*). Канал включають в електричне коло за допомогою двох електродів, один з яких називають *витоком* (рос. *исток*, англ. *source*), а другий – *стоком* (англ. *drain*). Електрод, який приєднується в поперечному напрямку до областей *p*-типу (або *n*-типу), відповідно, є керувальним і носить назву *затвора* (англ. *gate*). Величина струму в каналі (за відсутності керувальної дії затвора) залежить від напруги, прикладеної між стоком і витоком, та від опору напівпровідникової пластинки між цими виводами. Якщо для транзистора з *p*-каналом до затвора прикласти позитивну відносно витока напругу, то це призведе до збільшення товщини *p*-*n*-переходу і, відповідно, до зменшення площі перерізу каналу. Зі зменшенням перерізу каналу збільшується опір між стоком та витоком, що призводить до зменшення величини струму крізь канал.

Таким чином, керування струмом каналу здійснюється напругою на затворі, яка відповідає зворотній напрузі на керувальному *p*-*n*-переході. Оскільки керувальний струм дуже малий, то потужність керування буде мізерною. В той же час струм каналу може бути досить великим, а керувальний

вплив може знижувати його до нуля. Напруга на затворі, при якій струм крізь канал припиняється, називають *напругою відсічки*.

Польові транзистори з ізольованим затвором мають структуру метал-діелектрик-напівпровідник (МДН-транзистори, англ. *MIS transistors*) (**Рис. 4**). Як діелектрик може використовуватись плівка двоокису кремнію SiO_2 і тому такі транзистори ще називають транзисторами зі структорою метал-оксид-напівпровідник (МОН-транзистори, англ. *MOS transistors*). Основою приладу є пластинка (підкладка) з монокристалічного кремнію *p*-типу. Області стоку та витоку являють собою ділянки кремнію, сильнолеговані домішками *n*-типу (такі області позначають символом n^+). Відстань між стоком та витоком – близько 1 мкм.

Наявність діелектрика знімає обмеження на полярність прикладеної до затвора напруги: вона може бути як позитивною, так і негативною, причому в обох випадках струм затвора відсутній.

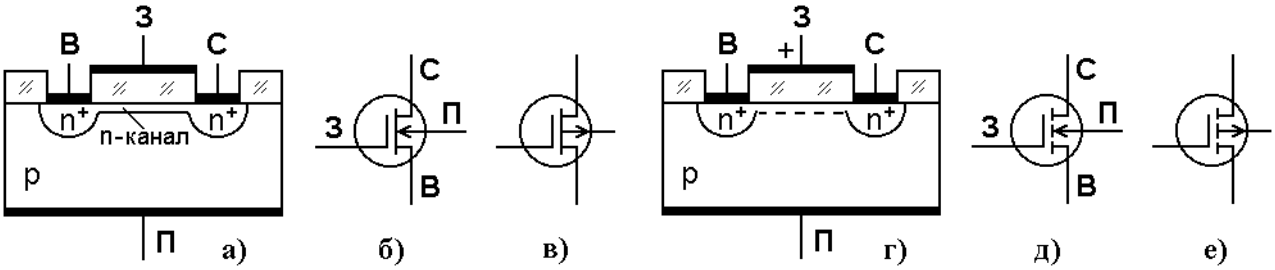


Рис. 4. Будова та умовні позначення польових транзисторів з ізольованим затвором і вбудованим каналом *n*-типу (а, б) і *p*-типу (в) та польових транзисторів з ізольованим затвором й індукованим каналом *n*-типу (г, д) і *p*-типу (е).

На **Рис. 4** показані два основні різновиди МДН-транзисторів. У першому з них між сильнолегованими областями витоку і стоку є спеціально створений канал того ж типу провідності, що й області витоку й стоку (*вбудований канал*) (**Рис. 4а**). Провідність такого каналу регулюється напругою на затворі відносно витоку. У випадку вбудованого каналу *n*-типу негативна напруга на затворі «виштовхує» електрони з каналу і його провідність зменшується (*режим збіднення*), а позитивна напруга – «притягує» електрони і провідність каналу зростає (*режим збагачення*). У другому різновиді МДН-транзисторів канал спеціально не створюється (**Рис. 4г**). Тому при нульовій напрузі на затворі провідність між витоком і стоком практично відсутня. Однак при достатньо великій позитивній напрузі на затворі відносно витоку і підкладки у приповерхневий шар напівпровідника між витоком і стоком під дією електричного поля втягуються електрони з підкладки *p*-типу (де вони є неосновними носіями) та з сильнолегованих n^+-областей витоку й стоку (де вони є основними носіями). Таким чином, між витоком і стоком утворюється *індукований канал* (зображний пунктиром на **Рис. 4г**), по якому може протікати

струм. Зрозуміло, що МДН-транзистори з індукованим каналом можуть працювати лише в режимі збагачення.

Польові транзистори з ізольованим затвором знаходять широке застосування в сучасній електроніці. Зокрема, на їх основі побудовані напівпровідникові запам'ятовувальні пристрої (флеш-пам'ять, англ. *flash memory*) та приймачі оптичного випромінювання (світлочутливі прилади з зарядовим зв'язком, англ. *photosensitive charge-coupled devices (CCD)*).

Схеми включення і характеристики транзисторів

Транзистор в схемах включення можна розглядати як активний чотириполюсник (**Рис. 5**). Оскільки транзистор має тільки три виводи (емітер, базу, колектор або витік, затвор, стік), то в схемі чотириполюсника один з виводів є спільним для входу і виходу. В залежності від того, який з виводів транзистора вибрано спільним, розрізняють три схеми включення: зі спільною базою (затвором), спільним емітером (витоком) та спільним колектором (стоком).

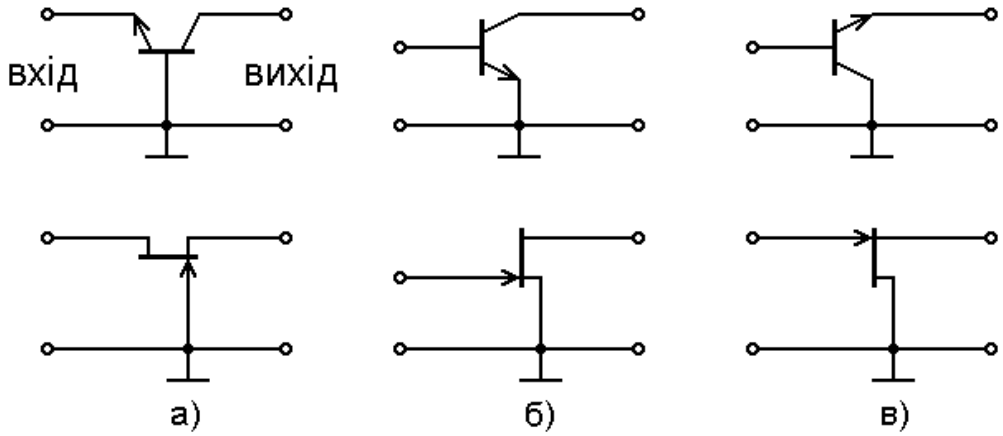


Рис. 5. Схеми включення транзисторів: а) зі спільною базою (затвором), б) зі спільним емітером (витоком), в) зі спільним колектором (стоком).

Для дослідження властивостей транзистора звичайно використовують так звані *вхідні* та *вихідні характеристики*. Вхідна характеристика – це залежність вхідного струму від вхідної напруги (при постійній вихідній напрузі), а вихідна – залежність вихідного струму від вихідної напруги (при постійній вхідній). В кожній зі схем включення вхідними і вихідними будуть різні ланки транзистора, тому й характеристики в різних схемах включення будуть відрізнятися.

Однією з найпоширеніших схем включення є схема зі спільним емітером (**Рис. 6а**). Вхідною характеристикою в цьому випадку є функція струму бази від напруги між базою та емітером при постійній напрузі колектор-емітер (**Рис. 6б**), а вихідною – зв`язок між струмом колектора і напругою між колектором та емітером при фіксованій напрузі база-емітер (**Рис. 6в**). Вхідна характеристика подібна до ВАХ *p-n*–переходу, включеного у прямому напрямку. Іноді замість вхідної характеристики користуються так званою *передавальною* – залежністю

струму колектора від база-емітерної напруги при постійній напрузі колектор-емітер – як більш інформативною (**Рис. 6г**).

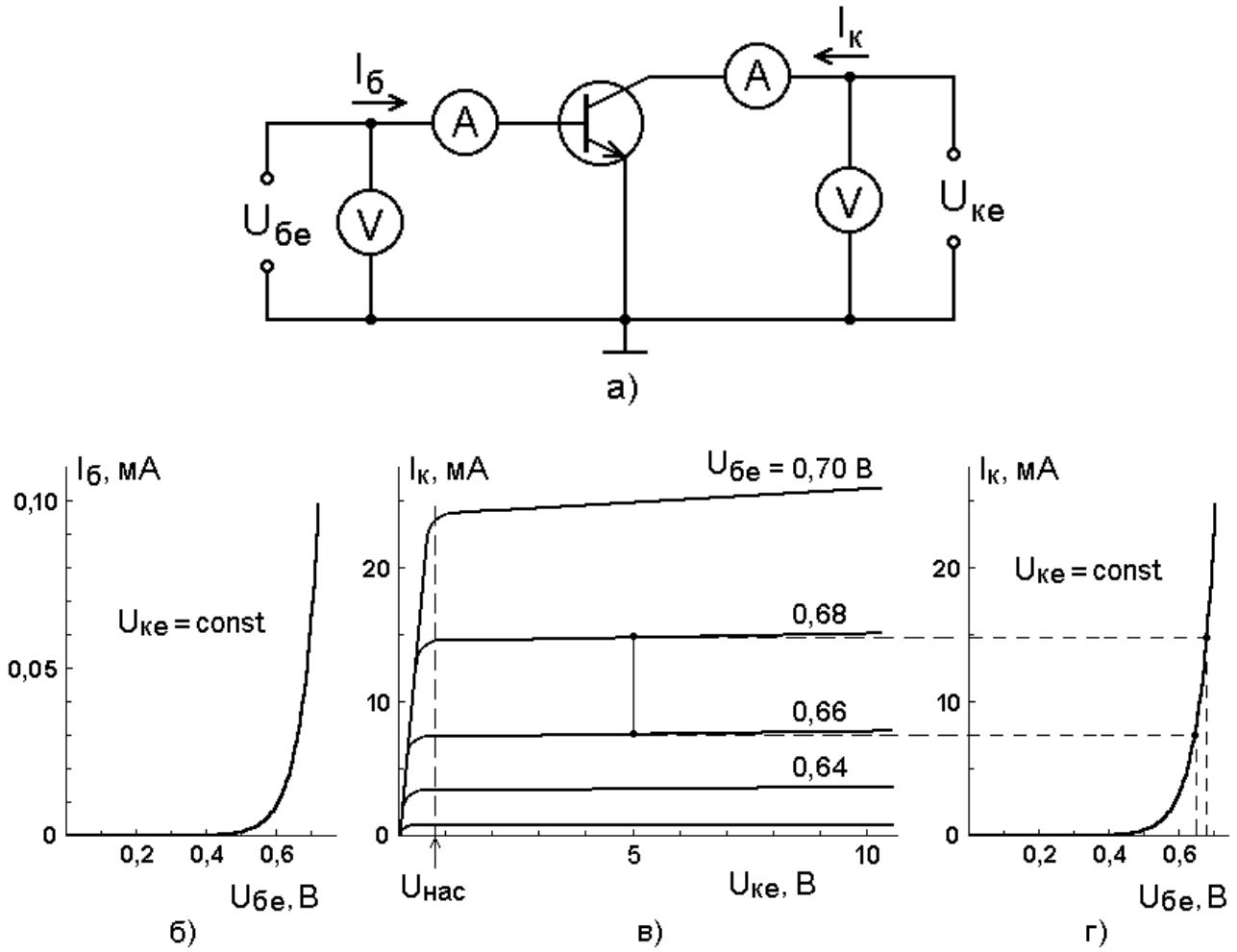


Рис. 6. Схема вимірювання (а) вольт-амперних характеристик кремнієвого біполярного транзистора, включеного за схемою зі спільним емітером: вхідної (б), вихідної (в), передавальної (г).

Однією з особливостей біполярного транзистора є те, що колекторний струм на вихідній характеристиці мало змінюється після досягнення певного значення, яке називають *струмом насичення* $I_{нас}$. Напруга, при якій характеристика має вигин і колекторний струм досягає насичення, називається *напругою насичення* $U_{нас}$ (див. **Рис. 6в**).

Іншою особливістю є те, що малої зміни вхідної напруги виявляється достатньо, щоб викликати відносно великі зміни колекторного струму. Це досить добре видно з передавальної характеристики, яка подібна до вхідної характеристики.

Якщо через транзистор тече великий вихідний струм (в схемі зі спільним емітером це струм $I_к$), то кажуть, що транзистор *відкритий*, якщо ж вихідний струм малий, то кажуть, що транзистор *закритий* (цим двом випадкам відповідають, наприклад, верхня і нижня криві на **Рис. 6в** при $U_{ке}>U_{нас}$). У

кожному з цих двох станів транзистор може перебувати нескінченно довго (якщо не відключати напругу живлення). Перевести транзистор із закритого стану у відкритий і навпаки можна лише за рахунок зовнішнього впливу, наприклад шляхом подачі на вхід транзистора імпульса напруги позитивної чи негативної полярності. Отже, транзистор може перебувати у двох різних стійких станах (тобто він являє собою *бістабільний елемент*), що забезпечує йому широке застосування як швидкодійного елемента безконтактних переключальних пристроїв.

Звичайно транзистор використовують в схемах підсилення відносно невеликих змінних напруг. Тому для розрахунку таких схем вводять деякі параметри транзисторів, зручні для опису його властивостей на тій чи іншій ділянці ВАХ. Назвемо деякі найбільш вживані. Залежність колекторного струму від напруги колектор-емітер на ділянці насичення вихідної характеристики описується *диференціальним вихідним опором*

$$R_{вих} = dU_{ке} / dI_к \text{ при } U_{бе} = \text{const}. \qquad (3)$$

Диференціальний вхідний опір можна визначити за вхідною характеристикою як

$$R_{вх} = dU_{бе} / dI_б \text{ при } U_{ке} = \text{const}. \qquad (4)$$

Оскільки ця характеристика описується такою ж експоненційою функцією, що й передавальна, то колекторний струм буде пропорційний базовому. Коефіцієнт пропорційності

$$B = I_к / I_б \qquad (5)$$

називають *статичним коефіцієнтом підсилення за струмом*. Однак пропорційність має місце тільки в обмеженій області струму, тому що B залежить від $I_к$. Ця залежність показана на **Рис. 7**. *Диференціальний коефіцієнт підсилення за струмом* при фіксованій напрузі між колектором і емітером визначається виразом:

$$\beta = dI_к / dI_б \text{ при } U_{ке} = \text{const}. \qquad (6)$$

Залежність цієї величини від $I_к$ також показана на **Рис. 7**.

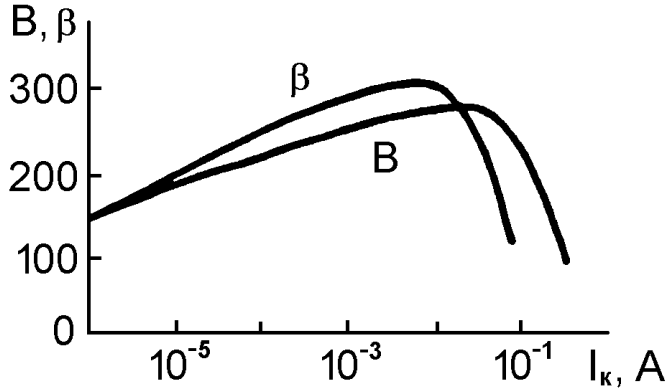


Рис. 7. Залежність статичного (B) і диференціального (β) коефіцієнтів підсилення за струмом біполярного транзистора від величини сили струму колектора.

На **Рис. 8** зображено сімейство характеристик типового польового транзистора з керувальним *p*-*n*-переходом. Вигляд цих характеристик подібний до характеристик біполярних транзисторів. При цьому стік відповідає колектору, витік – емітеру, а затвор – базі біполярного транзистора. Відмінність полягає в діапазоні напруг між затвором і витоком $U_{зв}$. Напруга, при якій струм стоку I_c сягає мінімального значення, називають *напругою відсічки*. При напругах затвор-витік, більших за $U_{відс}$, передавальна характеристика польового транзистора, представлена на **Рис. 8а**, описується рівнянням:

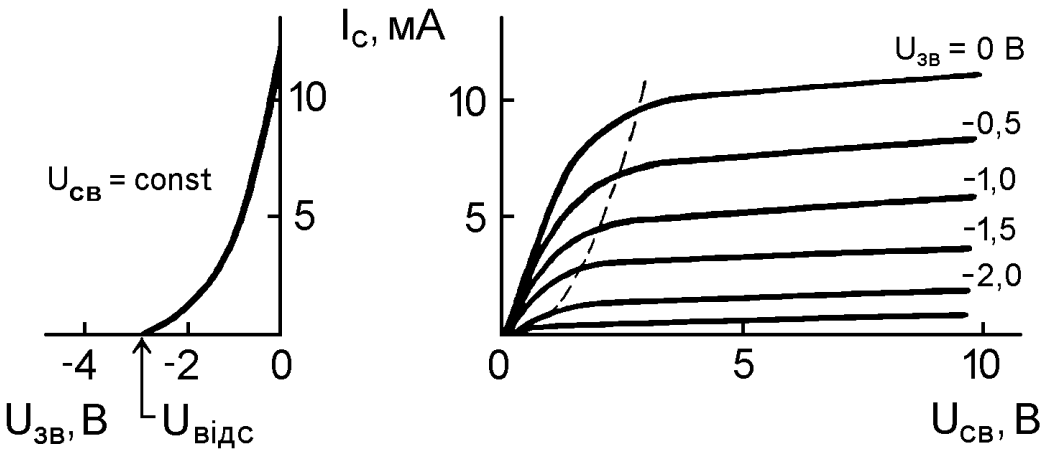
$$I_c = I_{c0} \left(1 - U_{зв} / U_{відс}\right)^2 , \qquad (7)$$

тут I_{c0} – струм стоку при $U_{зв} = 0$. На практиці ця величина струму стоку для польового транзистора з керувальним *p*-*n*-переходом є граничною, тому що позитивних напруг затвор-витік намагаються уникати, щоб не втрачати переваг, зумовлених малим струмом затвора.

За передавальною характеристикою польового транзистора можна визначити такий його параметр, як *крутизна*

$$S = dI_c / dU_{зв} \text{ при } U_{св} = \text{const}. \qquad (8)$$

Максимального значення крутизна досягає при $I_c = I_{c0}$.



(а) (б)

Рис. 8. Вольт-амперні характеристики польового транзистора з *p–n*-переходом: а) передавальна, б) вихідна. Пунктиром відокремлено область насичення.

На **Рис. 8б** наведені вихідні характеристики польового транзистора. Польовий транзистор може керуватися напругою $U_{зв}$. Струм насичення стоку, як і у випадку біполярного транзистора, залежить від напруги $U_{зв}$. Для польового транзистора, як і для біполярного, можна ввести *диференціальний вихідний опір*

$$R_{вих} = dU_{зв} / dI_c \quad \text{при} \quad U_{св} = \text{const}. \qquad (9)$$

Серед важливих характеристик транзисторів слід також вказати граничні параметри, які не можна перевищувати. До них відносяться максимально припустимі струми і напруги, а також (особливо для потужних транзисторів) максимально припустима потужність розсіювання. На **Рис. 9** зображено область припустимих значень напруг і струмів вихідної характеристики транзистора, зумовлених максимальним колекторним струмом $I_{к\ макс}$, максимальною тепловою потужністю розсіювання $P_{макс}$ і максимальною напругою колектор-емітер $U_{ке\ макс}$.

Теплова потужність, розсіювана транзистором, дорівнює

$$P_{розс} \approx I_к \cdot U_{ке} \qquad (10)$$

Вона визначає температуру $T_{тр}$, до якої нагріватиметься транзистор під час роботи. За законом Ньютона для тепловіддачі у стаціонарному режимі (коли температура вже встановилася)

$$P_{розс} = \alpha \cdot S \cdot (T_{тр} - T_0), \qquad (11)$$

де α – коефіцієнт тепловіддачі, S – площа нагрітої поверхні транзистора, яка віддає тепло у навколишнє середовище, T_0 – температура навколишнього середовища.

Максимально припустимі температури колекторного переходу (а не самого корпуса транзистора !) становлять 150-200 ^{0}C для кремнієвих та 90-100 ^{0}C для германієвих транзисторів. Якщо транзистор встановити на спеціальний тепловідвід (радіатор), тобто збільшити площу тепловіддачі S, або ж обдувати його потоком повітря (збільшити α), то максимальну потужність розсіювання можна збільшити і працювати при більших значеннях струмів і напруг або при вищих температурах навколишнього середовища.

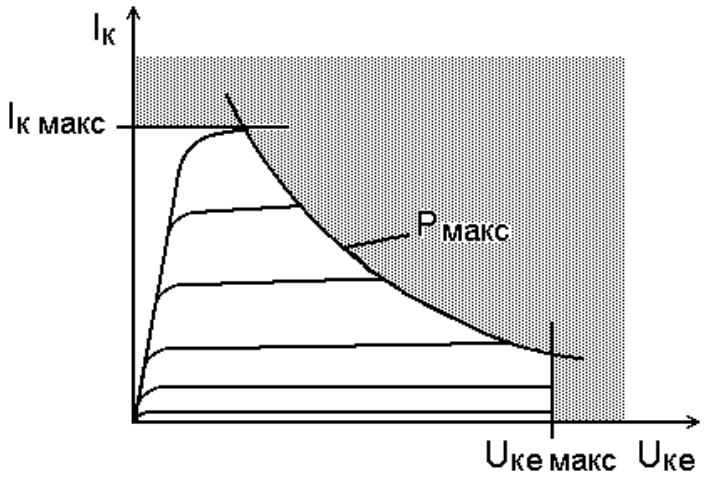


Рис. 9. Зони граничних параметрів біполярного транзистора.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: 1) генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, 2) двоканальний осцилограф С1-83, 3) аналогові або цифрові мікро- чи міліамперметр та вольтметр, 4) блок живлення (+15 В, 0, –15 В), 5) макетні плати з досліджуваними транзисторами.

Для отримання вихідних характеристик транзисторів використовується двоканальний осцилограф, що працює в режимі характериографа: для одержання вихідної характеристики потрібно до пластин горизонтального відхилення (канал I в режимі X-Y) прикласти *вихідну напругу* U_X , а до пластин вертикального відхилення (канал II) – напругу U_Y , яка пропорційна *вихідному струму*.

Блок-схема експериментальної установки аналогічна наведеній у лабораторній роботі № 3 (**Рис. 10)**.

Електрична схема для вимірювання вихідних характеристик біполярних (а) та польових (б) транзисторів за схемою зі спільним емітером (витоком) подана на **Рис. 10**. Вимірювання струму колектора замінене вимірюванням струму емітера внаслідок неможливості здійснення заземлення резистора, з якого знімали б напругу, пропорційну струмові колектора, і завдяки малій

різниці між цими струмами (при коефіцієнті підсилення за струмом транзистора, більшому ніж 50, похибка не перевищуватиме 2 %). Для схеми на **Рис. 10а** з урахуванням співвідношень (1) і (2) маємо:

$$U_Y = I_e \cdot R_e \approx I_к \cdot R_e,$$

$$U_X = U_{кe} + U_Y. \qquad (12)$$

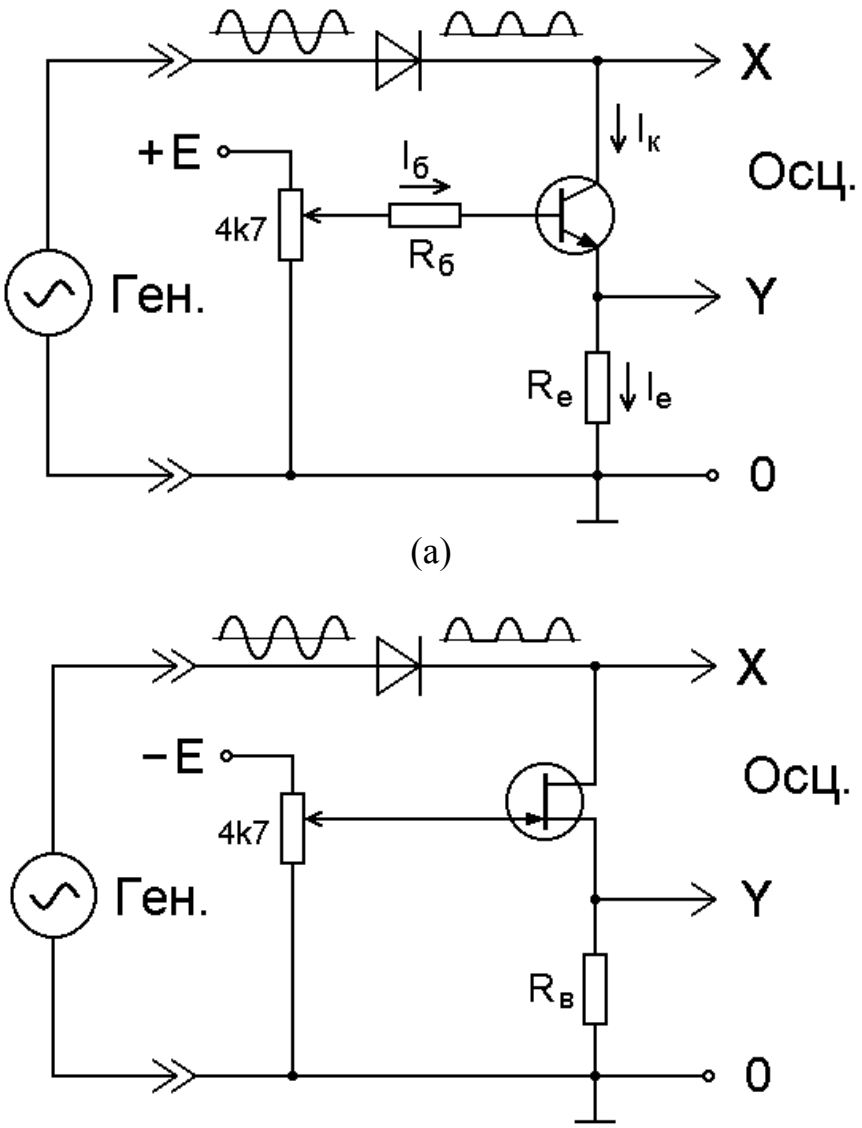


Рис. 10. Електрична схема для спостереження на екрані двоканального осцилографа вихідних вольт-амперних характеристик біполярних (а) та польових (б) транзисторів у схемі зі спільним емітером (витоком). Значком ⇉ позначені місця електричних з'єднань.

Звідси шляхом простих алгебраїчних перетворень одержуємо:

$$I_к \approx U_Y / R_e,$$

$$U_{ке} = U_X - U_Y. \qquad (13)$$

У схемі на **Рис. 10а** опори $R_б$ і $R_е$ є датчиками струмів бази і емітера відповідно, оскільки напруги, які вимірюються на них, пропорційні відповідним струмам.

Полярність напруги, котра подається в колекторне коло, повинна відповідати типу транзистора, що досліджується, і не повинна змінювати знак. Тому в схемі встановлено діод, який запобігає подачі зворотної півхвилі напруги від генератора гармонічних сигналів Г3-118.

До особливостей вищезгаданої схеми слід віднести наявність додаткового джерела напруги для отримання сімейств вихідних характеристик при різних напругах на базі (затворі) транзистора за допомогою потенціометра.

ЗАВДАННЯ

1. На макетній платі зберіть схему для вимірювання вольт-амперних характеристик транзисторів.

2. Отримайте на екрані осцилографа і зарисуйте сімейство (не менше п`яти) вихідних характеристик транзисторів, запропонованих викладачем.

3. Визначте з отриманих характеристик наступні параметри *біполярних* транзисторів:

- коефіцієнт підсилення за струмом для різних значень $I_к$;
- диференціальний вихідний опір;
- напругу насичення і її залежність від $I_к$;

та параметри *польових* транзисторів:

- крутизну;
- напругу відсічки;
- диференціальний вихідний опір;
- максимальний струм стоку $I_{с\ макс}$ при $U_{зв} = 0$.

ЛІТЕРАТУРА

1. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники. К.: Вища школа, 1989.- С.112-154.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1982. - С.28-66.
3. Жеребцов И.П. Основы электроники.- 1989.
4. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника.- 1991.
5. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.- М.: Энергия, 1977.
6. Гуртов В.А. Полевые транзисторы со структорой металл-диэлектрик-полупроводник. – Петрозаводск, 1984.
7. Гершунский Б.С. и др. Справочник по основам электронной техники.- К.: Вища школа.- С.280-300, 317-329.

8. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник / Под общ. ред. Н.Н.Горюнова. - М.: Энергоиздат, 1983.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Будова, типи та умовні позначення біполярних транзисторів.
2. Принцип роботи біполярного транзистора. Зв'язок між величинами струмів емітера, бази та колектора.
3. Схеми включення біполярних транзисторів зі спільною базою та зі спільним емітером. Яка з цих схем забезпечує підсилення струму? Статичний та диференціальний коефіцієнти підсилення транзистора за струмом.
4. Вхідні та вихідні характеристики біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером. Пояснити форму вихідних характеристик транзистора для такої схеми.
5. Будова, типи та умовні позначення польових транзисторів.
6. Схема включення та принцип дії польового транзистора з *p*–*n*-переходом.
7. Вихідні (стокові) та стокозатворна характеристики польового транзистора з *p*–*n*-переходом. Напруга насичення, напруга відсічки. Крутизна характеристики.
8. П ринцип роботи польового транзистора з ізольованим затвором. Стокові та стокозатворні характеристики такого транзистора.

ДОДАТОК

Маркування транзисторів

Позначення та маркування транзисторів здійснюються за принципом, подібним до принципу, що використовується для діодів.

Перша буква (або цифра) позначає матеріал:

Г (або 1) - германій (Ge),
К (або 2) - кремній (Si),
А (або 3) - арсенід галію (GaAs).

Друга буква – тип приладу:

Т - біполярний транзистор,
П - польовий транзистор.

Далі йдуть три (або чотири) цифри, перша з яких (третій символ) позначає розсіювану потужність та частотні властивості транзистора:

1 - низькочастотний
2 - середньочастотний } малої потужності
3 - високочастотний

4 - низькочастотний
5 - середньочастотний } середньої потужності
6 - високочастотний

7 - низькочастотний
8 - середньочастотний } великої потужності
9 - високочастотний

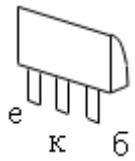
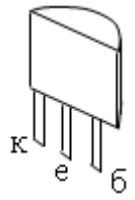
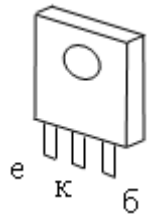
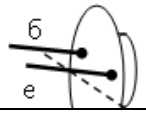
Наступні дві (три) цифри вказують номер розробки і, відповідно, визначають параметри конкретного транзистора, котрі вказуються в каталогах виробника або довідниках (див. наприклад, [8]).

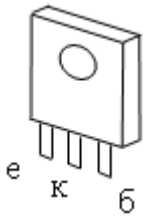
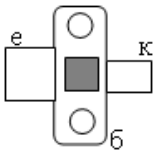
Далі можуть йти літери, що відрізняють транзистори даної розробки. Наприклад: КТ815Г – кремнієвий біполярний середньочастотний транзистор великої потужності,

ГТ349А – германієвий біполярний високочастотний транзистор малої потужності,

2П103А – кремнієвий польовий низькочастотний транзистор малої потужності.

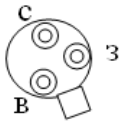
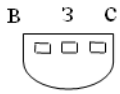
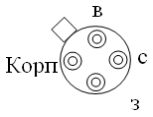
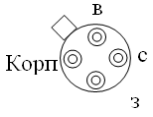
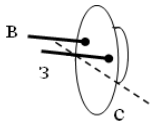
В таблицях наведені зовнішній вигляд деяких транзисторів і вказані їх найважливіші параметри.

Біполярні транзистори								
Назва	Тип	$I_{кб0}$, мА (мкА)	$U_{ке\ макс}$, В	h_{21e}	$f_{гр}$, МГц	$I_{к\ макс\ (і)}$, А	$P_{к\ макс}$, Вт	Зовнішн. вигляд транзис-тора
КТ315А	*n-p-n*	(<0,5)	25	30-120	>250	0,1	0,15	
КТ361А	*p-n-p*	(<1)	25	20-90	>250	0,05	0,15	
КТ502А	*p-n-p*	(<1)	40	40-120	5-50	0,15	0,35	
КТ503А	*n-p-n*	(<1)	40	40-120	5-50	0,15	0,35	
КТ814А	*p-n-p*	0,5	40	>40	>3	1,5(3)	1	
КТ815А	*n-p-n*	0,5	40	>40	>3	1,5(3)	1	
КТ825Г	*p-n-p*	<1	90	750	>4	20(30)	125	

КТ827Б	*n-p-n*	<3	80	>750	>4	20(40)	125	
КТ846А	*n-p-n*	<1	1500	>4	2	5(7)	12	
КТ972	*n-p-n*	<1	60	>750	>200	4	8	
КТ973	*p-n-p*	<1	60	>750	>200	4	8	
КТ977А	*n-p-n*	<25	50	>10	1500	8	200	 Вигляд знизу

$I_{кбо}$ – зворотний струм колектора (струм через колекторний перехід при заданій зворотній напрузі колектор-база і розімкнутому виводі емітера)
$U_{ке\ макс}$ – максимально припустима напруга колектор-емітер
$h_{21е}$ – статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора (відношення постійного струму колектора до постійного струму бази для заданої зворотної постійної напруги колектор-емітер в схемі зі спільним емітером)
$f_{гр}$, **МГц** – гранична частота коефіцієнта передачі струму в схемі зі спільним емітером (частота, для якої модуль коефіцієнта передачі струму в схемі зі спільним емітером прямує до одиниці)
$I_{к\ макс(і)}$ – максимально припустимий (імпульсний) струм колектора
$P_{к\ макс}$ – максимально припустима постійна розсіювана потужність колектора транзистора без тепловідводу (без радіатора)

Польові транзистори								
Назва	Тип	$I_{с\ поч.}$, мА (мкА)	$U_{св\ макс}$, В	*S*, мА(А)/ В	$U_{зв\ відс}$, В	$I_{с\ макс\ (і)}$, *мА (А)*	$P_{с\ макс}$, Вт	Зовнішн. вигляд транзис-тора (вигляд знизу)

КП103Е 	*p-n* перехід з *p*-каналом	0,3-2,5	10	0,4-2,4	< 2,4		0,07	
КП103ЕР1 	*p-n* перехід з *p*-каналом	0,3-2,5	10	0,4-2,4	< 2,4		0,07	
КП302А 	*p-n* перехід з *n*-каналом	3-24	20	>5	< -5	24	0,3	
КП303А 	*p-n* перехід з *n*-каналом	0,5-2,5	25	1-4	< -3	20	0,2	
КП305Д 	ізольований затвор вбудован. *n*-канал	4	15	5-10	>-6	15	0,15	
КП802А 	*p-n* перехід з *n*-каналом		500	>800	-25	2500	40	

***$I_{с\ поч.}$*, мА(мкА)** – початковий струм стоку польового транзистора (струм для випадку, коли напруга між затвором і витоком дорівнює нулю і коли напруга між стоком і витоком більше напруги насичення)

***$U_{св\ макс}$*, В** – максимально припустима постійна напруга між стоком і витоком

***S*, мА(А)/В** – крутизна характеристики польового транзистора (відношення зміни струму стоку до зміни напруги на затворі для випадку короткого замикання за змінним струмом на виході транзистора зі спільним витоком).

***$U_{зв\ відс}$*, В** – напруга відсічки польового транзистора (напруга між затвором і витоком польового транзистора з p-n переходом або з ізольованим затвором, який працює в режимі збіднення, для якої струм стоку досягає заданого малого рівня)

***$I_{\ с\ макс}$* (і), мА(А)** – максимально припустимий струм стоку

P ***с макс*****, Вт** – максимально припустима постійна розсіювана потужність на транзисторі без тепловідводу (без радіатора)

Характеристики вітчизняних та імпортних транзисторів можна знайти на сайтах: *www.rlocman.ru, www.chipinfo.ru, www.national.com*

Лабораторна робота № 5

ПІДСИЛЮВАЧІ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Ця робота присвячена принципам побудови найпростіших *підсилювальних каскадів на транзисторах*, які є основою складніших схем, в тому числі й інтегральних.

Підсилювач електричних сигналів – радіоелектронний пристрій, що перетворює вхідний електричний сигнал, який являє собою залежність від часу напруги $U_{вх}(t)$ або струму $I_{вх}(t)$, у пропорційний йому вихідний сигнал $U_{вих}(t)$ або $I_{вих}(t)$, потужність якого *перевищує* потужність вхідного сигналу.

Підсилювальний каскад – підсилювач, який містить мінімальне число підсилювальних елементів (1–2 транзистори) і може входити до складу багатокаскадного підсилювача.

Коефіцієнт передачі за напругою K_u – відношення амплітуди вихідного напруги підсилювача до амплітуди вхідної.

Мета роботи: виміряти коефіцієнти передачі за напругою підсилювальних каскадів різних типів для гармонічних і імпульсних вхідних сигналів, а також зсуви фаз між вихідними і вхідними сигналами.

Метод вимірювання – це *метод співставлення*: одночасне спостереження вхідного та вихідного сигналів на екрані двоканального осцилографа із наступним вимірюванням і порівнянням їх параметрів.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Будь-який підсилювач електричних сигналів (англ. *amplifier*) можна розглядати як *активний* чотириполюсник. Проходження сигналу через такий чотириполюсник можна розглядати за допомогою тих самих методів, які застосовувались для пасивних чотириполюсників. Зокрема, вхідний сигнал можна подавати як суперпозицію гармонічних сигналів (спектральний метод), у вигляді суми коротких імпульсів або як суперпозицію скачків сигналу. Відповідно можна досліджувати *частотні* характеристики підсилювача (його відгук на гармонічний сигнал певної частоти), *імпульсні* характеристики (відгук на одиничний імпульсний сигнал у вигляді δ-функції) або *перехідні* характеристики (відгук на ступінчасту зміну вхідного сигналу) (див. лабораторну роботу № 2). Всі ці характеристики взаємопов’язані і знаючи одну з них, можна одержати інші.

Найширше використовується спектральний метод. На кожній частоті підсилювач можна охарактеризувати такими параметрами, як *основна передавальна функція* (*коефіцієнт передачі*) $\widetilde{K}(\omega)$ (у загальному випадку комплексна) та *вхідний* і *вихідний комплексні опори* $\widetilde{Z}_{вх}(\omega)$ і $\widetilde{Z}_{вих}(\omega)$ відповідно.

Коефіцієнтом передачі за напругою називають відношення напруг сигналів на виході і на вході підсилювача

$$\tilde{K}_u(\omega) = \frac{\tilde{U}_{вих}(\omega)}{\tilde{U}_{вх}(\omega)} = K_u(\omega)\, e^{i\Phi(\omega)}, \qquad (1)$$

де $K_u(\omega)$ – відношення модулів амплітуд вихідного і вхідного сигналів, а $\Phi(\omega)$ – різниця фаз (англ. *phase shift, lag*) між вихідним і вхідним сигналами. Аналогічно можна ввести коефіцієнти передачі струму, потужності.

Залежність (1) називають *частотною характеристикою* підсилювача. При цьому залежність $K_u(\omega)$ називається *амплітудно-частотною характеристикою* (АЧХ), а залежність $\Phi(\omega)$ – *фазо-частотною характеристикою* (ФЧХ) підсилювача.

Розглянемо спочатку характеристики так званого *ідеального підсилювача*. Ідеальний підсилювач має лінійну *амплітудну характеристику* (тобто залежність вихідної напруги $U_{вих}$ від вхідної $U_{вх}$ для сигналів будь-якої величини) (**Рис. 1**), тобто він має необмежений *динамічний діапазон*. Це означає, що K_u не залежить від $U_{вх}$. Суцільною лінією показано амплітудну характеристику реального підсилювача. Вигини на характеристиці зумовлені *нелінійністю* підсилювача.

На виході підсилювача крім сигналів, зумовлених подачею на вхід напруги $U_{вх}(t)$, існують шуми і завади, зумовлені флуктуаціями в електричних колах і наводками. Якщо сигнал на виході буде малим порівняно з шумами і наводками, то він залишиться непоміченим. Кожен підсилювач характеризується мінімальним вихідним сигналом $U_{вих\ min}$, який ще можна буде виявити на фоні шумів. З іншого боку, вводять сигнал $U_{вих\ max}$, який ще мало спотворений внаслідок нелінійності амплітудної характеристики.

Динамічний діапазон реального підсилювача визначають як

$$D = \frac{U_{вих\ max}}{U_{вих\ min}} = \frac{U_{вх\ max}}{U_{вх\ min}} \qquad (2)$$

і часто вимірюють у *децибелах* (20 *lgD*).

АЧХ і ФЧХ ідеального підсилювача показані на **Рис. 2**. Коефіцієнт передачі ідеального підсилювача не залежить від частоти. Характеристики реальних підсилювачів іноді суттєво відрізняються від характеристик ідеальних.

Загальна схема найпростішого підсилювача напруги наведена на **Рис. 3**. Струм, що тече через опір навантаження $R_н$, регулюється за допомогою регулювального елемента R. За правилом Кірхгофа

$$U_{вих} = E - I \cdot R_н . \qquad (3)$$

Величина струму I регулюється за допомогою керувального (вхідного) сигналу. Для керування регулювальним елементом R необхідно витрачати певну потужність $P_{вх}$.

В ролі регулювального елемента можна використовувати найрізноманітніші пристрої, починаючи з повзункового реостата і закінчуючи електронними лампами і транзисторами.

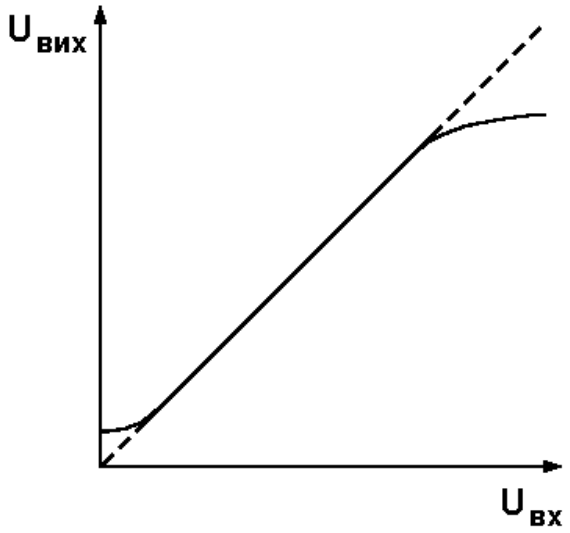


Рис. 1. Амплітудна характеристика підсилювача: ідеального (пунктирна пряма) та реального (суцільна крива).

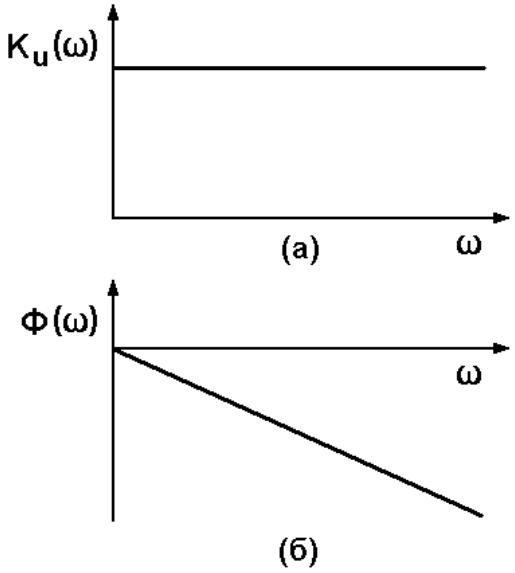


Рис. 2. Частотні характеристики ідеального підсилювача: а) АЧХ, б) ФЧХ.

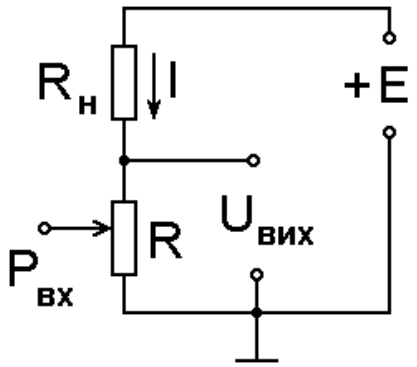


Рис. 3. Загальна схема найпростішого підсилювача напруги.

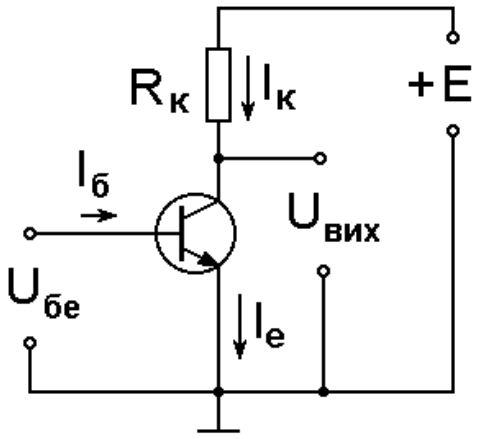


Рис. 4. Схема підсилювача на біполярному транзисторі.

Ми розглянемо підсилювальні каскади, побудовані на біполярних транзисторах. *Слід пам'ятати, що сам транзистор не підсилює. Він є лише регулювальним елементом, а збільшення потужності сигналу* (англ. *power amplification, power gain*) *відбувається за рахунок зовнішнього джерела струму (джерела ЕРС), струмом в колі якого й керує транзистор*. Так, у схемі зі

спільним емітером, зображеній на **Рис. 4**, при зміні напруги $U_{бе}$, яка супроводжується зміною струму бази $I_б$, буде змінюватися струм колектора $I_к$ і, згідно з рівнянням (3), напруга $U_{вих}$, яка дорівнює $U_{ке}$. Зверніть увагу на тип транзистора (*n-p-n*–транзистор) і на полярність прикладеної до нього напруги джерела ЕРС (+*E*).

Для нормального функціонування підсилювача потрібно задати деякі *початкові умови* його роботи (початкові значення напруг і струмів за відсутності вхідного сигналу).

Розглянемо сімейство вихідних характеристик транзистора, підключеного за схемою зі спільним емітером (**Рис. 5**). У нашому випадку $U_{вих} = U_{ке}$, тому рівнянню (3) на **Рис. 5** буде відповідати пряма, яка називається *навантажною прямою* підсилювального каскаду і описується рівнянням

$$U_{ке} = E - I_к \cdot R_к \qquad (4)$$

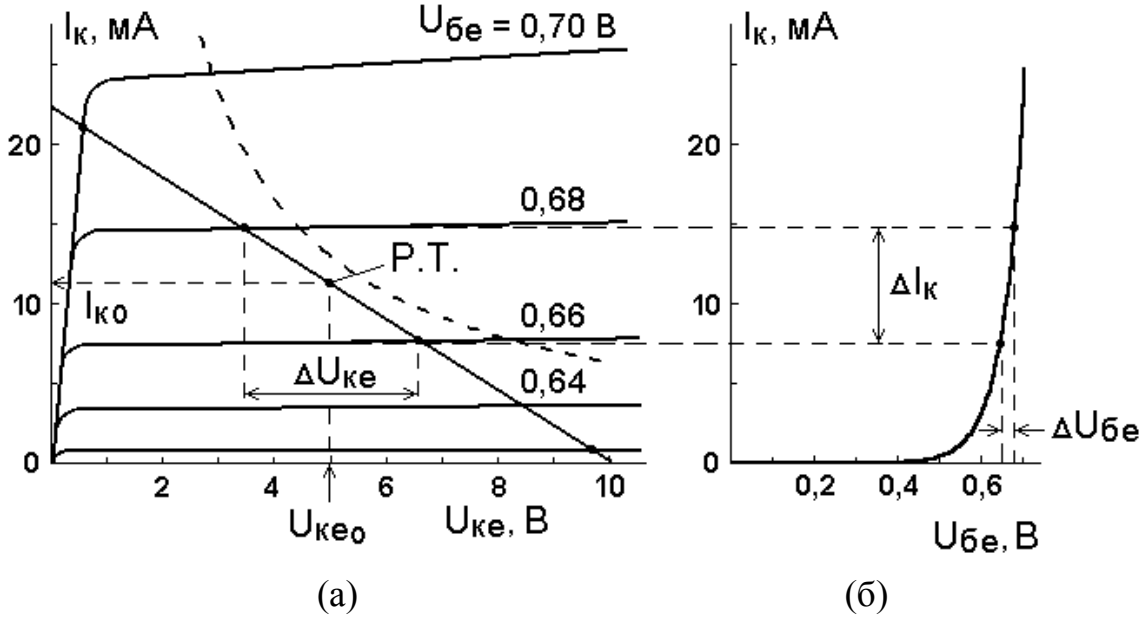


Рис. 5. Вихідні (а) та передавальна (б) характеристики транзисторного каскаду зі спільним емітером.

Електричний стан (*режим роботи* або просто *режим*) підсилювального каскаду в будь-який момент часу можна задати точкою на навантажній прямій (*робочою точкою*). Координати цієї точки для схеми зі спільним емітером визначаються певними значеннями струму $I_к$ та напруги $U_{ке}$ в даний момент часу. Зрозуміло, що робоча точка може переміщуватися лише вздовж навантажної прямої, причому в межах, які задаються сімейством вихідних характеристик транзистора. Переміщувати робочу точку можна за рахунок зміни струму бази $I_б$ або напруги $U_{бе}$ (ці величини взаємопов'язані). З **Рис. 5** видно, що при одних і тих же за величиною змінах $U_{бе}$ відповідні зміни $I_к$ для

різних ділянок навантажної прямої будуть різними, тобто різними будуть і зміни вихідної напруги:

$$\Delta U_{вих} = \Delta U_{ке} = - R_к \, \Delta I_к \qquad (5)$$

Відповідно, коефіцієнт передачі такого транзисторного каскаду

$$K_и = -\frac{R_к \Delta I_к}{\Delta U_{бе}} \qquad (6)$$

буде залежати від положення робочої точки на навантажній прямій. Проте, на навантажній прямій можна вибрати ділянку, в межах якої коефіцієнт передачі буде залишатися практично постійним, тобто властивості підсилювача наближатимуться до властивостей ідеального підсилювача. Протяжність такої ділянки залежить як від вигляду вихідних характеристик транзистора, так і від положення (зокрема, нахилу) навантажної прямої.

Зазначимо, що існують обмеження на вибір навантажної прямої і робочої ділянки для даного транзистора. По-перше, це обмеження за тепловою потужністю, яку може розсіювати транзистор: ця потужність виділяється на колекторі і дорівнює $I_к U_{ке}$ (відповідна крива, так звана *гіпербола навантажень*, показана на **Рис. 5а** пунктиром). По-друге, існують гранично припустима напруга $U_{ке\ max}$ і гранично припустимий струм $I_{к\ max}$, які не можна перевищувати.

Нахил навантажної прямої та початковий режим каскаду (тобто режим за відсутності вхідного сигналу) обирають, виходячи з призначення каскаду, за наступним алгоритмом.

1. Розраховують, якщо не задано наперед, величину напруги живлення E та тип транзистора.

2. Виходячи з довідкових даних та рекомендацій щодо розрахунку параметрів каскаду даного призначення, обирають величину $R_к$, якщо вона не задана наперед, і будують навантажну пряму.

3. Обирають робочу точку, що відповідає робочому режиму каскаду.

4. Оцінюють величину струму бази $I_б$ або напруги $U_{бе}$, які потрібно задати, щоб забезпечити робочий режим каскаду.

5. Розраховують елементи, необхідні для задання режиму за однією із заданих схем транзисторних каскадів (див. нижче).

6. Перевіряють, чи не будуть перевищені гранично припустимі параметри транзистора та пасивних елементів (опорів, конденсаторів, котушок індуктивності) під час роботи каскаду в потрібному режимі (тобто після подачі на вхід сигналу передбачуваної величини).

При проведенні орієнтовного розрахунку режиму роботи каскаду слід мати на увазі, що в реальних умовах навантаженням каскаду може бути не опір $R_к$, а коло, що містить реактивні елементи (конденсатори, котушки

індуктивності), і замість опору навантаження $R_к$ слід розглядати навантажний імпеданс $\tilde{Z}_н$. Рівняння (3) при цьому запишеться у вигляді

$$\tilde{U}_{вих} = E - \tilde{I}\,\tilde{Z}_н \qquad (7)$$

і при роботі в широкому діапазоні частот буде проявлятися залежність навантажного імпедансу від частоти сигналу $\tilde{Z}_н = \tilde{Z}_н(\omega)$. У цьому випадку під час розрахунку режиму каскаду за постійним струмом у рівнянні (7) слід брати $\tilde{Z}_н$ на нульовій частоті, а для сигналів – на частоті, що відповідає сигналу. Відповідно, навантажні прямі для сигналів і для постійних струмів будуть різними.

Схеми задання робочого режиму транзистора у підсилювальному каскаді

Розглянемо тепер питання про те, яким чином можна реалізувати обраний режим роботи транзистора у підсилювальному каскаді, тобто задаючи $I_б$ або $U_{бе}$, одержати розрахункові значення $I_к$ та $U_{ке}$ при заданих $R_к$ і E. Нехай коло джерела сигналу відокремлено за постійним струмом від вхідного кола транзистора за допомогою розділового конденсатора C (так званий «закритий за постійним струмом вхід»).

Спочатку розглянемо *схему із заданням струму бази* (**Рис. 6**). У цій схемі струм бази $I_б$ тече через опір $R_б$ і визначається його величиною. Рівняння Кірхгофа для кола бази буде мати вигляд

$$I_б R_б + U_{бе} = E, \qquad (8)$$

звідки

$$R_б = \frac{E - U_{бе}}{I_б} = \frac{E - U_{бе}}{I_к} \cdot \beta, \qquad (9)$$

тобто за заданим E і потрібним $I_к$ можна легко розрахувати опір бази $R_б$. Падіння напруги на включеному у прямому напрямі переході база-емітер ($U_{бе}$ = 0,6–0,7 В для кремнієвих і $U_{бе}$ = 0,15–0,2 В для германієвих транзисторів) слабко залежить від $I_б$ і в більшості випадків ним можна знехтувати порівняно з величиною E (десятки вольт).

Відношення зміни вихідної напруги підсилювача до зміни вхідної напруги, що її викликала, називається *коефіцієнтом підсилення за напругою* K_u (англ. *voltage amplification factor, voltage gain factor*). Неважко показати (див. Додаток), що для схеми підсилювача, зображеного на **Рис. 6**,

$$K_u = -\beta \cdot R_к / (r_б + \beta \cdot r_е) = -R_к / r_е, \qquad (10)$$

де $r_б$ – об'ємний опір бази, $r_е$ – диференціальний опір база-емітерного переходу. Мінус означає зменшення вихідної напруги у відповідь на збільшення вхідної і

навпаки. Кажуть, що має місце інверсія фази сигналу. Справді, відкривання *n-p-n*–транзистора наростаючим позитивним потенціалом на базі призводить до зростання струму колектора, а, отже, до зростання напруги на $R_к$ і, таким чином, до її зменшення між колектором та емітером, тобто на виході.

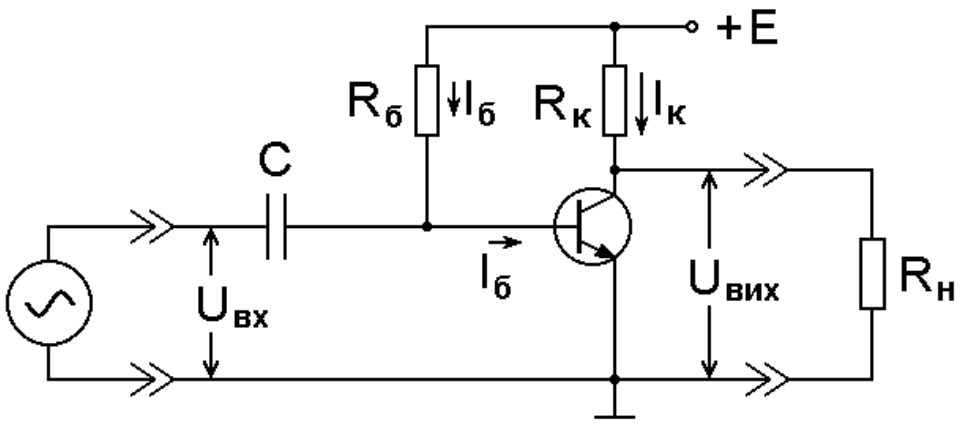


Рис. 6. Схема найпростішого підсилювального каскаду із заземленим емітером і заданням робочого режиму за допомогою струму бази. Значком ⟫⟪ позначені місця електричних з'єднань.

Як випливає з рівняння Еберса-Мола [1], r_e при фіксованій напрузі на базі дорівнює

$$r_e \approx kT/(e \cdot I_к), \qquad (11)$$

де k – стала Больцмана, T – абсолютна температура, e – заряд електрона, $I_к$ – струм колектора. Величина kT/e для кімнатної температури дорівнює 25 мВ, так що $r_e = 25/I_к$ [Ом], де $I_к$ виражений в мА.

На жаль, з усього вищезазначеного випливає, що K_u для такого підсилювача залежить як від температури, так і від величини струму колектора, тобто залежить від рівня самого сигналу.

Недоліків розглянутої схеми можна позбутися, якщо скористатися *схемою із заданням напруги на базі*, зображеною на **Рис. 7** (це так званий *стандартний підсилювальний каскад*). Напругу на базі визначає джерело ЕРС E та подільник напруги R_1, R_2. В коло емітера введено опір R_e, значно менший за опір $R_к$ ($R_e \approx 0{,}1\ R_к$). Для вхідного кола можна записати рівняння Кірхгофа

$$U_б = U_{бе} + I_e R_e. \qquad (12)$$

Оскільки $I_к \approx I_e$, то звідси випливає, що

$$I_к = \frac{U_б - U_{бе}}{R_e}. \qquad (13)$$

Таким чином, струм колектора $I_к$ можна задати напругою на базі $U_б$. Якщо струм бази $I_б << I_1, I_2$, то тоді $I_1 \approx I_2 \approx I = E/(R_1 + R_2)$ і напругу на базі $U_б$ можна записати як $U_б = E \cdot R_2/(R_1 + R_2)$. За таких умов струм колектора

$$I_к = \frac{E\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{бе}}{R_e}, \qquad (14)$$

тобто робоча точка може бути встановлена шляхом підбору R_1 і R_2. При цьому напруга на база-емітерному переході

$$U_{бе} = E\frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_к R_e\ . \qquad (15)$$

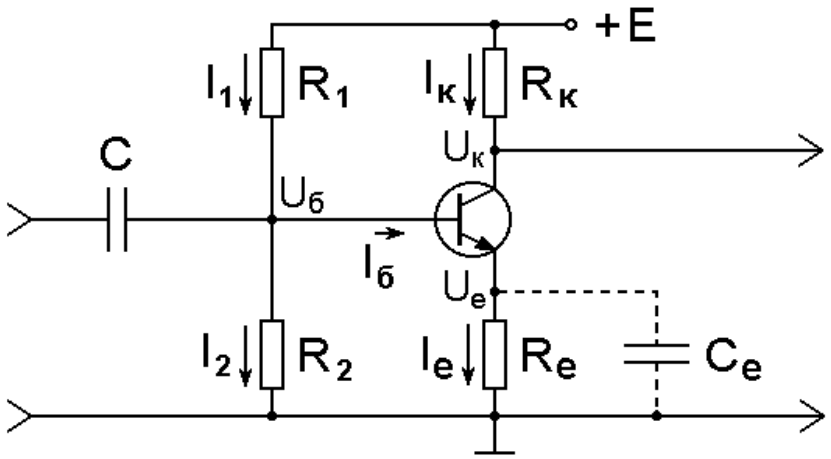


Рис. 7. Схема стандартного підсилювального каскаду із заданням робочого режиму за допомогою напруги на базі.

Опір R_e виконує важливу функцію: він *дозволяє стабілізувати робочу точку* транзистора у підсилювальному каскаді. Так, нехай внаслідок деяких причин струм колектора $I_к$ раптом *збільшився*. Згідно з рівнянням (15), це призведе до зменшення напруги $U_{бе}$ за рахунок зростання напруги на опорі R_e. Зменшення напруги $U_{бе}$, прикладеної до переходу база-емітер в прямому напрямку, призведе до зменшення струму I_e через цей перехід і, отже, до *зменшення* колекторного струму $I_к$. Це приклад так званого *негативного зворотного зв'язку (НЗЗ)*, дія якого полягає в тому, що при зміні струму чи напруги на виході схеми в ній генерується сигнал, який іде на вхід і *компенсує* в значній мірі початкову зміну вихідного сигналу.

Якщо опір резистора R_e взяти значно більшим за r_e, то можна позбутися від залежності коефіцієнта підсилення такої схеми від температури та від струму колектора, оскільки:

$$K_u = -R_к / (r_e + R_e) \approx -R_к / R_e. \qquad (16)$$

Останнє суттєво покращує лінійність підсилювача для великих сигналів.

Значення ємності конденсатора C (**Рис. 7**) розраховується з міркувань передачі без послаблення найбільш низькочастотної складової у вхідному сигналі, як для високочастотного фільтра, складеного з конденсатора C і паралельно включених резисторів R_2, R_1 і $\beta \cdot R_e$.

Слід мати на увазі, що змінний сигнал, який подається на вхід підсилювача, може мати різну частоту. Тому на достатньо високих частотах необхідно враховувати реактивний характер як пасивних елементів, так і *p-n*–переходів транзистора. Крім того, елементами підсилювача можуть виступати реальні конденсатори і котушки індуктивності. У цьому випадку рівняння для підсилюваного сигналу записуються у комплексному вигляді і тоді, наприклад, коефіцієнт підсилення може виявитися залежним від частоти сигналу. Прикладом цього може слугувати часто використовуваний у другій схемі прийом, коли паралельно резистору R_e підключають конденсатор C_e достатньо великої ємності, щоб для достатньо високих частот, коли реактивний опір конденсатора стає меншим за R_e ($1/(\omega C_e) < R_e$), коефіцієнт підсилення виявився більшим за розрахований за формулою (16) для постійного струму. Звичайно, наявність такого конденсатора ніяк не впливатиме на величину і температурну стабільність початкових значень напруг і струмів, одночасно дозволяючи підтримувати для потрібного діапазону частот високий коефіцієнт підсилення сигналу (на жаль, настільки ж температурно нестабільний, як і в попередній схемі із заземленим емітером).

Ми розглянули найпростіші підсилювачі напруги, які дозволяють одержувати підсилення як за напругою, так і за струмом. Познайомимося ще з одним варіантом підсилювача на транзисторі в схемі зі спільним емітером.

Схема на **Рис. 8** відрізняється від попередньої відсутністю резистора $R_к$. Вихідний сигнал знімається с резистора R_e в емітерному колі. Коефіцієнт передачі за напругою визначається виразом:

$$K_u = 1 - r_e / R_e. \qquad (17)$$

Якщо $R_e >> r_e$, то K_u близький до одиниці. Тобто такий каскад не дає підсилення за напругою, а лише повторює (до речі, без інверсії фази) вхідну напругу. Тому його назвали *емітерним повторювачем*. Вся напруга вихідного сигналу у такій схемі прикладена до емітерного резистора R_e. Емітерний повторювач не підсилює, а лише *повторює вхідну напругу*, даючи в той же час *підсилення за струмом* (вхідний струм – струм бази $I_б$, а вихідний – струм емітера I_e).

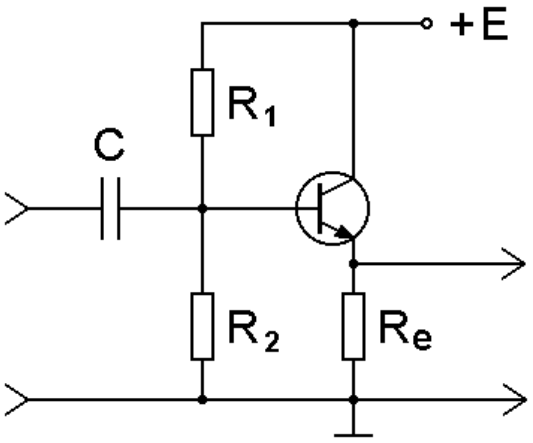


Рис. 8. Схема емітерного повторювача.

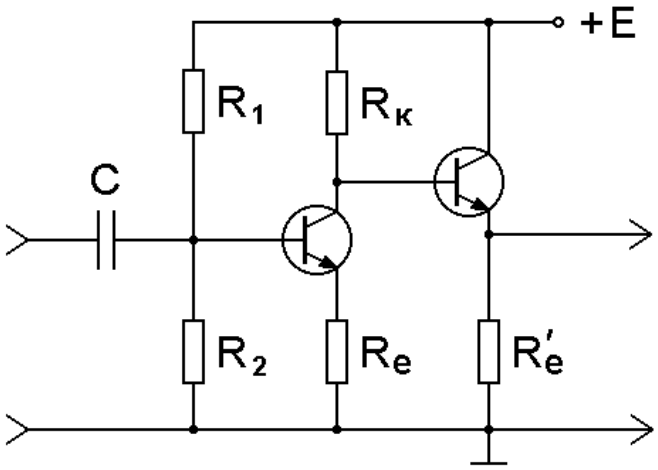


Рис. 9. Класична схема транзисторного підсилювача напруги.

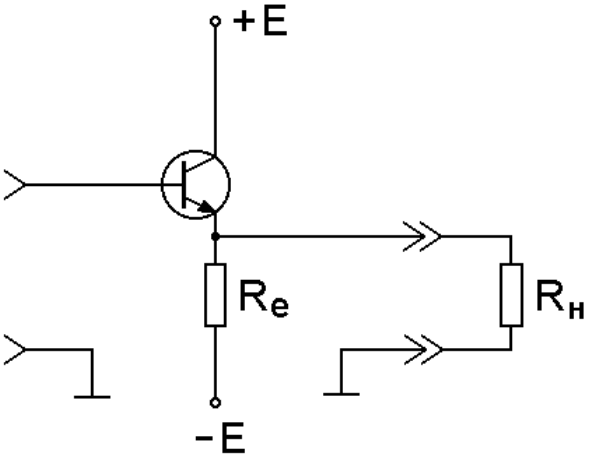


Рис. 10. Схема емітерного повторювача з двополярним живленням.

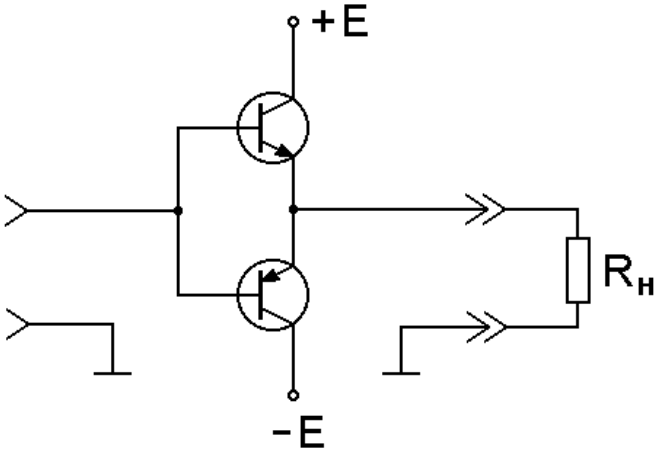


Рис. 11. Двотактна схема емітерного повторювача.

В електроніці найчастіше використовуються джерела напруги, тому й підсилювачі найчастіше будують з малим вихідним опором. Класична схема такого підсилювача зображена на **Рис. 9**. Це підсилювач напруги, сполучений з емітерним повторювачем. Вихідний опір першого каскаду дорівнює $R_к$ і при необхідності може складати величину десятків килоом. Вихідний опір емітерного повторювача дорівнює r_e і у потужних транзисторов складає величину десятих долей ома. Зверніть увагу на те, що база транзистора повторювача безпосередньо з'єднана з колектором підсилювача.

Емітерний повторювач максимально спрощується, якщо для живлення використовувати джерело двополярної напруги (**Рис. 10**). У цьому випадку відпадає потреба в подільнику R_1, R_2, оскільки при нульовому сигналі на вході вихідна напруга відрізняється від нуля лише на 0,6 В, чим нерідко можна знехтувати порівняно з напругою живлення. Також зникає потреба і в

розділовому конденсаторі, оскільки нульовий сигнал на вході відповідає нульовому початковому потенціалу бази.

Слід зазначити, що якщо опір підключеного відносно землі навантаження $R_н$ дорівнює опору емітерного резистора R_e, то максимальна вихідна негативна напруга не може перевищити половини напруги живлення. Ця напруга тим менша, чим менший опір $R_н$.

Двотактна схема (**Рис. 11**) позбавлена цього недоліку. Тут кожен з транзисторів, що мають різну провідність (*p-n-p* і *n-p-n*), перетворює "свою" полярність сигналу. Крім того, відпадає необхідність в резисторі R_e і ККД каскаду зростає. На жаль, і ця схема не позбавлена недоліків: відкривання транзистора відбувається при напрузі на базі, що перевищує 0,6 В, і тому ми матимемо "мертву зону" плюс-мінус 0,6 В поблизу нуля. Таке спотворення сигналу називається *перехідним спотворенням*. На **Рис. 12** наведена схема, що ліквідує в двотактному каскаді перехідні спотворення. Звичайно, й ця схема не позбавлена своїх недоліків.

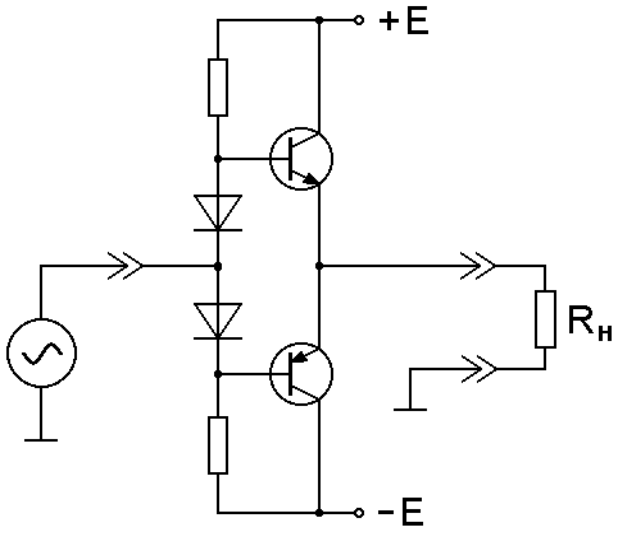


Рис. 12. Двотактний повторювач з ліквідацією перехідних спотворень.

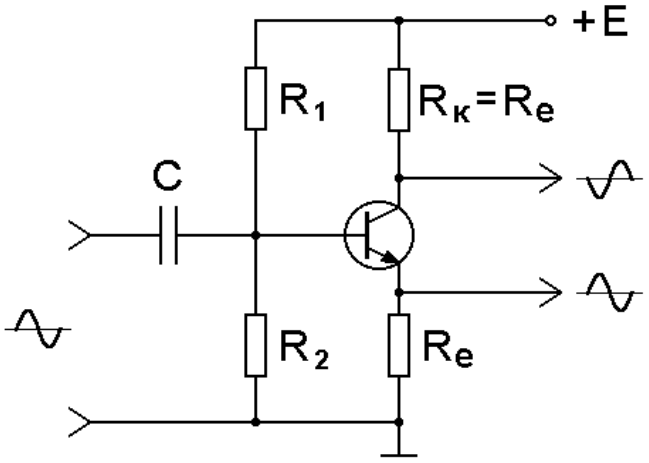


Рис. 13. Схема розщеплення фази.

Іноді корисно мати сигнал і його "дзеркальне відображення". Таку схему, представлену на **Рис. 13**, називають *схемою розщеплення фази*, оскільки, щоб одержати такі два сигнали на виході одного підсилювача, потрібно зсунути їх один відносно одного за фазою на 180^0. Це досягається за допомогою підсилювача зі спільним емітером, коефіцієнт підсилення якого $K_u = -1$. При цьому $R_к = R_e$, а початкова напруга на колекторі встановлюється рівною *0,75 E* замість звичного *0,5 E*. Це робиться для того, щоб кожен з вихідних сигналів, що знімаються з колектора та емітера, не заважав іншому. Напруга на колекторі може змінюватися від *0,5 E* до *E*, а на емітері – від нуля до *0,5 E*.

Найбільш корисною і широко вживаною є схема *диференціального підсилювача*, призначеного для підсилення різниці напруг двох вхідних сигналів (**Рис. 14**). В ідеальному випадку вихідний сигнал не залежить від

рівня кожного з вхідних сигналів, а визначається лише їх різницею, яку називають *диференціальним* (або різницевим) *сигналом* $U_{вх\ диф}$. Диференціальний підсилювач характеризується *коефіцієнтом підсилення диференціального сигналу*

$$K_{диф} = U_{вих\ диф} / U_{вх\ диф} \qquad (18)$$

Різницевий вхідний сигнал є нормальним або корисним. На практиці для визначення $K_{диф}$ на один з входів підсилювача подають корисний вхідний сигнал, а другий вхід просто заземляють.

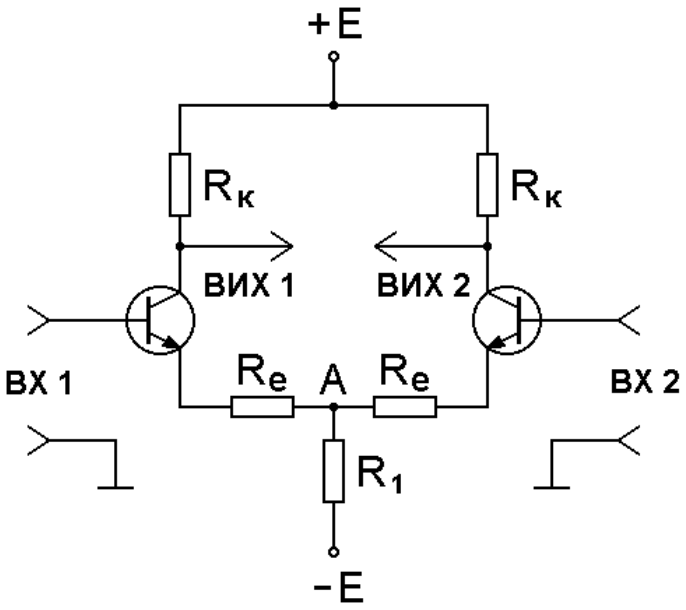


Рис. 14. Класична схема диференціального підсилювача.

Якщо на обох входах такого підсилювача вхідні напруги змінюються одночасно на одну й ту ж величину (або зростають, або зменшуються), то такий вхідний сигнал називають *синфазним*. Диференціального сигналу при цьому не виникає, проте на виході реального (а не ідеального) диференціального підсилювача при цьому буде спостерігатися відмінний від нуля вихідний сигнал $U_{вих\ синф}$. Відношення цього небажаного вихідного сигналу до величини вхідного синфазного сигналу, що подається одночасно на обидва входи підсилювача, називається *коефіцієнтом передачі синфазного сигналу*

$$K_{синф} = U_{вих\ синф} / U_{вх\ синф} \qquad (19)$$

Якість диференціального підсилювача характеризується так званим *коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу (КПСС)*, який означують як відношення вихідного корисного сигналу до вихідного синфазного сигналу, за умови, що корисний і синфазний вхідні сигнали мають однакову амплітуду.

Іншими словами, КПСС є відношенням модуля $K_{диф}$ до $K_{синф}$. Звичайно КПСС виражають в децибелах, для ідеального підсилювача КПСС є нескінченним.

Диференціальні підсилювачі використовують у тих випадках, коли слабкі сигнали можна загубити на фоні шумів. Прикладами таких сигналів можуть бути цифрові сигнали, що передаються по довгих кабелях (кабель звичайно складається з двох скручених дротів), звукові, радіочастотні сигнали, напруги електрокардіограм, сигнали зчитування інформації з магнітної пам'яті та з приймачів оптичного випромінювання. Диференціальні каскади широко застосовуються для побудови операційних підсилювачів, підсилювачів постійного струму, оскільки їх схема ідеально пристосована для компенсації температурної нестабільності.

На **Рис. 14** показано основну (класичну) схему диференціального підсилювача. Підсилювач складається з двох ідентичних плечей. Живлення підсилювача організовано двополярним. Сигнал, який потрібно підсилити, подають на вхід 1 відносно входу 2. Вихідний сигнал, звичайно, вимірюється на одному з колекторів відносно землі (такий вихідний сигнал називають *несиметричним*; з ним можуть працювати звичайні схеми – повторювачі напруги, джерела струму і т. п.). При цьому коефіцієнт підсилення диференціального сигналу буде дорівнювати

$$K_{диф} \approx - R_к /(2(r_е + R_е)). \qquad (20)$$

Для одержання цієї формули ми припустили, що на входи подаються вхідні сигнали однакової амплітуди, але протилежної полярності ($U_{вх2} = -U_{вх1}$, $U_{вх\ диф} = 2\ U_{вх1}$), а вихідний сигнал знімається з колектора першого транзистора. При таких вхідних сигналах й ідентичних плечах підсилювача зростання струму в одному плечі буде точно дорівнювати зменшенню струму в іншому плечі, так що повний струм через опір R_1 залишиться незмінним, незмінними будуть і напруга на цьому опорі і потенціал точки А (**Рис. 14**).

Вихідний сигнал можна також знімати між колекторами транзисторів (*симетричний* вихідний сигнал). Амплітуда симетричного вихідного сигналу буде вдвічі більшою за амплітуду несиметричного, оскільки вихідний сигнал на колекторі одного транзистора (відносно землі) буде у протифазі до вихідного сигналу на колекторі іншого транзистора.

Коефіцієнт передачі синфазного вхідного сигналу, прикладеного до кожного із входов відносно землі, буде дорівнювати

$$K_{синф} \approx - R_к /(2R_1 + R_е + r_е), \qquad (21)$$

а коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$КПСС = | K_{диф}| / | K_{синф}| \approx R_1/(R_е + r_е), \qquad (22)$$

оскільки на практиці $R_1 >> R_e >> r_e$. Величини опорів $R_к$, R_e та R_1 підбирають так, щоб початкова напруга на колекторах обох транзисторів дорівнювала $+E/2$, а потенціал точки А був близьким до нуля.

Величина $K_{синф}$ для хорошого диференціального підсилювача становить 10^{-1}–10^{-2}, а величина КПСС досягає 10^5 (або 100 дБ). У багатьох випадках диференціальні каскади використовують як хороші підсилювачі постійного струму. При цьому напругу вхідного сигналу подають на один вхід, а інший вхід просто заземляють.

Наведена схема диференціального підсилювача є малочутливою до змін температури та напруги живлення, оскільки ці зміни (за умови повної ідентичності плечей підсилювача) призводять до виникнення синфазного вхідного сигналу, який подавляється таким підсилювачем. Що стосується ідентичності транзисторів в обох плечах підсилювача, то найбільш близькі параметри матиме пара транзисторів, виготовлена на одному напівпровідниковому кристалі.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, генератор прямокутних імпульсів Г5-54, двоканальний осцилограф С1-83, блок живлення (+15 В, 0, –15 В), макетні плати зі схемами підсилювачів на транзисторах.

Блок-схема експериментальної установки та потрібні з’єднання наведені на **Рис. 15**.

На екрані двоканального осцилографа потрібно одержати одночасне зображення осцилограм вхідного та вихідного сигналів. Вхідний сигнал від генератора сигналів за допомогою трійника одночасно подається на канал I осцилографа і на макетну плату, на якій зібрано схему підсилювача. Вихідний сигнал з макетної плати подається на канал II осцилографа.

ЗАВДАННЯ

1. Розрахуйте і складіть схему підсилювача із заземленим емітером та заданням робочого режиму за допомогою струму бази (**Рис. 6**). Перевірте початкову напругу колектора. Подайте на вхід синусоїдний сигнал з частотою порядка 2 кГц (C = 0,1 мкФ) і амплітудою кілька мілівольт. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Збільшуйте амплітуду вхідної напруги до появи нелінійних спотворень сигналу на виході. Поясніть трансформації синусоїди, що при цьому спостерігаються.

Подайте на вхід схеми прямокутні імпульси вказаної викладачем частоти і тривалості. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним та вхідним сигналами, порівняйте їх з розрахунковими. Поясніть відмінність форми вихідних сигналів від форми вхідних. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Збільшіть

амплітуду або частоту прямування імпульсів до значень, при яких з'являться суттєві спотворення вихідного сигналу. Спробуйте пояснити причини цих спотворень.

Підігрійте пальцями транзистор і подивіться, що змінюється на екрані.

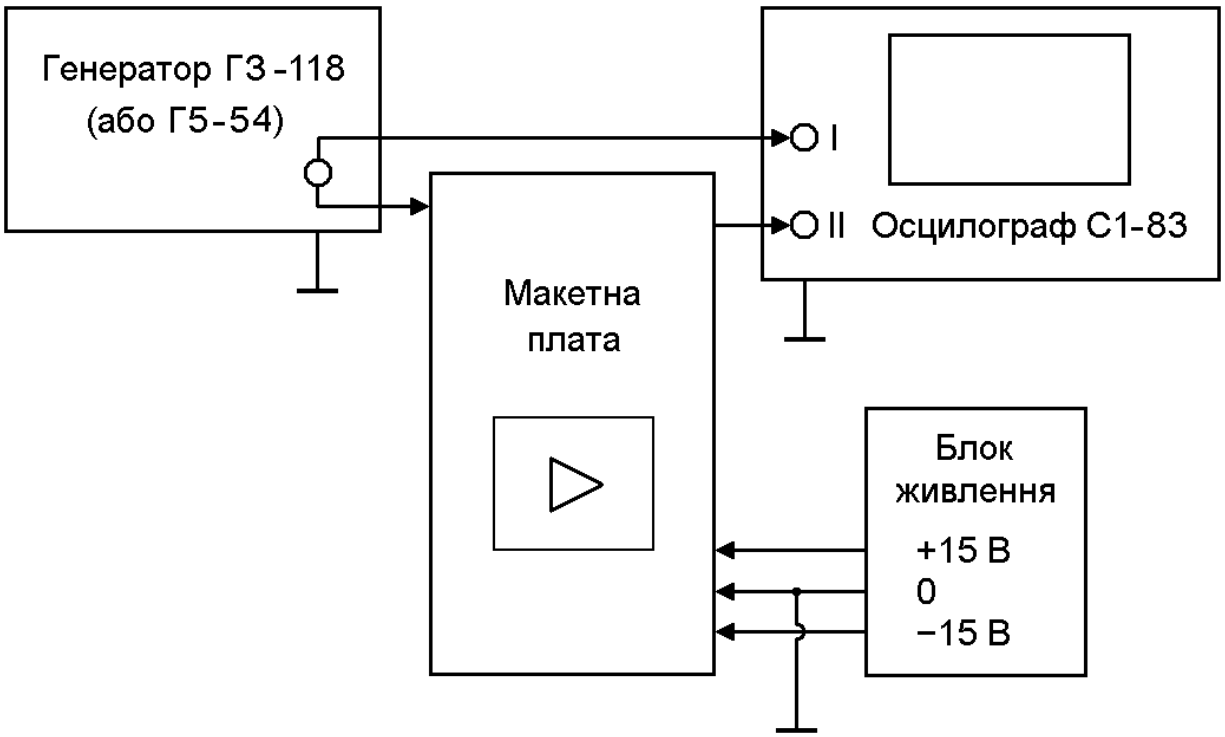


Рис. 15. Блок-схема експериментальної установки для вимірювання характристик підсилювачів на транзисторах.

2. Розрахуйте і складіть схему стандартного підсилювального каскаду із заданням робочого режиму за допомогою напруги на базі (**Рис. 7**) із заданим викладачем коефіцієнтом підсилення. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами. Вимірювання проведіть як за відсутності, так і за наявності конденсатора C_e. Слідкуйте, щоб повний розмах вихідного сигналу не перевищував половини напруги живлення. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит.

Збільшуйте амплітуду вхідного сигналу до появи спотворень на виході. Поясніть, які процеси в схемі описують ці спотворення.

Подайте на вхід схеми прямокутні імпульси вказаної викладачем частоти і тривалості. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним та вхідним сигналами, порівняйте їх з розрахунковими. Поясніть відмінність форми вихідних сигналів від форми вхідних. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Збільшіть амплітуду або частоту прямування імпульсів до значень, при яких з'являться суттєві спотворення вихідного сигналу. Спробуйте пояснити причини цих спотворень.

Подігрійте пальцями транзистор за відсутності вхідної напруги. Оцініть стабільність початкової напруги колектора. Порівняйте результати з відповідними результатами для попередньої схеми (див. п. 1).

3. Складіть схему емітерного повторювача напруги (**Рис. 8**). Подайте на вхід синусоїдний сигнал і визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами.

Подайте на вхід схеми прямокутні імпульси вказаної викладачем частоти і тривалості. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою та зсув фаз між вихідним та вхідним сигналами, порівняйте їх з розрахунковими. Поясніть форму вихідного сигналу.

4. Розрахуйте і складіть схему розщеплення фази (**Рис. 13**). Подайте на вхід синусоїдний сигнал і визначте коефіцієнти підсилення за напругою та зсуви фаз між вихідним сигналом на кожному з виходів (на виходах 1 і 2) та вхідним сигналом. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит.

Подайте на вхід схеми прямокутні імпульси вказаної викладачем частоти і тривалості. Визначте коефіцієнти підсилення за напругою та зсуви фаз між вихідним і вхідним сигналами для кожного з виходів.

5. Розрахуйте і складіть схему диференціального підсилювача (**Рис. 14**) із заданими викладачем характеристиками. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Перевірте експериментально коефіцієнт підсилення диференціального сигналу, коефіцієнт передачі синфазного сигналу, визначте коефіцієнт послаблення синфазного сигналу (КПСС). Для визначення $K_{диф}$ один із входів заземліть, а на інший подавайте сигнал (синусоїдний сигнал або прямокутні імпульси). При вимірюванні $K_{синф}$ з'єднайте обидва входи і подайте на них відносно землі сигнал з повним розмахом близько 0,1 В.

ЛІТЕРАТУРА

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 1984.- Т.1.- С. 88-153.

2. Титце У., Шенк А. Полупроводниковая схемотехника.- М.: Мир, 1982.- С. 26-66.

3. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.– М.: Энергия, 1977.– С. 181-195.

4. Методические указания к практикуму «Основы радиоэлектроники» для студентов физического факультета / Сост. П.А.Суббота-Мельник, А.В.Слободянюк.- К.: КГУ, 1989.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Забезпечення початкових умов роботи підсилювача на транзисторі (розглянути конкретний приклад). Правила побудови навантажної прямої і вибору робочої точки підсилювача.

2. Диференціальний опір база-емітерного переходу r_e. Формула Еберса-Мола. Диференціальний опір база-колекторного переходу $r_к$. Об'ємний опір бази $r_б$. Типові значення цих опорів в активному режимі роботи транзистора.
3. Схема і принцип роботи найпростішого підсилювача з встановленням робочого режиму транзистора за допомогою струму бази. Вимірювання і розрахунок коефіцієнта підсилення за напругою.
4. Схема і принцип роботи стандартного підсилювача з встановленням робочого режиму транзистора за допомогою напруги на базі. Вимірювання і розрахунок коефіцієнта підсилення за напругою. Для чого паралельно опору R_e підключають ємність C_e?
5. Схема і принцип роботи емітерного повторювача. Коефіцієнти підсилення за напругою і за струмом для такої схеми. Для чого використовуються емітерні повторювачі?
6. Схема і принцип роботи розщеплювача фази. Вимірювання і розрахунок коефіцієнтів підсилення за напругою для емітерного і колекторного вихідних сигналів. Чому вихідна напруга на емітері змінюється в фазі з вхідним сигналом, а вихідна напруга на колекторі – в протифазі?
7. Означення диференціального підсилювача. Характеристики ідеального диференціального підсилювача.
8. Основна схема диференціального підсилювача. Яким умовам повинні задовольняти елементи такої схеми?
9. Диференціальний (різницевий) вхідний сигнал диференціального підсилювача. Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу, його вимірювання і розрахунок.
10. Синфазний вхідний сигнал диференціального підсилювача. Коефіцієнт передачі синфазного сигналу, його вимірювання і розрахунок.
11. Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу диференціального підсилювача, його вимірювання і розрахунок.
12. Застосування диференціальних підсилювачів.

ДОДАТОК

Методика розрахунку коефіцієнтів підсилення транзисторного каскаду

Струм емітера I_e біполярного транзистора дорівнює сумі струму бази $I_б$ і струму колектора $I_к$: $I_e = I_б + I_к$, причому $I_б << I_к$, так що $I_к \approx I_e$. Для прикладу розглянемо *p-n-p* транзистор. Струм I_e, який іде з емітера, проходить через включений у прямому напрямку (відкритий) база-емітерний *p–n*-перехід, падіння напруги на якому дорівнює $U_{бе}$, і розгалуджується на два струми: малий за величиною струм бази $I_б$, який тече вздовж вузької області бази, і струм колектора $I_к$, який проходить через включений у зворотному напрямку (закритий для основних носіїв) база-колекторний *p–n*-перехід, напруга на якому дорівнює $U_{бк}$ ($U_{бк} >> U_{бе}$) (**Рис. 16**). Оскільки область бази вузька і має низьку провідність, то її об'ємний опір $r_б$ буде досить великим (згідно з формулою для

опору $R = \rho \cdot l/S$) і значно більшим за об'ємні опори матеріалів емітера і колектора.

Величини $U_{бе}$ і $U_{бк}$ залежать від $I_е$. Позначимо через $r_е$ і $r_к$ диференціальні опори база-емітерного і база-колекторного переходів відповідно [3]:

$$r_е = \left.\frac{\partial U_{бе}}{\partial I_е}\right|_{U_{кe}=Const} = \frac{kT}{e \cdot I_е} \approx \frac{kT}{e \cdot I_к}, \qquad (1^*)$$

$$r_к = \left.\frac{\partial U_{бк}}{\partial I_к}\right|_{U_{кe}=Const} = a\frac{\sqrt{U_{бк}}}{I_е}, \qquad (2^*)$$

де k – стала Больцмана, T – абсолютна температура, e – заряд електрона, $a = Const$.

Як приклад, знайдемо коефіцієнти підсилення за напругою і за струмом транзисторного каскаду із заданням робочого режиму за допомогою напруги на базі (**Рис. 7**). За відсутності вхідного сигналу $U_{вх}$ потенціал бази транзистора відносно землі дорівнює $U_б = I_б \cdot r_б + U_{бе} + I_е \cdot R_е$ і через базу тече струм $I_б$. Потенціали емітера і колектора за відсутності сигналу дорівнюють $U_е = I_е \cdot R_е$ та $U_к = E - I_к \cdot R_к$.

При подачі на базу вхідної напруги $U_{вх}$ потенціал бази зміниться і стане рівним $U_б' = U_б + U_{вх}$. Сили струмів через емітер, базу і колектор при цьому також зміняться. Позначимо зміни відповідних струмів через

$$i_б = \Delta I_б = I_б' - I_б, \quad i_к = \Delta I_к = I_к' - I_к = \beta \cdot i_б, \quad i_е = \Delta I_е = I_е' - I_е \approx \beta \cdot i_б, \qquad (3^*)$$

де $\beta = dI_к/dI_б$ – диференціальний коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

Типові значення параметрів: $\beta \sim 100$, $r_е \sim 10$ Ом, $r_б \sim 100$ Ом, $r_к \sim 100$ кОм.

Зміни потенціалів емітера і колектора:

$$\Delta U_е = U_е' - U_е = \Delta I_е \cdot R_е = i_е \cdot R_е \approx \beta \cdot i_б \cdot R_е, \qquad (4^*)$$

$$\Delta U_к = U_к' - U_к = -\Delta I_к \cdot R_к = -i_к \cdot R_к = -\beta \cdot i_б \cdot R_к. \qquad (5^*)$$

Вхідну напругу можемо записати як

$$U_{вх} = \Delta U_б = i_б \cdot r_б + i_е \cdot r_е + i_е \cdot R_е \approx i_б \cdot [r_б + \beta \cdot (r_е + R_е)], \qquad (6^*)$$

де перший доданок є зміною падіння напруги на вузькому шарі бази з об'ємним опором $r_б$ внаслідок зміни струму бази $I_б$, другий – зміна напруги на самому база-емітерному переході (див. формулу (1*)), а третій – зміна напруги на емітері.

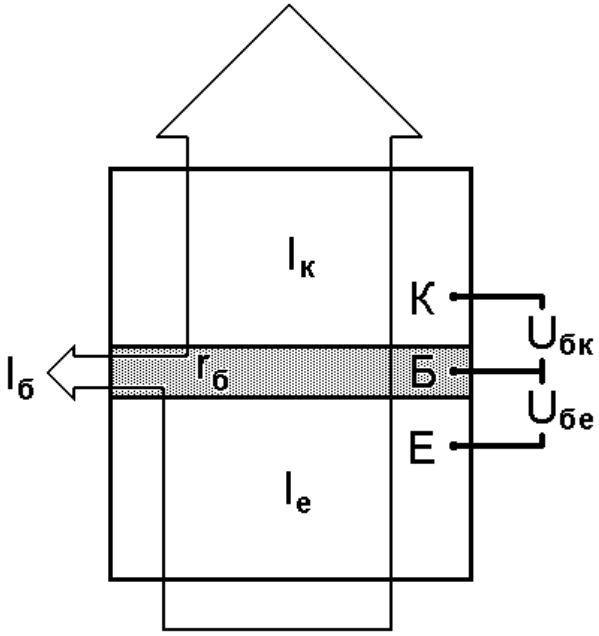


Рис. 16. Розподіл струмів у біполярному транзисторі типу *p-n-p*.

Якщо вихідний сигнал вимірюється на емітері як зміна потенціалу емітера ($U_{вих1} = \Delta U_e$), то для коефіцієнта підсилення за напругою одержимо

$$K_{u1} = \frac{U_{вих1}}{U_{вх}} = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_б} = \frac{\beta \cdot i_б \cdot R_e}{i_б[r_б + \beta \cdot (r_e + R_e)]} \approx \frac{R_e}{r_e + R_e} \qquad (7^*)$$

Якщо вихідний сигнал вимірюється на колекторі як зміна потенціалу колектора ($U_{вих2} = \Delta U_к$), то для коефіцієнта підсилення за напругою одержимо

$$K_{u2} = \frac{U_{вих2}}{U_{вх}} = \frac{\Delta U_к}{\Delta U_б} = \frac{-\beta \cdot i_б \cdot R_к}{i_б[r_б + \beta \cdot (r_e + R_e)]} \approx -\frac{R_к}{r_e + R_e}. \qquad (8^*)$$

Для коефіцієнтів підсилення за струмом (вхідний струм у схемі зі спільним емітером – це струм бази, а вихідний струм – струм колектора або емітера) одержимо

$$K_{i1} = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_б} \approx \frac{\beta \cdot i_б}{i_б} = \beta, \qquad (9^*)$$

$$K_{i2} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} = \frac{\beta \cdot i_б}{i_б} = \beta. \qquad (10^*)$$

Аналогічним чином можна визначити коефіцієнти підсилення для інших транзисторних схем.

Лабораторна робота № 6

ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ З НЕГАТИВНИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

У цій роботі досліджуються способи підсилення електричних сигналів та моделювання математичних операцій (наприклад, інтегрування сигналу) за допомогою універсального підсилювача електричних сигналів на основі інтегральної мікросхеми, який називається *операційним підсилювачем*.

Операційний підсилювач (англ. *operational amplifier*) – це диференціальний підсилювач постійного струму, який в ідеалі має нескінченний коефіцієнт підсилення за напругою і нульову вихідну напругу за відсутності сигналу на вході, великий вхідний опір і малий вихідний, а також необмежену смугу частот підсилюваних сигналів. Раніше такі високоякісні підсилювачі використовувалися виключно в аналогових обчислювальних пристроях для виконання математичних операцій, наприклад, складання та інтегрування. Звідси і походить їх назва – операційні підсилювачі (ОП).

**Створення зворотного зв`язку** полягає в тому, що частина вихідного сигналу підсилювача повертається через ланку зворотного зв`язку (ЗЗ) на його вхід. Якщо сигнал зворотного зв`язку подається на вхід у протифазі до вхідного сигналу (різниця фаз $\Phi = 180^0$), то зворотний зв`язок називають *негативним* (НЗЗ). Якщо ж він подається на вхід у фазі до вхідного сигналу ($\Phi = 0^0$), то такий зворотний зв`язок називають *позитивним* (ПЗЗ).

Мета роботи – ознайомитися з властивостями операційних підсилювачів, опанувати способи підсилення електричних сигналів схемами з ОП, охопленим негативним зворотним зв`язком та способи виконання математичних операцій за допомогою схем з ОП.

Метод вимірювання – це *метод співставлення*: одночасне спостереження вхідного та вихідного сигналів на екрані двоканального осцилографа із наступним вимірюванням і порівнянням їх параметрів.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

У сучасній електроніці для конструювання різних електронних пристроїв (підсилювачів, детекторів, перетворювачів і т. д.) використовуються *інтегральні мікросхеми* (англ. *integrated circuit, microcircuit chip*). Шляхом комутації (створення певних електричних з'єднань) виводів інтегральних мікросхем і додавання кількох зовнішніх дискретних елементів (резисторів, конденсаторів, діодів і т. п.) вдається створити великий набір різноманітних електронних схем на основі одієї і тієї ж мікросхеми.

Основною інтегральною мікросхемою для створення аналогових електронних пристроїв є операційний підсилювач (ОП). ОП являє собою

мікросхему, що за своїми розмірами і ціною практично не відрізняється від окремого транзистора, хоча вона й містить кілька десятків транзисторів, діодів і резисторів.

Завдяки практично ідеальним характеристикам ОП реалізація на їх основі різних схем виявляється значно простішою і дешевшою, ніж на окремих транзисторах і резисторах.

Операційним підсилювачем називають багатокаскадний диференціальний підсилювач постійного струму, який має в діапазоні частот до кількох десятків кілогерц коефіцієнт підсилення більший за 10^4 і за своїми властивостями наближається до уявного «ідеального» підсилювача. Під «ідеальним» розуміють такий підсилювач, який має:

1) нескінченний коефіцієнт підсилення за напругою диференціального вхідного сигналу ($K \to \infty$);

2) нескінченний вхідний імпеданс ($Z_{вх} \to \infty$);

3) нульовий вихідний імпеданс ($Z_{вих} = 0$);

4) рівну нулеві напругу на виході ($U_{вих} = 0$) при рівності напруг на вході ($U_{вх1} = U_{вх2}$);

5) нескінченний діапазон робочих частот.

Характеристики реального ОП не такі ідеальні, як хотілося б. Однак, для практичних цілей ці характеристики близькі до ідеальних: коефіцієнт підсилення для низьких частот (за постійним струмом) $K > 10^4$; вхідний опір $R_{вх} > 10^6$ Ом; вихідний опір $R_{вих} < 10^2$ Ом; коефіцієнт підсилення падає до 1 на частоті порядка 10^6 Гц (1 МГц); напруга зміщення $U_{зм}$ (визначається як напруга, яку потрібно подати на вхід ОП, щоб вихідна напруга стала рівною нулеві) для більшості ОП не перевищує 10 мВ, а для прецизійних – 10 мкВ.

Прототипом ОП може слугувати класичний диференціальний підсилювач з двома входами і несиметричним виходом.

Можливі варіанти умовних позначень, прийнятих для всіх типів ОП, наведені на **Рис. 1**. Символи “+” і “–“ біля входів підсилювача вказують на відносну фазу вихідного сигналу. Якщо вхідний сигнал подавати на вхід “+” (такий вхід називають *неінвертувальним*), то фаза вихідного сигналу буде такою ж, що й вхідного (тобто не відбувається інверсії фази). Якщо ж вхідний сигнал подавати на вхід “–“ (такий вхід називають *інвертувальним*), то фаза вихідного сигналу буде протилежною до фази вхідного (відбувається інверсія фази). Інвертувальний вхід на схемах часто позначають кружком. Крім вхідних виводів, на схемах вказують також ті, до яких підключають напругу живлення. Номери біля виводів вказують відповідні ніжки реальної мікросхеми. Найчастіше зустрічаються два варіанти виконання інтегральних ОП: у металевому корпусі (**Рис. 2а**) і пластмасовому (**Рис. 2б**).

Рівняння, що наближено описує роботу ОП, має вигляд:

$$U_{вих} \approx K_0 (U^+ - U^-) = K_0 U_{вх}, \qquad (1)$$

де K_0 – модуль коефіцієнта підсилення диференціального сигналу ОП, U^+ і U^- – напруги на неінвертувальному та інвертувальному входах, відповідно, відносно землі. На **Рис. 3** наведена залежність вихідної напруги ОП від різниці вхідних напруг. Оскільки важко ідеально збалансувати диференціальний підсилювач, то на виході ОП навіть за відсутності вхідного сигналу є відмінна від нуля напруга, яку називають напругою зміщення $U_{зм}$ (пунктирна лінія). При великому K_0, який має ОП, навіть дуже малий сигнал на вході може призвести до обмеження підсиленого сигналу на виході (**Рис. 4**).

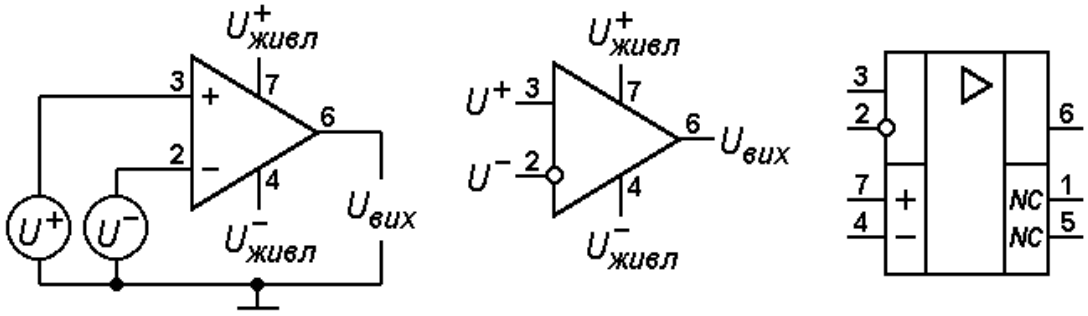


Рис. 1. Варіанти умовних позначень операційних підсилювачів на принципових електричних схемах.

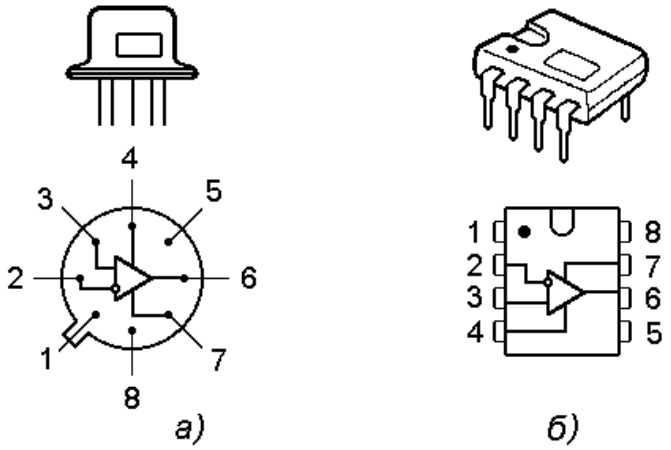


Рис. 2. Два варіанти конструкції корпуса ОП: а) металевий; б) пластмасовий. На рисунках вказано нумерацію виводів мікросхем ОП.

Якщо на обидва входи відносно землі подати один і той же сигнал (синфазний сигнал), то вихідний сигнал ідеального ОП повинен дорівнювати нулеві. У реального ж ОП вихідний сигнал буде відмінним від нуля. Отже, точне рівняння, що описує роботу реального ОП, буде мати вигляд

$$U_{вих} = K_0 (U^+ - U^- + U_{зм}) + K_{синф} U_{синф}, \qquad (2)$$

де $K_{синф}$ – коефіцієнт передачі синфазного сигналу, а $U_{синф} = (U^+ + U^-)/2$ – синфазна вхідна напруга. Як правило, $K_{синф}$ зростає при зростанні частоти сигналу. У більшості ОП на низьких частотах коефіцієнт послаблення синфазного сигналу $K_0 / K_{синф} = 10^4 – 10^5$.

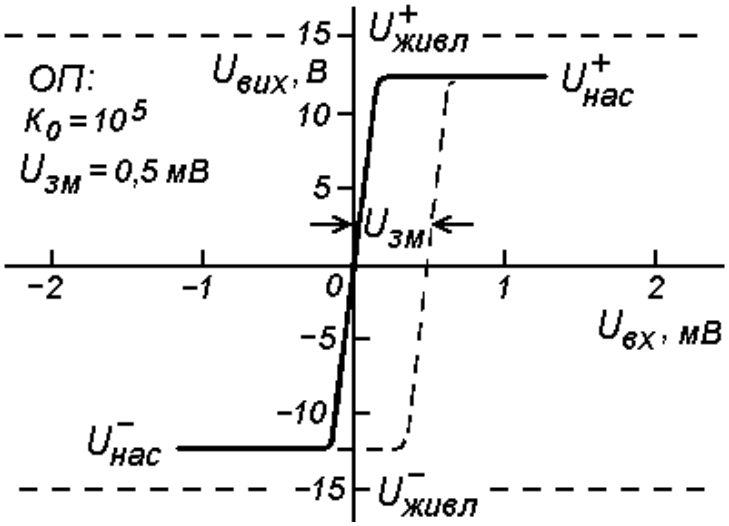


Рис. 3. Залежність вихідної напруги ОП від вхідної.
На рисунку вказані напруга зміщення та напруги насичення ОП.

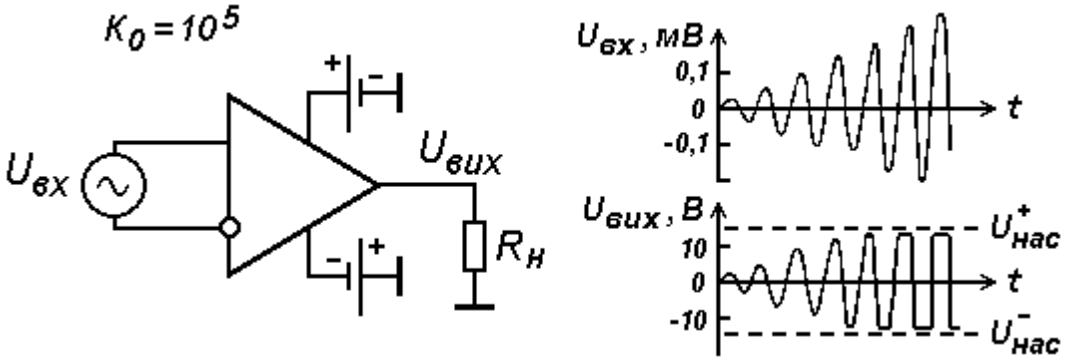


Рис. 4. Реакція ОП на синусоїдний сигнал, що наростає з часом.

У реальних ОП, як правило, коефіцієнт підсилення K_0 зменшується зі зростанням частоти сигналу. Для стійкої роботи схем на основі ОП він повинен мати на високих частотах таку ж частотну характеристику, що й одноланковий фільтр нижніх частот. Ця вимога повинна виконуватися аж до частоти, при якій $K_0 = 1$. Для виконання цієї умови схема ОП повинна містити фільтр нижніх частот з дуже низькою частотою зрізу. На **Рис. 5** наведена типова частотна залежність коефіцієнта підсилення такого “скоригованого за частотою” ОП.

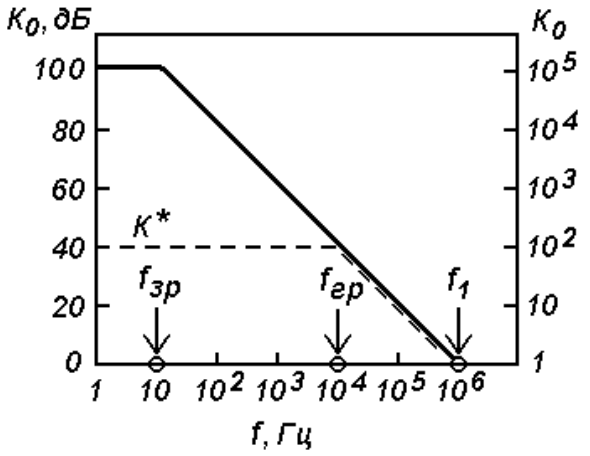


Рис. 5. АЧХ ОП з частотною корекцією (суцільна лінія – ОП без зворотного зв'язку, пунктирна – ОП зі зворотним зв'язком).

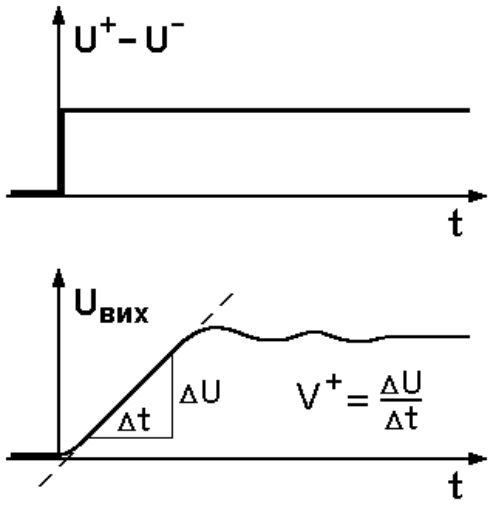


Рис. 6. Перехідна характеристика ОП.

Частотні залежності коефіцієнта підсилення K_0 та зсуву фаз Φ між вихідною і вхідною напругами для ОП з частотною корекцією (тобто його АЧХ та ФЧХ) описуються формулами

$$K_0(f) = \frac{K_0(0)}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{зр}}\right)^2}}, \qquad \Phi(f) = arctg\left(\frac{f}{f_{зр}}\right), \qquad (3)$$

де $K_0(0)$ – коефіцієнт підсилення ОП на низьких частотах ($f << f_{зр}$, при цьому $\Phi = 0$), $f_{зр}$ – частота зрізу. На частоті зрізу ($f = f_{зр}$) маємо $K_{0\,зр} = \frac{K_0(0)}{\sqrt{2}}$ та $\Phi = \frac{\pi}{4}$. На високих частотах коефіцієнт підсилення спадає зі зростанням частоти за законом $K_0(f) = \frac{K_0(0)\, f_{зр}}{f}$, а зсув фаз Φ прямує до $\frac{\pi}{2}$.

Корисно пам'ятати, що для частот вище частоти зрізу виконується співвідношення:

$$K_0(0)\, f_{зр} = f_1, \qquad (4)$$

тут $f_{зр}$ – частота зрізу, f_1 – частота одиничного підсилення, на якій модуль коефіцієнта підсилення $K_0(f_1) = 1$. Як випливає з (4), частота f_1 дорівнює добутку коефіцієнта підсилення при низьких частотах $K_0(0)$ на ширину робочої

смуги частот. Тобто, чим більший коефіцієнт підсилення $K_0(0)$, тим вужчою буде робоча смуга частот.

Важливими є *амплітудна та перехідна характеристики* реальних ОП – діапазон вихідних напруг та швидкість зростання вихідної напруги. Діапазон вихідних напруг ОП залежить від напруги живлення $U_{живл}$, яке для найпоширеніших сучасних ОП є двополярним і становить від ± 3 В до ± 15 В. Звичайно $U_{вих}$ змінюється в межах від $U^+_{живл} - 2\ В$ до $U^-_{живл} + 2\ В$. Якщо $U_{живл}$ = ± 15 В, то тоді –13 В < $U_{вих}$ < +13 В. Приклад реакції реального ОП на зростаючий синусоїдальний сигнал наведено на **Рис. 4**. Зверніть увагу на обмеження амплітуди вихідного сигналу. Гранична вихідна напруга ОП називається *напругою насичення* ($U^+_{нас}$, $U^-_{нас}$). Частотна характеристика ОП визначає його інерційні властивості лише тоді, коли ОП працює в лінійному режимі. Але коли на вхід ОП подається напруга, яка перевищує величину, необхідну для його насичення, то ОП переходить в насичений стан не миттєво, а з певною, властивою кожному конкретному типу ОП граничною швидкістю V (**Рис. 6**). Для поширених ОП швидкість наростання вихідної напруги V = 1 В/мкс, для швидкодійних ОП V = 10–10^3 В/мкс. Швидкості переходу в позитивний V^+ чи в негативний V^- насичені стани можуть відрізнятися. Скінченне значення V накладає обмеження на здатність ОП підсилювати гармонічній сигнал навіть у лінійному режимі. Для гармонічного сигналу з частотою f і амплітудою U_0 на виході ОП маємо $V_{max} = 2\pi \cdot f \cdot U_0$. Тобто, ОП здатен забезпечити підсилення тільки для таких вхідних синусоїдальних сигналів, швидкість наростання яких V_{max} не перевищує V для даного типу ОП. Наприклад, для ОП з V = 1 В/мкс, який працює в лінійному режимі, величина вихідної напруги на частоті f = 100 кГц не може перевищити
$U_0 = V/(2\pi f) = 1 \cdot 10^6/(2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^5) = 1{,}6$ В. На частоті f = 350 кГц максимально можлива вихідна напруга буде лише U_0 = 0,45 В.

Будь-який реальний пристрій на базі ОП завжди має у своєму складі власне сам ОП та *ланку зворотного зв`язку*, характеристики якої і визначають призначення цього пристрою.

Принцип введення зворотного зв`язку полягає в тому, що частина $\beta$ вихідної напруги $U_{вих}$ повертається через ланку зворотного зв`язку (ЗЗ) на вхід. Якщо напруга зворотного зв'язку $U_{зз} = \beta U_{вих}$ віднімається від вхідної напруги, то такий зворотний зв`язок називають *негативним (НЗЗ)* (англ. *negative feedback, degenerative feedback*). Якщо ж вона додається до вхідної напруги, то такий ЗЗ називають *позитивним (ПЗЗ)* (англ. *positive feedback*). Коефіцієнт β називається *коефіцієнтом зворотного зв'язку* (англ. *feedback factor*). Якщо $\beta = 1$, то зворотний зв'язок називають *повним*, тобто вся вихідна напруга знову подається на вхід підсилювача. Зазначимо, що в загальному випадку коефіцієнт зворотного зв'язку є величиною комплексною: $\tilde{\beta} = \dfrac{\tilde{U}_{зз}}{\tilde{U}_{вих}}$.

Виявляється, що характеристики будь-якої схеми з оперативним підсилювачем, охопленим колом зворотного зв'язку, визначаються не параметрами самого ОП, а характеристиками зовнішнього по відношенню до ОП кола зворотного зв'язку, тобто під'єднуючи до одного й того ж ОП різні зовнішні елементи (резистори, конденсатори, діоди і т. п.), можна одержати цілу низку пристроїв різного функціонального призначення.

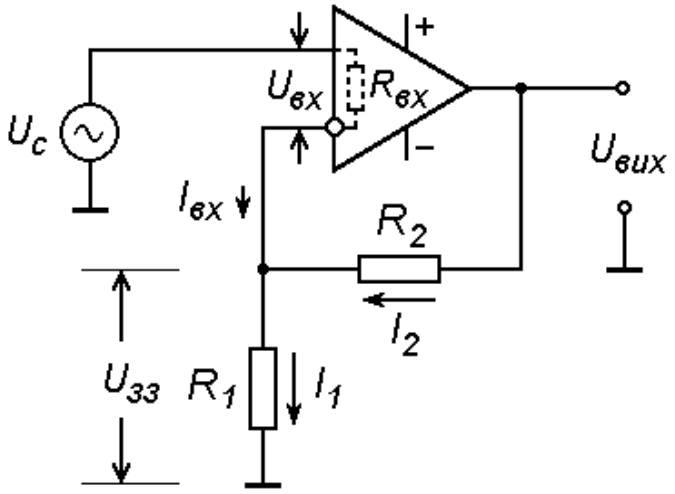


Рис. 7. Дія негативного зворотного зв'язку на прикладі найпростішого варіанту неінвертувального підсилювача (послідовний НЗЗ за напругою).

Розглянемо дію негативного зворотного зв`язку на прикладі так званого *неінвертувального підсилювача*, найпростіший варіант якого наведено на **Рис. 7**. Напругу U_c джерела сигналу подають на неінвертувальний вхід ОП. Частину β вихідної напруги, яку знімають з подільника R_1, R_2 , подають на інвертувальний вхід ОП, реалізуючи таким чином негативний зворотний зв`язок. Коефіцієнт передачі ланки зворотного зв`язку $\beta = R_1 / (R_1 + R_2) < 1$. Внутрішня схема ОП замінена вхідним опором $R_{вх}$ (для спрощення покладемо $R_{вх} \to \infty$). Згідно зі схемою,

$$U_{вх} = U_c - U_{зз} = U_c - \beta U_{вих}, \qquad (5)$$

де $U_{зз}$ – напруга НЗЗ, яка подається у вхідну ланку підсилювача (це напруга на опорі R_1). З урахуванням того, що

$$U_{вих} = K_0 U_{вх} = K_0 (U_c - \beta U_{вих}), \qquad (6)$$

можемо записати формулу для *коефіцієнта підсилення ОП з ланкою зворотного зв'язку*:

$$K^* = U_{вих} / U_c = K_0 / (1 + \beta K_0). \qquad (7)$$

Для зручності аналізу розділимо чисельник і знаменник в (7) на βK_0:

$$K^* = (1/\beta) / (1 + 1/\beta K_0). \qquad (8)$$

Якщо $\beta K_0 >> 1$, що досить легко виконати при достатньо великому K_0, то

$$K^* = 1/\beta. \qquad (9)$$

Таким чином, *коефіцієнт підсилення* K^* *ОП з негативним зворотним зв`язком при достатньо великому* K_0 *визначається лише параметрами ланки НЗЗ і не залежить від характеристик самого ОП !*

Для нашого неінвертувального підсилювача одержимо

$$K^* = 1/\beta = (R_1 + R_2)/R_1. \qquad (10)$$

Зазначимо, що формула (7) є універсальною для всіх схем з ОП, незалежно від того, яким би чином не будувалася ланка зворотного зв`язку. Більш того, вона придатна і для випадку позитивного зворотного зв`язку, для чого треба лише змінити знак "+" на "–" в знаменнику.

Наведемо *найважливіше правило*, яке визначає поведінку операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком: напруга на виході ОП прямує до такого значення (абсолютна величина та полярність напруги), при якому *різниця напруг між обома його входами стає рівною нулю*. Можна сказати, що ОП "оцінює" стан входів і за допомогою зовнішньої схеми зворотного зв'язку передає напругу з виходу на вхід так, щоб в результаті різниця напруг між входами прямувала до нуля.

З рівняння (7) випливає, що похибка встановлення K^*

$$dK^*/K^* = (dK_0/K_0)\cdot(1/\beta K_0) \qquad (11)$$

де dK_0 – нестабільність коефіцієнта підсилення ОП, пов`язана із зміною температури, напруги джерела живлення, часом, технологічними вадами і т.д. Отже, чим більше βK_0, тим точніше і стабільніше бажане K^* у порівнянні із стабільністю K_0 вихідного ОП, тобто НЗЗ *забезпечує стабільність коефіцієнта підсилення*. Величина βK_0 носить назву *петльового підсилення*. Видно, що найбільше значення петльового підсилення для схеми на **Рис. 7** досягається при $\beta = 1$, а отже $K^* = 1$, тобто для так званого *повторювача напруги*.

Оскільки на великих частотах диференціальний коефіцієнт підсилення ОП K_0 падає (**Рис. 5**), то і K^* буде підтримуватися на рівні 100 (пунктирна лінія), тільки до частоти, що близька до $f_{гр} = 10^4$ Гц, коли βK_0 стане рівним одиниці. Для частот, більших за $f_{гр}$, $K^* = K_0$. Однак, смуга частот сигналів, які підсилює підсилювач з НЗЗ, розшириться порівняно з ОП без зворотного зв`язку в βK_0 разів і складатиме тепер 10 кГц. Якщо ж потрібен підсилювач зі

смугою в 10 разів ширшою, наприклад, 100 кГц, то застосовують один за одним два підсилювача з $K^* = 10$. Повторювач напруги має смугу частот до 1 МГц.

Можна довести, що застосування негативного зворотного зв`язку впливає на вхідний та вихідний опір (імпеданс) пристрою в залежності від способу введення НЗЗ. Всі способи побудови зворотного зв`язку відрізняються між собою за тим, як сигнал ЗЗ знімається з виходу і яким чином подається на вхід. В нашому прикладі на **Рис. 7** напруга з виходу знімається *паралельно* навантаженню і тому її називають *зворотним зв`язком за напругою*. Якщо ж *послідовно* з навантаженням включити невеликий опір і знімати з нього напругу зворотного зв`язку, то такий НЗЗ буде носити назву *зворотного зв`язку за струмом*.

Звернемося знову до нашого підсилювача на **Рис. 7** і подивимося, як подається напруга зворотного зв`язку на вхід. Добре видно, що $U_{зз}$ включена *послідовно* з $U_{вх}$ відносно напруги сигналу. Такий зворотний зв`язок називають *послідовним*. Якщо ж напруга зворотного зв`язку подається на вхід *паралельно* $U_{вх}$ , то такий зворотний зв`язок називають *паралельним*.

Таким чином, підсилювач на **Рис. 7** має повну назву «підсилювач з послідовним негативним зворотним зв`язком за напругою». Неважко підрахувати, що існують чотири варіанти побудови схем зворотного зв`язку, кожна з яких відрізняє пристрій, побудований на її основі, за розмірністю коефіцієнта перетворення, а отже за функціональним призначенням. Причиною цьому є вплив способу введення НЗЗ на вхідний та вихідний опір (імпеданс) отриманого пристрою.

Можна показати, що для схеми на **Рис. 7**:

$$R^*_{вх} = R_{вх} \ (1 + \beta K_0), \qquad (12)$$

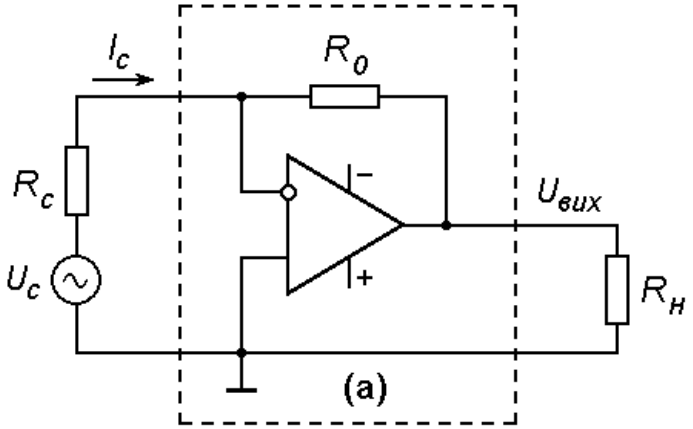
$$R^*_{вих} = R_{вих} \ /(1 + \beta K_0), \qquad (13)$$

тобто вхідний опір приблизно в βK_0 разів більший, а вихідний – у стільки ж разів менший, відповідно, за опір ОП без петлі зворотного зв`язку. Такий перетворювач з боку входу є "ідеальним" вимірювачем напруги тому, що має високий вхідний опір, а з боку виходу – "ідеальним" джерелом напруги, тому, що його вихідний опір дуже малий. Таким чином, реалізується функція *підсилювача напруги* з безрозмірним коефіцієнтом підсилення за напругою:

$$K^* = U_{вих} / U_c = K_u . \qquad (14)$$

На **Рис. 8** наведені схеми решти варіантів введення НЗЗ, які реалізують функції:

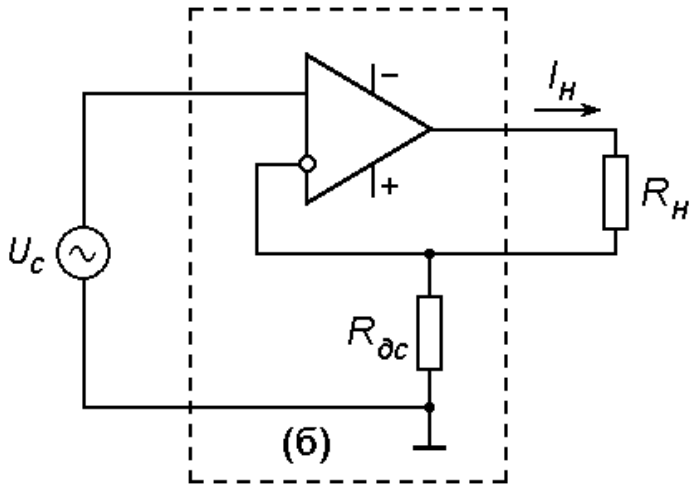
а) *перетворювача струм-напруга* (трансформатор опору, *паралельний НЗЗ за напругою*),



$$\frac{U_{вих}}{I_c} = -R_0$$

$$R^*_{вх} = R_0\left(K_0 + 1\right)$$

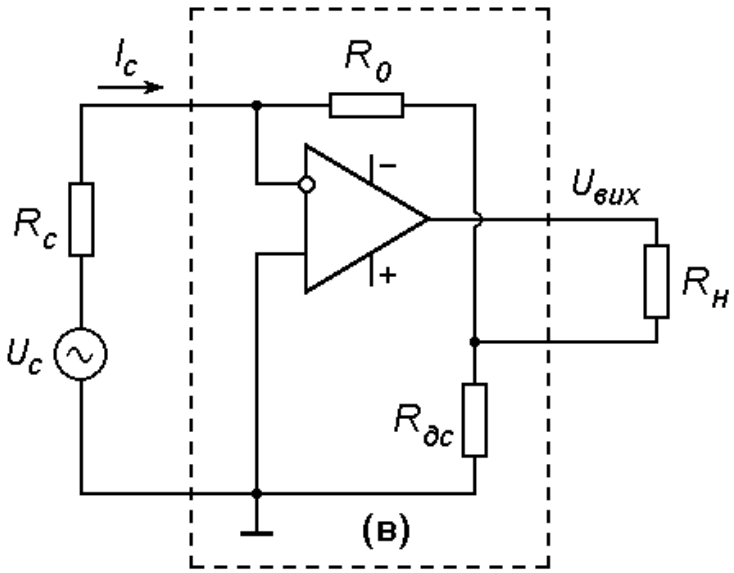
$$R^*_{вих} = \frac{R_{вих}}{\left(K_0 + 1\right)}$$



$$\frac{I_н}{U_c} = \frac{1}{R_{дс}}$$

$$R^*_{вх} = R_{вх}\left(1 + \beta\, K_0\right)$$

$$R^*_{вих} = R_{дс}\left(1 + \beta\, K_0\right)$$



$$K_i = \frac{I_н}{I_c} = -\frac{R_{дс} + R_0}{R_{дс}}$$

$$R^*_{вх} = \frac{R_0}{\left(K_0 + 1\right)}$$

$$R^*_{вих} = R_{дс}\left(K_0 + 1\right)$$

Рис. 8. Варіанти введення негативного зворотного зв’язку: а) перетворювач струм-напруга (паралельний НЗЗ за напругою); б) перетворювач напруга-струм (послідовний НЗЗ за струмом); в) підсилювач струму (паралельний НЗЗ за струмом). Опір $R_{дс}$ – датчик струму.

б) *перетворювач напруга-струм* (трансформатор провідності, *послідовний НЗЗ за струмом*),
в) *підсилювач струму* (*паралельний НЗЗ за струмом*).

У випадках а) і б) коефіцієнт перетворення – величина розмірна, звідси і відповідна назва перетворювача.

Наведені основні варіанти (**Рис. 7, 8**) введення негативного зворотного зв`язку є основою побудови й аналізу великого розмаїття схем із застосуванням ОП того чи іншого конкретного призначення. Розглянемо ті з них, які зустрічаються найчастіше.

Ми вже згадували про повторювач напруги. З формули (10) одиничний коефіцієнт підсилення реалізується в тих випадках, коли $R_1 >> R_2$. Задовольнити цю нерівність на практиці можна у найпростіший спосіб так, як показано на **Рис. 9**. Завдяки виключно високому вхідному опору і низькому вихідному, така схема часто застосовується як узгоджувальний елемент або буфер.

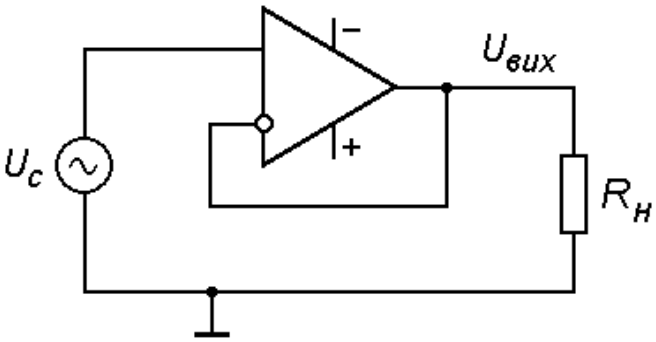


Рис. 9. Повторювач напруги.

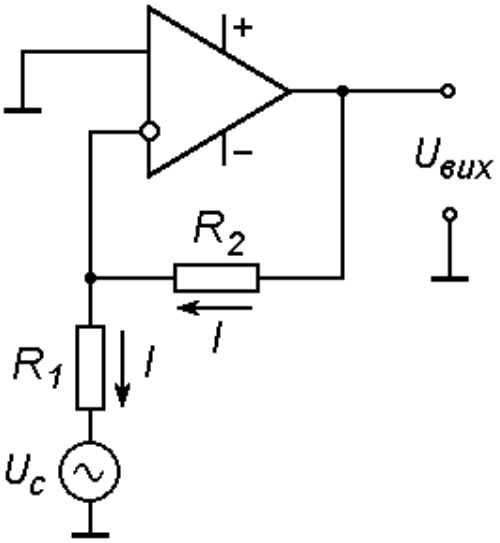


Рис. 10. Інвертувальний підсилювач.

Якщо необхідно інвертувати фазу сигналу на виході підсилювача, застосовують *інвертувальний підсилювач* (**Рис. 10**). Коефіцієнт підсилення такого пристрою буде дорівнювати:

$$K^* = -R_2 / R_1. \qquad (15)$$

Застосування операційних підсилювачів у поєднанні з реактивними елементами дозволяє зробити точнішими операції інтегрування і диференціювання сигналів, ніж це можна зробити за допомогою *RC*-фільтрів.

Інтегратор використовується для одержання вихідного сигналу, пропорційного інтегралу вхідної напруги. Коло НЗЗ інтегратора на основі ОП являє собою інтегрувальну *RC*-ланку – фільтр нижніх частот (вихідна напруга знімається з конденсатора (**Рис. 11**)). На виході інтегратора маємо

$$U_{вих}(t) - U_{вих}(0) = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_c(t)\,dt \qquad (16)$$

Диференціатор дозволяє одержати вихідну напругу, пропорційну швидкості зміни вхідної. Коло НЗЗ диференціатора на основі ОП являє собою диференціювальну *RC*-ланку – фільтр верхніх частот (вихідна напруга знімається з резистора (**Рис. 12**)). Вихідний сигнал диференціатора визначається похідною вхідного сигналу по часу

$$U_{вих}(t) = -RC\frac{dU_c(t)}{dt} \qquad (17)$$

Введення в ланки зворотного зв`язку нелінійних елементів (діодів, транзисторів) дозволяє побудувати досить точні *функціональні перетворювачі* – прилади, які дають на виході певну функцію (експоненційну, логарифмічну і т. п.), аргументом якої є вхіда напруга.

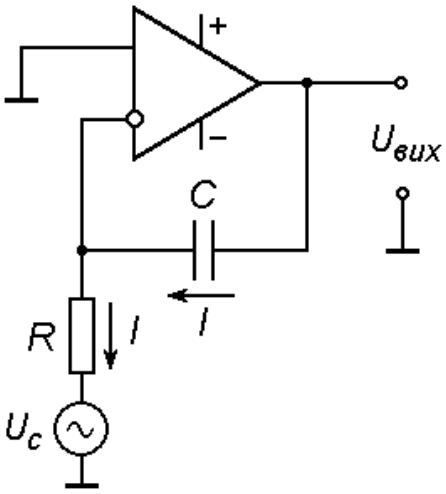


Рис. 11. Інтегратор.

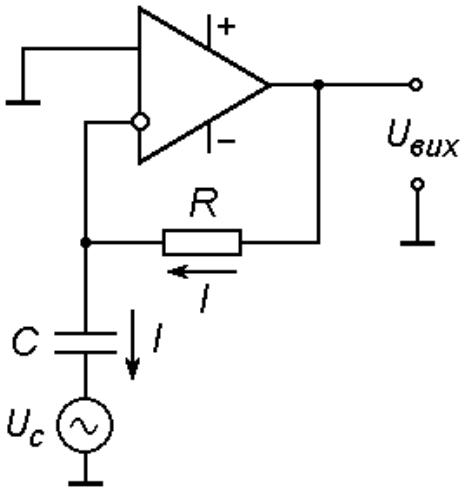


Рис. 12. Диференціатор.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, генератор прямокутних імпульсів Г5-54, двоканальний осцилограф С1-83, блок живлення (+15 В, 0, –15 В), макетні плати зі схемами на операційних підсилювачах з негативним зворотним зв’язком.

Блок-схема експериментальної установки аналогічна наведеній у лабораторній роботі № 5 (**Рис. 15)**.

На екрані двоканального осцилографа потрібно одержати одночасне зображення осцилограм вхідного та вихідного сигналів. Вхідний сигнал від

генератора сигналів за допомогою трійника одночасно подається на канал I осцилографа і на макетну плату, на якій зібрано схему з ОП. Вихідний сигнал з макетної плати подається на канал II осцилографа.

Увага! Під час вимірювань потрібно слідкувати за тим, щоб величина вихідного сигналу схеми була меншою за напругу насичення ОП.

ЗАВДАННЯ

1. Розрахуйте і складіть схему неінвертувального підсилювача (**Рис. 7**) із заданими викладачем параметрами. Подайте на вхід схеми гармонічний вхідний сигнал або вхідний сигнал у вигляді прямокутних імпульсів (рекомендована частота прямування імпульсів близько 200 Гц, тривалість імпульсів 2 мс). Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Перевірте відповідність між отриманим експериментально і розрахованим K^*.
2. Розрахуйте і складіть схему інвертувального підсилювача (**Рис. 10**). Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Перевірте відповідність між отриманим експериментально і розрахованим K^*.
3. Розрахуйте і складіть схему інтегратора (**Рис. 11**) із заданими викладачем параметрами. Подайте на вхід схеми вхідний сигнал у вигляді прямокутних імпульсів. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Порівняйте і поясніть відмінності між вхідним і вихідним сигналами.
4. Розрахуйте і складіть схему диференціатора (**Рис. 12**). Подайте на вхід схеми вхідний сигнал у вигляді прямокутних імпульсів. Зарисуйте осцилограми вхідного та вихідного сигналів у робочий зошит. Порівняйте і поясніть відмінності між вхідним і вихідним сигналами.

ЛІТЕРАТУРА

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир. - 1984. - Т.1, С. 154-210.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир. - 1982.- С. 67-92, 137-156.
3. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В. Операционные усилители и их применение.- М.: Радио и связь.- 1989.- С.3-35, 76-82.
4. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники.- М.: Радио и связь.- 1990.- С. 227-239.
5. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники.- К.: Выща школа, 1989.- С. 269-273, 295-299.
6. Методические указания к практикуму «Основы радиоэлектроники» для студентов физического факультета / Сост. П.А.Суббота-Мельник, А.В.Слободянюк.- К.: КГУ, 1989.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Означення, умовні позначення та основні характеристики операційних підсилювачів (ОП). Рівняння, що описує роботу ОП.
2. Інвертувальний і неінвертувальний входи ОП. Негативний і позитивний зворотний зв'язок в схемах з ОП. Коефіцієнт зворотного зв'язку.
3. Зворотний зв'язок за напругою і за струмом. Послідовний і паралельний зворотний зв'язок. Навести відповідні схеми та вказати їх застосування.
4. Принцип роботи неінвертувального підсилювача напруги на ОП. Вивести формулу для коефіцієнта підсилення K^*.
5. Принцип роботи інвертувального підсилювача напруги на ОП. Вивести формулу для коефіцієнта підсилення K^*.
6. Принцип роботи інтегратора на ОП. Пояснити форму сигналу на виході такого пристрою. Вивести формулу, що пов'язує вхідну та вихідну напруги.
7. Принцип роботи диференціатора на ОП. Пояснити форму сигналу на виході такого пристрою. Вивести формулу, що пов'язує вхідну та вихідну напруги.
8. Проаналізуйте методи створення і види зворотного зв'язоку у схемах підсилювачів на транзисторах (лабораторна робота № 5).

ДОДАТОК

Розрахунок коефіцієнтів перетворення схем на основі ОП з НЗЗ

Одним із простих методів розрахунку коефіцієнта перетворення схеми з ОП, охопленим негативним зворотним зв'язком, є так званий *метод віртуального замикання*, суть якого полягає у наступному: 1) оскільки ОП має дуже великий диференціальний коефіцієнт підсилення K_0, то з (1) випливає, що $(U^+ - U^-) << Uвих$, тобто можна покласти $U^+ \approx U^-$ (вхідні клеми ОП замкнені); 2) оскільки ОП має великий вхідний опір $R_{вх}$ (~ 10^6 Ом), то його вхідним струмом можна знехтувати у порівнянні зі струмом, що протікає у ланці зворотного зв'язку ($I_{вх} \to 0$). Застосуємо цей метод для наступних схем з ОП.

Неінвертувальний підсилювач (Рис. 7). Напруги на неінвертувальному та інвертувальному входах приблизно однакові: $U^+ = U_c \approx U^- = I_1 R_1$. Якщо R_1 і R_2 значно менші за $R_{вх}$, то вхідний струм $I_{вх}$ буде значно меншим за I_1 та I_2. Звідси $I_1 \approx I_2 = I$. Отже, вихідна напруга $U_{вих} = I\,(R_1+R_2)$, а напруга вхідного сигналу $U_c \approx IR_1$. Для коефіцієнта підсилення за напругою одержуємо: $K^* = U_{вих} / U_c = (R_1+R_2)/R_1$.

Інвертувальний підсилювач (Рис. 10). Напруга на інвертувальному вході $U^- = U_c + IR_1 \approx U^+ = 0$, звідки $I \approx -U_c / R_1$. Напруга на виході $U_{вих} = IR_2 + U^- \approx IR_2$. Для коефіцієнта підсилення за напругою одержуємо: $K^* = U_{вих} / U_c = -R_2 / R_1$.

Інтегратор (Рис. 11). Напруга на інвертувальному вході $U^- = U_c + IR \approx$ $\approx U^+ = 0$, звідки $I \approx - U_c / R$. Напруга на виході $U_{вих} = Q / C + U^- \approx Q / C$, де Q – заряд на обкладинках конденсатора. Струм I буде протікати лише тоді, коли заряд Q змінюється з часом: $I = dQ / dt = C (dU_{вих} / dt)$. Звідси одержуємо формулу (16).

Диференціатор (Рис. 12). Напруга на інвертувальному вході $U^- = U_c +$ $+ Q / C \approx U^+ = 0$, звідки $Q \approx - CU_c$. Напруга на виході $U_{вих} = IR + U^- \approx IR$. Оскільки $I = dQ / dt = - C (dU_c / dt)$, то звідси одержуємо формулу (17).

Маркування мікросхем

Маркування мікросхем (в тому числі й операційних підсилювачів) має для вітчизняних приладів наступну структуру.

- Перша літера К – ознака належності мікросхеми для застосування в побутовій та промисловій апаратурі. Відсутність її вказує на вибір для застосування в спеціальній (наприклад, у військовій) апаратурі.
- Другий символ – цифра, яка вказує технологію виконання мікросхеми: 1, 5 – інтегральна, тобто виготовлена на одному кристалі; 2, 4, 8 – гібридна, тобто зібрана з окремих елементів; 3 – плівкова; 7 – безкорпусна.
- Третій та четвертий елементи – цифри, які вказують порядковий номер розробки мікросхеми (від 00 до 99). Всі три цифри вказують номер серії.
- Далі йдуть дві літери, які визначають функціональне призначення мікросхеми. Наприклад, УД – підсилювач диференціальний (ОП), УН – підсилювач низькочастотний, ЕН – стабілізатор напруги і т.п.
- Сьомий елемент – цифра, яка є порядковим номером одноіменних за функціональною ознакою мікросхем.
- Наступною досить часто буває літера, яка вказує на те, що мікросхема даного типу має групи, що відрізняються за одним або кількома параметрами (для ОП, наприклад, за коефіцієнтом підсилення, напругою зміщення, вхідним струмом).
- Останнім часом в позначеннях з`являються додаткові елементи, які відрізняють однакові мікросхеми за оформленням в різних корпусах. Наприклад, в позначеннях мікросхем, які раніше випускалися лише в металічних корпусах, додають після першої літери К літеру Р, якщо вона виготовлена в пластмасовому корпусі, або букву М – для метало-керамічного корпусу. Іноді така ж процедура перекомпонування мікросхеми в пластмасовий корпус відбивається в позначеннях шляхом додавання до останньої цифрі ще двох. Наприклад, інтегральний ОП в металевому корпусі типу К140УД6 в пластмасовому корпусі отримав назву К140УД608.

Основні характеристики деяких операційних підсилювачів

Тип	Призначення	K_0	$U_{зм}$, мВ	$I_{вх}$, нА	dU/dT, мкВ/°С	f_1, МГц	$U_{живл}$, В	$I_{живл}$, мА	$R_{вх}$, МОм
К140УД6	Загальн. призн.	$>7\cdot10^4$	< 5	< 30	< 20	1	5–20	< 3	> 2
К140УД6А		$>5\cdot10^4$	< 8	<50	< 20	1	5–20	< 3	1
К140УД6Б	БТ	$>3\cdot10^4$	< 10	< 100	< 20	1	5–20	< 3	1
140УД7	***	$>5\cdot10^4$	< 4	< 200	< 6	> 0,8	5–20	< 3	> 0,4
К140УД7	БТ	$>3\cdot10^4$	< 9	< 400	10	0,8	5–20	< 3	0,4
140УД8	***	$>5\cdot10^4$	< 20	< 0,2	< 50	>1	15	< 5	> 20
К140УД8	ПТ	$2\cdot10^4$	<100	< 1	< 100	1	15	5	10
544УД1А	***	$>5\cdot10^4$	< 15	0,15	20	> 1	15	3,5	> 10
К544УД1А	ПТ	$5\cdot10^4$	30	0,15	30	1	15	3,5	10
140УД14А	Прецизійний	$>5\cdot10^4$	<2	< 2	< 15	> 0,5	5–18	<0,6	> 30
140УД14Б	ПТ	$5\cdot10^4$	2	2	20	0,5	5–18	0,6	30
140УД14В	***	$2\cdot10^4$	2	2	30	0,5	5–18	0,6	30

БТ – біполярні транзистори у вхідному каскаді,
ПТ – польові транзистори у вхідному каскаді.

Характеристики вітчизняних та імпортних мікросхем можна знайти на сайтах: *www.rlocman.ru, www.chipinfo.ru, www.national.com*

Лабораторна робота № 7

ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ З ПОЗИТИВНИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

В цій лабораторній роботі досліджуються пристрої, в яких використовується *позитивний зворотній зв'язок (ПЗЗ)*, такі як тригери та генератори електричних сигналів.

Компаратор – це електронний пристрій порівняння двох аналогових сигналів: $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$. При цьому на виході схеми формуються тільки два значення вихідного сигналу: а) напруга на виході максимальна ($U_{вих} = U_{max}$), якщо різниця напруг між вхідними сигналами є додатньою ($U_{вх1} - U_{вх2}$) > 0; б) напруга на виході мінімальна ($U_{вих} = U_{min}$), якщо різниця напруг між вхідними сигналами є від'ємною ($U_{вх1} - U_{вх2}$) < 0 .

Передавальна характеристика компаратора – залежність вихідної напруги компаратора від напруги на його вході.

Рівень включення (виключення) компаратора – значення напруги на вході компаратора $U_{вх} = U_{вкл}$, при якій вихідна напруга $U_{вих}$ змінює своє значення від мінімального U_{min} до максимального U_{max} (при включенні); при виключенні $U_{вх} = U_{викл}$ і вихідна напруга змінюється від U_{max} до U_{min} .

Гістерезисний компаратор (тригер Шміта) – це електронний пристрій порівняння, у якого передавальна характеристика є неоднозначною, тобто рівні включення і виключення не збігаються (на відміну від звичайного компаратора), а відрізняються на величину, яку називають **гістерезисом переключення.**

Генератори – це електронні пристрої, які формують на виході змінну напругу потрібної форми. На відміну від підсилювачів, у таких пристроїв немає входу. Їх вихідний сигнал з'являється у відповідь на підключення до них джерела живлення. Форма генерованої напруги може бути різноманітною: гармонічною, прямокутною, пилкоподібною або будь-якою іншою.

Мета роботи – ознайомитися з властивостями схем на операційних підсилювачах (ОП), охоплених позитивним зворотним зв'язком, опанувати способи генерації електричних сигналів за допомогою схем з ОП.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Перед тим, як ознайомитися з властивостями операційних підсилювачів, охоплених позитивним зворотним зв'язком, розглянемо достатньо широкий клас електронних пристроїв, які займають проміжне місце між аналоговими та цифровими схемами. Їх називають аналоговими *компараторами*. Особливістю цих схем на основі операціних підсилювачів (ОП) є те, що їх можна використовувати без зворотного зв'язку. На **Рис. 1** наведено схему однопорогового компаратора. При зміні знаку різниці вхідних напруг

(наприклад, коли напруга $U_{вх2}$ стає більшою за $U_{вх1}$) вихідна напруга стрибком змінюється від свого найменшого значення U_{min} (яке є ні чим ішим як напругою насичення ОП $U^{-}_{нас}$) до U_{max} (напруги насичення $U^{+}_{нас}$). Звичайно, вихідна напруга не може миттєво перейти із одного стану в інший. Для стандартного ОП величина швидкості наростання вихідної напруги обмежена і становить близько 1 В/мкс. Отже для переходу від рівня U_{min} = – 12 В до U_{max} = +12 В потрібен час 24 мкс. Внаслідок скінченності часу виходу ОП зі стану насичення ця затримка у часі переключення компаратора буде ще більшою.

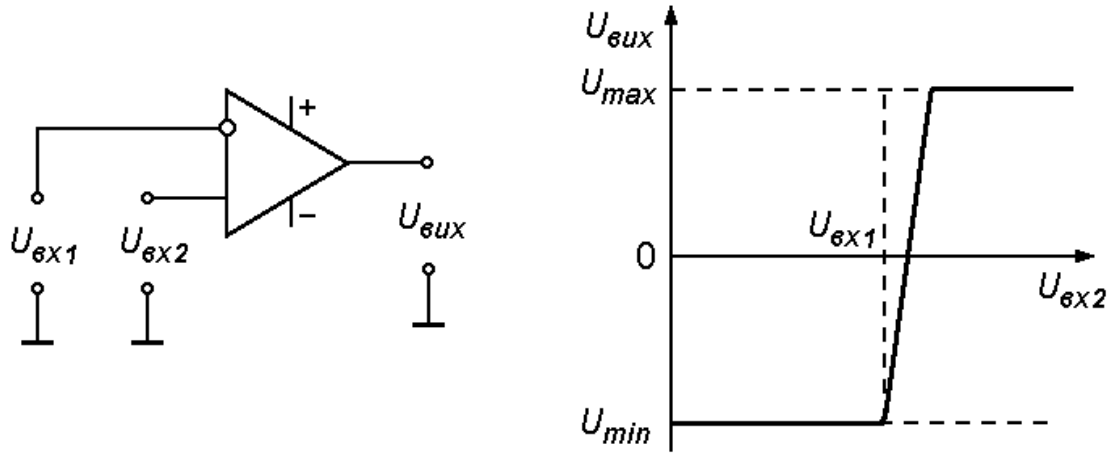


Рис. 1. Компаратор напруг $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ та його передавальна характеристика.

Можна сказати, що вхідний сигнал компаратора має аналоговий характер, а вихідний – цифровий. Внаслідок цього компаратори часто виконують роль елементів зв'язку між аналоговими та цифровими пристроями.

Ми вже знаємо, що у схемі з ОП, охопленим негативним зворотним зв'язком, за відсутності вхідного сигналу будь-яка флуктуація напруги на вході, підсилена операційним підсилювачем на виході, пригнічується ланкою негативного зворотного зв'язку, тобто сама себе послаблює.

Сконструюємо ланку *позитивного зворотного зв'язку*, подавши сигнал з виходу операційного підсилювача на його неінвертувальний вхід (**Рис. 2**) за допомогою подільника напруги R_1, R_2. При цьому коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Якщо $K_0 \cdot \beta > 1$, то флуктуація сама себе підсилюватиме і амплітуда на виході зростатиме. Врешті-решт на виході встановиться напруга, що дорівнює напрузі насичення ОП (негативній чи позитивній, в залежності від полярності початкової флуктуації). Процес встановлення відбувається достатньо швидко або, як кажуть, лавиноподібно (для більшості реальних інтегральних ОП – від десятків мікросекунд до долей мікросекунди).

На неінвертувальному вході при цьому встановиться напруга U^{+}, рівна $U^{+} = U_{вих} \cdot \beta$. Припустимо, що в момент включення на виході встановилася напруга насичення позитивної полярності (наприклад, +12 В), а резистори подільника ланки зворотного зв'язку мають однаковий опір (наприклад, по 10 кОм). Тоді β = 0,5 і U^{+} = +6 В.

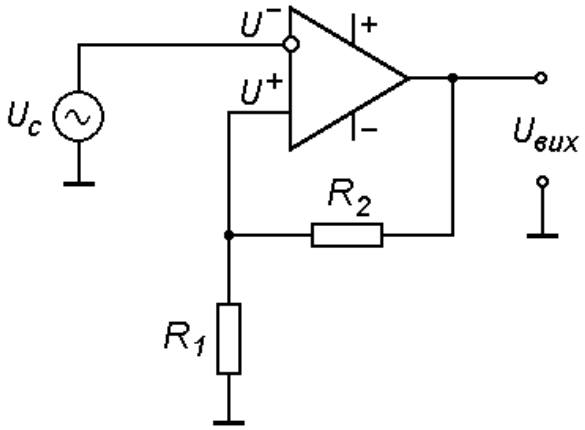
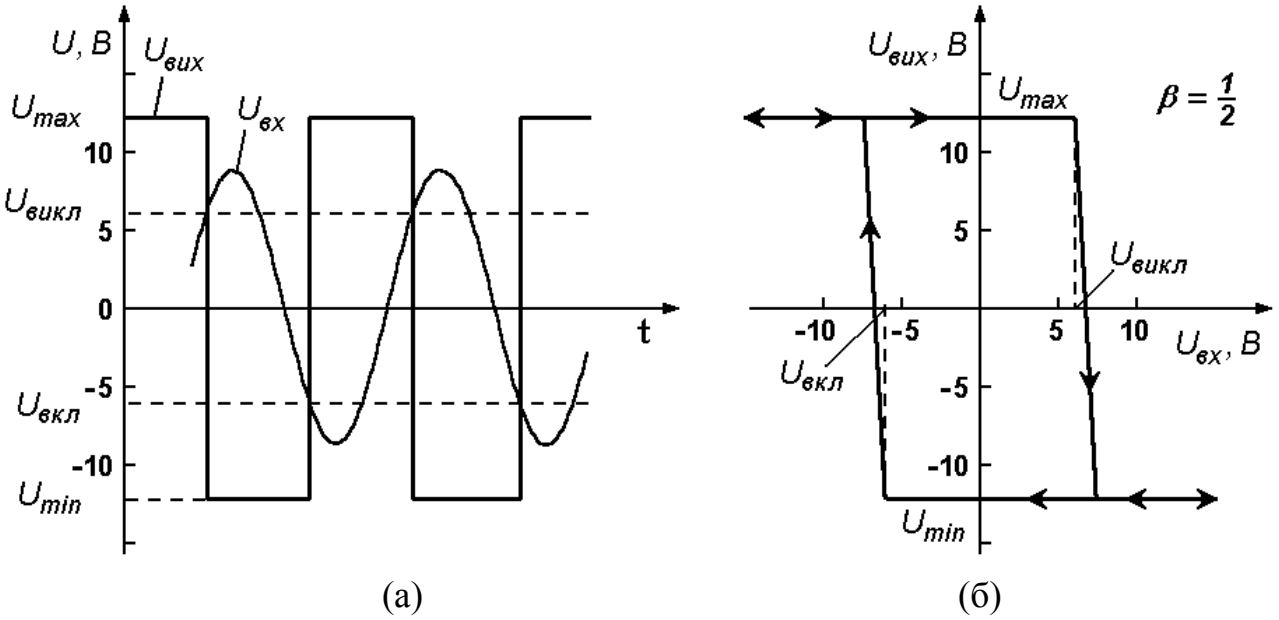


Рис. 2. Тригер Шміта.



(а) (б)

Рис. 3. Залежність від часу вхідної і вихідної напруг тригера Шміта (а) та його передавальна характеристика (б) з петлею гістерезису (β = 0,5).

Подамо на інвертувальний вхід ОП зовнішній додатний сигнал $U^- = U_c$ і будемо його збільшувати, спостерігаючи за поведінкою вихідної напруги $U_{вих}$. Поки напруга U_c на інвертувальному вході менша за +6 В, різниця напруг $(U^+ - U^-)$ залишається додатною, як і $U_{вих}$, яка зберігається рівною напрузі насичення завдяки позитивному зворотному зв'язку. Як тільки U^- перевищить величину $U_{викл} = U_{вих} \cdot \beta = +6$ В, підсилена операційним підсилювачем диференціальна напруга $(U^+ - U^-)$ почне зменшувати напругу на виході, а ланка позитивного зворотного зв'язку довершить лавиноподібний процес переходу $U_{вих}$ в інший стабільний стан, який визначається величиною $U_{вих} = U_{min} = -12$ В. При цьому напруга на неінвертувальному вході також змінить свій знак і стане рівною $U^+ = -6$ В. Подальше підвищення вхідної напруги не змінюватиме результат на виході.

Якщо тепер почати зменшувати напругу сигналу, то вихідна напруга залишатиметься незмінною до тих пір, поки U_c , перейшовши через нуль, не перевищить за абсолютним значенням величину $U_{вкл} = -|U_{вих} \cdot \beta| = -6$ В, яка утримувалася на неінвертувальному вході завдяки незмінності вихідної напруги. В результаті такого перевищення вхідна диференціальна напруга $(U^+ - U^-)$ стане додатною, що призведе до чергового лавиноподібного переходу вихідної напруги до додатного значення $U_{вих} = U_{max} = +12$ В.

Описана вище поведінка такого пристрою з ланкою позитивного зворотного зв'язку (залежність від часу вхідної і вихідної напруг, а також передавальна характеристика) проілюстрована на **Рис. 3**, де стрілкою вздовж кривої показано напрямок зміни вихідної напруги при відповідній зміні вхідної. Видно, що зображена залежність є неоднозначною і величина вихідної напруги залежить від попередньої "історії ", тобто від того, якою була напруга поданого на вхід сигналу. Кажуть, що має місце *гістерезис*, а криву, зображену на **Рис. 3б**, називають *петлею гістерезису*. Наявність неоднозначності, або гістерезису, є невід'ємною рисою будь-якого пристрою, який містить ланку позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ).

Ширина петлі гістерезису визначається рівнем U^+ на неінвертувальному вході ОП, який, у свою чергу, залежить від коефіцієнта зворотного зв'язку β. Чим менше β, тим вужча петля гістерезису. Якщо $\beta = 0$, що відповідає відсутності будь-якого зворотного зв'язку, то крива перетворюється на однозначну функцію (див. **Рис. 3** лабораторної роботи № 6).

Пристрій, який має два стабільних стани у відповідь на зміну вхідного сигналу називають *тригером*. За відсутності зовнішнього впливу тригер може перебувати у кожному з двох стабільних станів нескінченно довго, тобто він являє собою *бістабільний елемент*. Перехід з одного стабільного стану в інший буде відбуватися лише під дією зовнішнього збурення.

Найпростіший тригер, зображений на **Рис. 2**, називається *тригером Шміта* (англ. *Schmitt trigger*). Такий тригер є базовим для створення багатьох інших пристроїв, у яких використовується ПЗЗ – формувачів сигналів, обмежувачів, комутаторів, сигналізаторів рівня, комірок пам'яті і, нарешті, генераторів.

Для того щоб побудувати *генератор електричних сигналів прямокутної форми*, потрібно до тригера Шміта додати частотно залежну ланку негативного зворотного зв'язку (**Рис. 4**). Стала часу ланки $\tau = RC$ перевищує час лавиноподібного переходу тригера з одного стабільного стану в інший. Отже при включенні живлення початкова флуктуація завдяки дії ланки ПЗЗ лавиноподібно переводить ОП в насичення, тобто в один із стабільних станів. Припустимо, що цей стан відповідає додатній напрузі на виході ОП ($U_{вих} = U_{max} = +12$ В). Ця напруга починає через резистор R заряджати конденсатор C таким чином, що на обкладинці конденсатора, з'єднаній з інвертувальним входом, зростає додатна напруга. Зростання продовжується до тих пір, поки не буде перевищено значення напруги, яка встановилася на неінвертувальному вході. В цей момент схема "перекидається" і вихідна напруга лавиноподібно досягає значення $U_{вих} = U_{min} = -12$ В. Тепер ця напруга

починає перезаряджати конденсатор від'ємним струмом до тих пір, поки напруга на інвертувальному вході ОП не досягне від'ємної величини, рівної напрузі на неінвертувальному вході ОП. Схема знову переходить у новий стан, який веде до нового процесу перезарядки конденсатора.

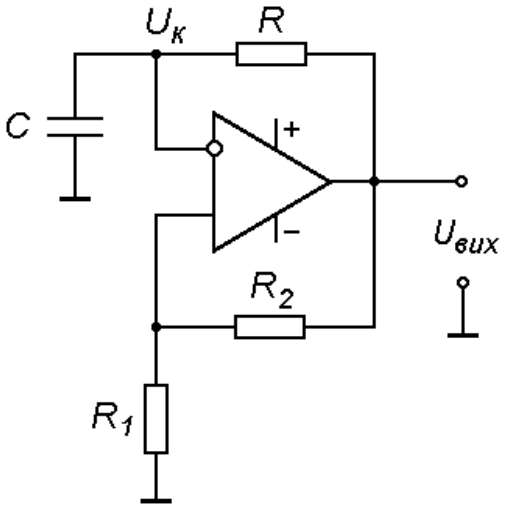


Рис. 4. Генератор прямокутних імпульсів (мультивібратор).

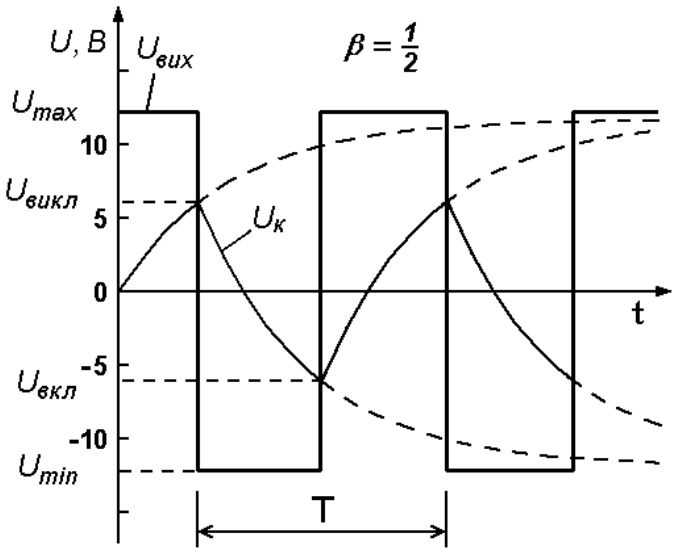


Рис. 5. Форма імпульсів на виході мультивібратора і на конденсаторі.

Таким чином, описана схема, яку називають *мультивібратором*, не має стабільних станів, а періодично змінює вихідну напругу від максимальної додатної до максимальної від'ємної і навпаки з періодом, який визначається швидкістю перезарядки конденсатора від $U_{викл} = +\beta \cdot U_{вих}$ до $U_{вкл} = -|\beta \cdot U_{вих}|$ за експоненційним законом.

Період T послідовності прямокутного періодичного сигналу залежить від R_1, R_2, R і C:

$$T = 2RC \cdot ln[(1+\beta)/(1-\beta)], \qquad (1)$$

де $\beta = R_1/(R_1+R_2)$.

Якщо $R_1 = R_2$, то

$$T = 2RC \cdot ln[1+(2R_1/R_2)] \approx 2{,}2RC. \qquad (2)$$

Форму імпульсів на виході генератора і на конденсаторі C наведено на **Рис. 5**.

Схема генератора з незалежним регулюванням частоти повторювання імпульсів та прогальності наведена на **Рис. 6**. Потенціометром 10 кОм регулюють частоту, а потенціометром 47 кОм – прогальність.

Для одержання синусоїдного сигналу з малими спотвореннями наведена вище схема генератора не підходить, оскільки в ній передбачається

лавиноподібне наростання напруги на виході для широкого спектра гармонік. Тепер же потрібно створити умови для генерації на виході сигналу лише однієї частоти, однієї гармоніки. Іншими словами, позитивний зворотний зв'язок повинен здійснюватися лише для однієї частоти, тобто поряд з умовою $K_0 \cdot \beta > 1$ (достатня умова для зростання сигналу на виході), потрібен нульовий (або кратний 360^0) зсув фаз Φ між вихідною напругою і сигналом зворотного зв'язку лише для цієї частоти. Найпростіший вихід із цієї ситуації – це резонансний ПЗЗ. На **Рис. 7** зображено *генератор гармонічних коливань*, який ще називають *мостовим генератором Віна-Робсона*. До ланки ПЗЗ операційного підсилювача включено смуговий фільтр, нульовий зсув фаз у якому реалізується на частоті максимуму коефіцієнта передачі. Генерація, природно, буде розвиватися на цій частоті.

При підключенні схеми до джерела живлення амплітуда коливань вихідної напруги на цій частоті починає зростати. Бажано, щоб амплітуда синусоїдних коливань була стабільною. Зупинити зростання амплітуди можна лише в тому випадку, коли підсилення в ланці ПЗЗ буде точно скомпенсоване втратами в ланці НЗЗ, що відповідає умові $K_0 \cdot \beta = 1$. Якщо в цій схемі (**Рис. 7**) опори резисторів і ємності конденсаторів взяти однаковими, то повинна точно виконуватися рівність $K_0 = +3{,}0$. Здійснити це можна введенням негативного ЗЗ з $\beta = 1/3$. Однак, точно підтримувати K_0 на заданому рівні практично неможливо хоча б внаслідок флуктуацій температури. Тому в ланку ПЗЗ вводиться нелінійний елемент (лампочка розжарення маленької потужності), який автоматично підтримує потрібний коефіцієнт підсилення за рахунок того, що його опір залежить від рівня амплітуди вихідної напруги. При підвищенні рівня вихідного сигналу нитка лампи нагрівається, коефіцієнт неінвертувального підсилення зменшується. При цьому необхідно, щоб зміна опору нелінійного елемента відбувалася дуже повільно порівняно з періодом генерованої синусоїди. В протилежному випадку швидкодійний ПЗЗ спотворить генеровану синусоїдну напругу, намагаючись регулювати амплітуду протягом одного періоду. В даному випадку лампочка – достатньо інерційний елемент. Спотворення генерованого синусоїдного сигналу будуть тим меншими, чим більшим буде час встановлення його рівноважної амплітуди.

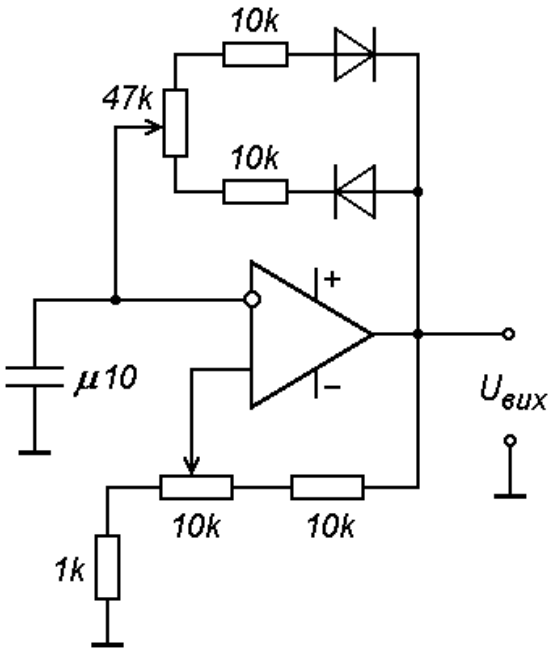


Рис. 6. Мультивібратор з плавно регульованими прогальністю і частотою імпульсів.

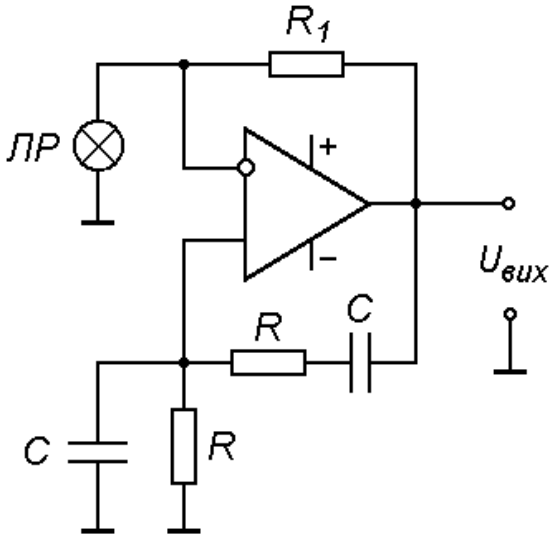


Рис. 7. Генератор гармонічних коливань з лампочкою розжарення.

Підбиваючи підсумки, зауважимо, що умови $K_0 \cdot \beta = 1$ та $\Phi = 360^0 \cdot n$ (де $n = 0, 1, 2, \ldots$) повинні виконуватися одночасно, незалежно від конкретної схеми генератора. Першу умову генерації називають *амплітудною*, другу – *фазовою*.

Як бачимо, позитивний зворотний зв'язок у розглянутих схемах виконує роль як збудника, так і (відповідним чином введений і в поєднанні з негативним зворотним зв'язком) формувача сигналу очікуваної форми.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Для виконання лабораторної роботи використовуються: генератор гармонічних сигналів ГЗ-118, двоканальний осцилограф С1-83, блок живлення (+15 В, 0, –15 В), макетні плати зі схемами на операційних підсилювачах.

Блок-схема експериментальної установки аналогічна наведеній у лабораторній роботі № 5 (**Рис. 15)**.

На екрані двоканального осцилографа потрібно одержати одночасне зображення осцилограм вхідного та вихідного сигналів, а також передавальну характеристику тригера Шміта. Вхідний сигнал від генератора гармонічних сигналів ГЗ-118 за допомогою трійника одночасно подається на канал I осцилографа і на макетну плату, на якій зібрано схему з ОП. Вихідний сигнал з макетної плати подається на канал II осцилографа. Для одержання на екрані осцилографа передавальної характеристики тригера Шміта, потрібно перевести осцилограф в режим роботи «X-Y». Петля гістерезису буде спостерігатися за умови, що амплітуда вхідної гармонічної напруги буде більшою за рівень включення (виключення) тригера.

При складанні і дослідженні схем генераторів сигналів на основі ОП, на вхід осцилографа подається лише вихідна напруга схеми з ОП.

ЗАВДАННЯ

1. Складіть схему тригера Шміта. Отримайте на екрані осцилографа одночасне зображення осцилограм вхідного та вихідного сигналів. Змінюйте амплітуду вхідної гармонічної напруги, так щоб вона була меншою чи більшою рівня включення тригера. Зверніть увагу на форму вихідної напруги тригера. Переведіть осцилограф в режим «X-Y» і одержіть зображення передавальної характеристики тригера з петлею гістерезису. Виміряйте її ширину і порівняйте з розрахованим значенням.
2. Розрахуйте і складіть схему генератора прямокутних імпульсів із заданою частотою прямування імпульсів. Дослідіть у двоканальному режимі роботи осцилографа поведінку напруги на конденсаторі і на виході схеми. Порівняйте розрахункові величини з експериментально виміряними.
3. Розрахуйте і складіть схему генератора гармонічних коливань із заданою частотою. Прослідкуйте за процесом встановлення стабільної амплітуди. Оцініть ступінь спотворення синусоїди в залежності від сталої часу кола НЗЗ.

ЛІТЕРАТУРА

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 1984.- Т.1.- С. 212-216, 227-229, 270-283.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.- М.: Мир, 1982.- С. 288-317.
3. Лихачев В.Д. Практические схемы на операционных усилителях.- М.: ДОСААФ СССР, 1981.- С. 50-57.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. У чому полягає відмінність позитивного зворотного зв’язку в схемах на операційних підсилювачах від негативного? Чому дорівнює вихідна напруга ОП з ланкою позитивного зворотного зв’язку за відсутності вхідного сигналу? За який час встановлюється стаціонарне значення вихідної напруги?
2. Принцип роботи тригера Шміта. Чому виникає гістерезис? Як можна змінити ширину петлі гістерезису?
3. Принцип роботи генератора прямокутних імпульсів (мультивібратора). За яких умов імпульси вихідної напруги будуть не прямокутними, а трапецієподібними?
4. Виведіть формулу для періоду коливань мультивібратора.
5. Поясніть принцип роботи схеми мультивібратора з регулюванням частоти прямування та прогальності імпульсів.

6. Принцип роботи генератора гармонічних коливань на ОП. Яким чином забезпечується обмеження амплітуди коливань? Для чого в схемі генератора використовується лампа розжарення? Чому дорівнює частота коливань такого генератора?

ЗМІСТ

Лабораторна робота № 1
Вимірювання характеристик електричних сигналів за допомогою осцилографа…… 4

Лабораторна робота № 2
Проходження сигналів через пасивні лінійні чотириполюсники …… 20

Лабораторна робота № 3
Напівпровідникові діоди…… 43

Лабораторна робота № 4
Транзистори…… 60

Лабораторна робота № 5
Підсилювачі на транзисторах…… 78

Лабораторна робота № 6
Операційні підсилювачі з негативним зворотним зв'язком…… 97

Лабораторна робота № 7
Операційні підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком…… 113

Свої зауваження і побажання просимо подавати до лаб. 444 та 281 фізичного факультету або надсилати за адресами *myagch@univ.kiev.ua* та *krav@univ.kiev.ua*.

Навчальне видання

Методичні вказівки
до практикуму
« ОСНОВИ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ »
для студентів фізичного факультету

Упорядники
СЛОБОДЯНЮК Олександр Валентинович
МЯГЧЕНКО Юрій Олександрович
КРАВЧЕНКО Владислав Миколайович

Надруковано за авторською редакцією

Підписано до друку 3.02.2007 р.
Надруковано Поліграфічним центром «Принт лайн».
Тел.: (044) 592-70-73, 8-050-351-48-66, факс: (044) 286-48-56
E-mail: printline1@ukr.net
Тираж 180 примірників.