

Міністерство освіти і науки України

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Кафедра комп'ютерно-інтегрованих технологічних процесів і виробництв

І.П. Панфілов, М.П. Савицька, Ю.В.Флейта

КОМПОНЕНТНА БАЗА РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Навчальний посібник

Модуль 1

ЗАТВЕРДЖЕНО

Радою навчально-наукового
інституту радіо, телебачення,
електроніки
(протокол № 2 от 25.10.13)

Одеса – 2013

Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. Компонентна база радіоелектронної апаратури: Навчальний посібник, Модуль 1. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.

Навчальний посібник складається з двох частин: модуль 1 і модуль 2. Розглядаються пасивні та активні компоненти радіоелектронної апаратури. Розглянуто фізичні основи, принципи дії, параметри, характеристики, особливості застосування в електронних схемах, новітні досягнення й основні напрями розвитку компонентної бази.

Навчальний посібник призначений для студентів, які вивчають дисципліну «Компонентна база радіоелектронної апаратури». Він містить матеріал, необхідний студентам для закріплення лекційного матеріалу, при підготовці й виконанні лабораторних та практичних занять, виконанні комплексних завдань, а також для самостійної роботи.

РОЗГЛЯНУТО
на засіданні кафедри
основ схемотехніки
і рекомендовано до друку.
Протокол № 5 від 21.10.2013 р.

ПЕРЕДМОВА

Радіоелектронна апаратура (РЕА) постійно ускладнюється. Ефективність РЕА, її параметри значною мірою залежать від її компонентів, тобто від параметрів і характеристик використаних у ній дискретних резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності, напівпровідникових приладів, інтегральних схем. Питання про застосування тих чи інших компонентів є одним з основних при розробці РЕА.

Для правильного вибору компонентів РЕА необхідно мати відомості не тільки про характеристики, що містяться в технічних умовах, а й добре уявляти сутність фізичних процесів, які в них відбуваються, їх можливості, а також економічні показники. Крім того, слід знати перспективність тих чи інших компонентів, можливості поліпшення їх характеристик.

Особливістю сучасного етапу розвитку РЕА є те, що основою її створення є інтегральні схеми. Однак розвиток і впровадження інтегральних схем не виключає використання в апаратурі дискретних резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності, трансформаторів, роль яких залишається значною. Це визначається наступними причинами. Низка важливих компонентів, наприклад роз'єми, трансформатори, не може бути замінені інтегральними схемами. Деякі елементи (конденсатори великої ємності, котушки великої індуктивності) не можуть бути реалізовані методами мікроелектроніки.

З переходом на інтегральні схеми відбувається подальше ускладнення й збільшення кількості випущеної РЕА, у зв'язку з чим обсяг виробництва дискретних компонентів не зменшується. Вони розвиваються як у кількісному, так і у якісному відношенні.

У даному навчальному посібнику розглянуто пасивні та активні компоненти РЕА

ВСТУП

Навчальна дисципліна «Компонентна база радіоелектронної апаратури» забезпечує базову підготовку студентів і дає необхідні знання для подальшого вивчення спеціальних дисциплін.

У цьому курсі студенти вивчають фізичні основи електронних приладів, основи їх функціонування, основні характеристики та область застосування. У результаті вивчення дисципліни студенти повинні зрозуміти й засвоїти принципи дії різних приладів, ознайомитися з типовими інженерними рішеннями щодо їх використання.

Дисципліна «Компонентна база радіоелектронної апаратури» вивчається у навчальних семестрах 2.3 та 2.4; складається з двох модулів 1 та 2; має 5 кредитів ECTS. Загальна кількість годин 180; зокрема лекцій – 44 години; лабораторних занять – 18 годин; практичних занять – 16 годин; самостійної роботи – 104 години.

Вид контролю – іспит.

Матеріал цього посібника дозволить студентам закріпити знання, отримані на лекціях, допоможе підготуватися до лабораторних й практичних занять, виконати комплексне завдання з дисципліни.

Мета дисципліни «Компонентна база радіоелектронної апаратури».

Дисципліна повинна забезпечити базову підготовку студентів і дати необхідні знання для вивчення спеціальних дисциплін та подальшого вирішення виробничих, проектних і дослідницьких завдань відповідно до кваліфікаційної характеристики бакалавра за напрямом «Радіотехніка».

У результаті вивчення дисципліни студент повинен:

- знати завдання, які виконуються апаратурою радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, параметри та характеристики схем на дискретних компонентах і мікросхемах для вирішення цих завдань;
- вміти правильно обирати тип компонента для вирішення технічної задачі з експлуатації, проектування апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення.

Дисципліна складається з двох модулів:

Модуль 1 – Дискретні компоненти;

Модуль 2 – Інтегральні мікросхеми.

Структура модуля 1

МОДУЛЬ 1: Дискретні компоненти (3 кредити; 108 год.)					
Змістовний модуль		Лекції год.	Практичні заняття, год.	Лабораторні заняття, год.	Самостійна робота, год.
1	Пасивні компоненти	2	2	2	4
2	Напівпровідникові діоди	4	2	2	6
3	Біполярні транзистори	6	4	4	16
4	Польові транзистори	4	-	-	12
5	Тиристоры	2	-	-	6
6	Електровакуумні прилади	4	-	-	10
Всього		22	8	8	54

Перелік знань і умінь, з якими студент повинен приступити до вивчення матеріалу модуля 1.

Знати:

- закони електротехніки та електродинаміки;
- характеристики сигналів;
- основи фізики твердого тіла.

Вміти:

- вміти використовувати закони електротехніки та електродинаміки;
- вміти будувати графіки функцій;
- вміти креслити структурні й принципові схеми.

Теми та зміст лекцій.

Модуль 1 – Дискретні компоненти.

Змістовний модуль 1. Пасивні компоненти.

Лекція 1. Зміст і завдання курсу. Загальна характеристика компонентної бази. Пасивні й активні компоненти, їх функціональне призначення. Резистори, конденсатори, котушки індуктивності, трансформатори. Класифікація, умовне графічне позначення, основні характеристики і параметри, система умовних позначень та маркування, еквівалентна схема, застосування.

Змістовний модуль 2. Напівпровідникові діоди.

Лекція 2. Напівпровідникові діоди. Класифікація. Умовне графічне позначення. Система умовних позначень та маркування. Принцип дії. Випрямні діоди. Основні характеристики і параметри. Застосування.

Лекція 3. Стабілітрони. Принцип дії. Основні характеристики і параметри. Застосування. Послідовне і паралельне включення діодів. Еквівалентні схеми діодів.

Змістовний модуль 3. Біполярні транзистори.

Лекція 4. Класифікація. Структура. Умовне графічне позначення. Система умовних позначень та маркування. Схеми включення. Режим роботи. Принцип дії.

Лекція 5. Вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзистора у схемі зі спільним емітером і спільною базою. Залежність ВАХ від температури. h -параметри транзистора та їх визначення за характеристиками. Залежність параметрів від схеми включення та режиму роботи. Еквівалентні схеми транзисторів.

Лекція 6. Частотні властивості транзисторів. Робота біполярного транзистора у схемі підсилювача напруги. Розрахунок режиму підсилення за характеристиками. Епюри напруг та струмів.

Змістовний модуль 4. Польові транзистори.

Лекція 7. Класифікація. Умовне графічне позначення. Система умовних позначень та маркування. Схеми включення. Польовий транзистор з управляючим p - n -переходом. Структура, принцип дії, ВАХ. Польовий транзистор з ізольованим затвором і вбудованим каналом. Структура, принцип дії ВАХ,

Лекція 8. Польовий транзистор з ізольованим затвором та індукованим каналом. Структура, принцип дії, ВАХ. Залежність ВАХ польових транзисторів від температури. Параметри польових транзисторів та їх визначення за характеристиками. Частотні властивості польових транзисторів. Еквівалентні схеми. Застосування.

Змістовний модуль 5. Тиристори.

Лекція 9. Класифікація. Умовне графічне позначення. Система умовних позначень та маркування. Динистор, тринистор, симистор. Структура, принцип дії, ВАХ, основні параметри, еквівалентна схема. Застосування.

Змістовний модуль 6. Електровакуумні прилади.

Лекція 10. Електронні лампи. Класифікація. Тріод. Побудова, схеми включення, принцип дії, ВАХ. Параметри тріода та їх визначення за характеристиками. Застосування.

Лекція 11. Тетрод, променевий тетрод. Побудова, принцип дії, ВАХ. Пентод. Побудова, принцип дії, ВАХ, параметри пентода та їх визначення за характеристиками. Еквівалентні схеми. Застосування.

Перелік практичних занять модуля 1

№	Тема	Кількість годин
1	Пасивні компоненти	2
2	Напівпровідникові діоди	2
3	Біполярні транзистори	2
4	Застосування транзисторів	2
	Всього	8

Перелік лабораторних робіт модуля 1

№	Тема	Кількість годин
1	Дослідження резистивних подільників та регуляторів напруги	2
2	Дослідження напівпровідникових діодів	2
3	Дослідження біполярного транзистора	2
4	Дослідження підсилювача на біполярному транзисторі	2
	Всього	8

Рекомендації до самостійної роботи студентів

Для закріплення вивчаємого у модулі 1 матеріалу студенту виділяється час для самостійної роботи, виконання комплексного завдання. Рекомендується розподілити цей час наступним чином:

№	Вид роботи	Кількість годин
1	Вивчення лекційного матеріалу	22
2	Вивчення додаткового матеріалу до лекцій	16
3	Підготовка до практичних занять	8
4	Підготовка до лабораторних занять	8
5	Виконання комплексного індивідуального завдання	16
	Всього	70

Комплексне завдання для самостійної роботи видає викладач.

Перелік знань та вмінь, які повинен придбати студент у процесі вивчення модуля 1.

Зміст знань:

- знати призначення, принцип дії, основні параметри і характеристики дискретних компонентів;

- знати завдання, які виконуються апаратурою радіозв'язку, параметри та характеристики схем для вирішення цих завдань.

Зміст вмінь:

- правильно обирати тип дискретного радіокомпонента для вирішення задач проектування та експлуатації апаратури радіозв'язку.

Глава 1. Пасивні компоненти

1.1. Резистори

1.1.1. Визначення та класифікація

Резистором називається компонент РЕА, призначений для регулювання та розподілу електричної енергії між колами й елементами схем.

Резистори відносяться до числа найбільш масових компонентів РЕА. У зв'язку з швидким розвитком сучасної радіоелектроніки виробництво резисторів безперервно розширюється. Створені та розробляються нові типи резисторів з високими електричними та експлуатаційними характеристиками.

Всі резистори поділяються на постійні та змінні. У свою чергу, постійні, в залежності від призначення, поділяються на дві групи: загального й спеціального призначення. Резистори загального призначення використовуються в якості різних навантажень, поглиначів і подільників у колах живлення.

Діапазон номінальних значень опорів цих резисторів від 1 Ом до 10 МОм, номінальні потужності розсіювання від 0,125 до 100 Вт. Допускані відхилення опору від номінального значення ± 2 , ± 5 , ± 10 , $\pm 20\%$.

Всі інші резистори є спеціальними, зі специфічними властивостями і параметрами. Їх розділяють: прецизійні, високочастотні, високовольтні і високомегаомні.

Прецизійні резистори відрізняються великою точністю виготовлення (допуск від $\pm 0,001$ до $\pm 1\%$) і високою стабільністю параметрів при експлуатації. Застосовуються вони в основному у вимірювальних приладах, в різних лічильно-обчислювальних пристроях та системах автоматики.

Високочастотні резистори відрізняються малою власною індуктивністю й ємністю, призначені для роботи у високочастотних колах, кабелях і хвилеводах радіоелектронної апаратури в якості узгоджувальних навантажень, атенюаторів, відгалужувачів, еквівалентів антен.

Високовольтні резистори розраховані на великі робочі напруги (від одиниць до десятків кіловольт) і потужності розсіювання. Застосовуються вони в якості подільників напруги, іскрогасників, поглиначів, в зарядних і розрядних високовольтних колах.

Високомегаомні резистори мають діапазон номінальних значень опорів від десятків мегаом до сотень тераом і розраховуються на невеликі робочі напруги (100...400 В). Високомегаомні резистори використовуються в електричних колах з малими струмами.

Змінні резистори залежно від призначення поділяються на підрядкові та регулювальні.

Підрядкові резистори розраховані на періодичні підстроювання апаратури, їх зносостійкість невелика – до 1000 циклів переміщення рухомої системи резистора.

Регулювальні резистори використовуються при багаторазових регулюваннях апаратури, мають більшу зносостійкість – понад 5000 циклів. За характе-

ром залежності опору резистора від переміщення його рухомої системи змінні резистори поділяються на резистори з лінійною та нелінійними функціональними характеристиками.

За принципом створення резистивного елемента резистори можна розділити на дровові та недровові. У дровових резистивним елементом є дріт зі сплаву з високим питомим опором. У недровових резисторах резистивні властивості створюються за допомогою плівок або об'ємних композицій з високим питомим опором. Недровові резистори мають меншу власну ємність та індуктивність порівняно з дрововими. Це дозволяє використовувати їх у широкому діапазоні частот, отримувати резистори з широким діапазоном номіналів опорів. Дровові резистори використовуються в РЕА рідше, ніж недровові.

1.1.2. Фізичні явища, що визначають електричний опір резисторів

Струм, що протікає у провіднику, визначається як кількість заряду, що проходить через даний переріз провідника за одиницю часу.

У металевому провіднику позитивні заряди (іони металу) не можуть переміщуватися; вони утворюють кристалічну решітку. Проте зовнішні електрони, або електрони провідності, не зв'язані з певними атомами. Вони можуть вільно переміщуватися у провіднику. За відсутності зовнішнього електричного поля електрони провідності рухаються хаотично у всіх напрямках і їхня середня швидкість дорівнює нулю.

Якщо до провідника прикласти різницю потенціалів, то по ньому потече струм. Електрони провідності можуть проходити в речовині відстані, які у багато разів перевищують розміри атома, перш ніж зіткнуться з атомом. Кожного разу при зіткненні електрона провідності з атомом він втрачає енергію, придбану від електричного поля. Ця енергія переходить у хаотичний рух атомів, тобто в тепло.

У різних типах резистивних елементів протікання струму має специфічні особливості. У твердих тілах електропровідність визначається рухом електронів у внутрішніх областях твердого тіла. Протікання струму по тонких металевих плівках суттєво відрізняється від протікання струму по тілу металу. У тонких плівках на протікання струму значною мірою впливає межа розділу між плівкою і оточуючим середовищем. Відбувається розсіювання електронів не тільки через зіткнення з кристалічною решіткою, але і внаслідок впливу поверхневого шару, вплив якого тим більший, чим менша товщина плівки, і особливо сильно, якщо його товщина порівнянна з довжиною вільного пробігу електронів у металі. Тому питома провідність плівки менша питомої провідності металу, з якого вона виготовлена.

В об'ємних композиціях в якості резистивного матеріалу використовують механічну суміш дрібнозернистих провідних елементів, наприклад вуглецю у вигляді сажі й графіту, з ізоляційними матеріалами, наприклад синтетичними смолами. Провідність такої композиції визначається тунелюванням електронів через плівки, що погано проводять струм та розділяють зерна. Резистивні

властивості композиції визначаються щільністю упаковки зерен, тобто співвідношенням об'єму провідного та ізоляційного матеріалів. При збільшенні відносної частки ізоляційного матеріалу товщина шару діелектрика, що розділяє провідні зерна, збільшується. Тунельна провідність зникає, і композиція набуває властивостей поганого діелектрика.

1.1.3. Основні електричні параметри

Номинальна потужність і гранична напруга. Під номінальною потужністю розуміється найбільша потужність, яку резистор може розсіювати у заданих умовах протягом гарантованого терміну служби при збереженні своїх параметрів у встановлених межах.

Потужність розсіювання визначається розмірами резистора, конструкцією і властивостями резистивного елемента. Чим вища теплостійкість конструкцій-них і резистивних матеріалів, тим більше може бути розсіювана потужність при даній площі охолодження резистора.

Нагрівання резистора відбувається за рахунок потужності, що виділяється при протіканні електричного струму, та теплової енергії довкілля.

З підвищенням температури навколишнього середовища відбувається нагрів резистора понад допустимого, в результаті чого з'являється необхідність зниження електричного навантаження, тобто зменшення розсіюваної потужності. Фактична потужність розсіювання пов'язана з навколишньою температурою і умовами експлуатації. У довідниках наводяться залежності потужності від температури, за якими обирається електричне навантаження для конкретних умов використання резистора.

Значення номінальних потужностей розсіювання у ватах встановлюються ЄСКД і вибираються з ряду: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 800; 1000.

Розсіювана потужність залежить також і від номінального опору резистора, яке визначає робоча напруга U . Напруга, при якій може працювати резистор, не повинна перевищувати величини, розрахованої виходячи з номінальної потужності P_n і номінального опору R_n за формулою

$$U \leq \sqrt{P_n R_n} \quad (1.1)$$

або граничної робочої напруги в залежності від того, яка з цих величин менша.

Гранична робоча напруга – максимальна напруга для даного типу резистора, яке встановлюють виходячи з його конструкції, розмірів і забезпечення тривалої працездатності.

Величина граничної робочої напруги обмежується в основному тепловими процесами у струмопровідному елементі.

Номинальна величина опору і допуск. Номінальний опір – значення опору, на який розрахований резистор і який зазначається на резисторі або у супровідній документації.

Номинальні значення опорів резисторів, стандартизовані. Встановлено сім рядів величин опорів резисторів: E3; E6; E12; E24; E48; E96; E192. Ряди E явля-

ють собою десяткові ряди геометричної прогресії зі знаменником прогресії, рівним $q_{N=}\sqrt[N]{10}$ для ряду EN. Цифра після букви E вказує кількість номінальних величин у кожному десятковому інтервалі.

Фактичні значення опорів можуть відрізнятися від номінальних у межах визначених допусків. Ряд допустимих відхилень від номінальних значень також нормалізований. Допуски вказуються у відсотках відповідно з рядом: $\pm 0,001$; $\pm 0,002$; $\pm 0,005$; $\pm 0,01$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 . Наприклад, номінальні опори з відхиленнями ± 5 , ± 10 , ± 20 , $\pm 30\%$ повинні відповідати числам, зазначеним у табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Ряди номінальних значень опорів резисторів

Індекс рядка	Допуск %	Числові коефіцієнти, помножені на будь-яке, число кратне 10					
E3	± 30	1,0	2,2	4,7			
E6	± 20	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
E12	± 10	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
E24	± 5	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
		1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5
		1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2
		1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1

Принцип побудови рядів номінальних значень для резисторів, з відхиленнями менше $\pm 5\%$, аналогічний, зростає тільки число проміжних значень.

У резисторах загального застосування номінали опорів узгоджені з допусками таким чином, що виходить так звана «безвідходна» шкала. При цьому номінал і даний допуск одного резистора примикають до номіналу і допуску сусіднього. Тому виготовлений резистор обов'язково попаде в одну з груп. Таким чином, при масовому виробництві резисторів не ставиться завдання виготовлення резисторів певного номіналу з визначеним допуском. Це вигідно економічно.

Температурний коефіцієнт опору. Температурним коефіцієнтом опору (ТКО) називається величина, що характеризує відносну зміну опору резистора при зміні температури на 1°C .

$$\text{ТКО} = \Delta R / (R_1 \Delta T), \text{ град}^{-1}, \quad (1.2)$$

де ΔR – алгебраїчна різниця між опором, виміряним при заданих позитивній або негативній температурах, і опором, виміряним при нормальній температурі; R_1 – опір резистора, виміряний при нормальній температурі; ΔT – алгебраїчна різниця між заданою позитивною або заданою негативною температурою і нормальною температурою.

ТКО характеризує оборотні зміни опору резистивного елемента внаслідок зміни температури навколишнього середовища або зміни електричного навантаження.

Величина ТКО резистора залежить в основному від температурного коефіцієнта матеріалу провідного елемента.

Власні шуми. Власні шуми резисторів складаються з теплових і струмових шумів. Рівень шумів вимірюється електрорушійною силою (ЕРС) шумів. Внаслідок неупорядкованого теплового руху електронів між двома будь-якими точками провідника існує випадково змінювана електрична напруга, або тепловий шум. Теплові шуми характеризуються безперервним, широким, практично рівномірним спектром. Напруга теплового шуму не залежить від матеріалу, а залежить від температури і опору. У смузі частот від f_1 до f_2 ЕРС теплового шуму

$$E = \sqrt{4kTR(f_1 - f_2)}, \quad (1.3)$$

де k – постійна Больцмана, T – температура за Кельвіном, R – опір (Ом), f_1 і f_2 – частоти (Гц).

Теплові шуми не можна виключити або зменшити, вони існують незалежно від струму, що протікає по резистору.

Крім теплових шумів, у недротових резисторах при включенні їх під електричне навантаження виникають специфічні струмові шуми. Вони зумовлені дискретною структурою струмопровідного елемента. Інтенсивність струмових шумів залежить від значення струму, що протікає. При проходженні електричного струму відбуваються місцеві нагриви, які супроводжуються порушенням контактів між одними частинками і появою контактів між іншими в результаті спікання. Через це флюктує значення опору та струму і на резисторі з'являється шумова складова напруги.

Струмовий шум має неперервний спектр, інтенсивність якого збільшується в області низьких частот. Оскільки ЕРС шуму залежить від струму, то вона повинна залежати також і від напруги, прикладеної до резистора. У першому наближенні можна вважати, що ЕРС струмового шуму у заданій смузі частот

$$E = kU, \quad (1.4)$$

де U – напруга на резисторі, k – коефіцієнт, що залежить від конструкції резистора, властивостей резистивного шару, смуги частот, в межах якої визначається шум, його значення зазначається у ТУ і для різних типів резисторів змінюється від 0,2 до 20 мкВ/В. Струмовий шум може значно перевищувати тепловий.

Рівень струмових шумів у композиційних резисторів у кілька разів більший, ніж у плівкових, що є суттєвим недоліком при використанні їх у схемах.

Шуми накладають обмеження на чутливість схем і створюють завади при відтворенні корисного сигналу.

Коефіцієнт напруги. Значення опору деяких типів резисторів, особливо високовольтних і високомегаомних, може змінюватися залежно від прикладеної напруги. Причиною нелінійності вольт-амперної характеристики резистора є залежність концентрації носіїв струму та їх рухливості від напруженості поля. Нелінійний опір мають також контакти в композиціях, особливо з крупнозернистою структурою, де можливі локальні перегриви.

Для характеристики ступеня нелінійності опору уведений параметр – коефіцієнт напруги

$$K = \frac{R_2 - R_1}{R_1}, \quad (1.5)$$

де R_1 і R_2 – опори, виміряні відповідно при напрузі 10 і 100% номінальної потужності розсіювання резистора.

Значення коефіцієнта напруги коливається у різних типів резисторів від одиниць до десятків відсотків.

Функціональна характеристика. Функціональна характеристика визначає залежність опору змінного резистора від положення рухомого контакту. За характером функціональної залежності змінні резистори поділяються на лінійні – типу А і нелінійні – типів Б, В (рис. 1.1).

Характер нелінійної залежності визначається схемними завданнями, для вирішення яких призначений резистор. Найбільш поширені нелінійні залежності – логарифмічні (Б) і оберненологіфімічні (В). Резистори з такими залежностями використовуються для регулювань гучності і тембру звуку, яскравості світіння індикаторів. Зустрічаються резистори і з іншими типами характеристик, наприклад синусними і косинусними залежностями, які використовують у пристроях автоматики та обчислювальної техніки.

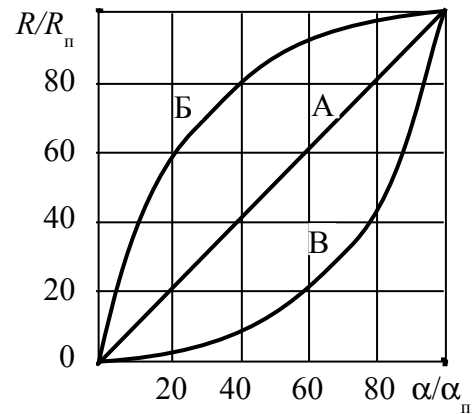


Рис. 1.1. Функціональні характеристики резисторів

Відхилення від заданої функціональної залежності визначаються допусками. Для змінних резисторів загального застосування ці границі встановлюються у межах $\pm 5 \dots \pm 20\%$, а для прецизійних – у межах $\pm 0,05 \dots \pm 1\%$. Відхилення може мати стрибкоподібний характер, в результаті чого порушується плавність регулювання. Причинами таких відхилень можуть бути неоднорідність і дефекти провідного елемента та рухомого контакту, а також наявність початкового стрибка і мінімального опору.

Роздільна здатність. Роздільна здатність показує, при якій найменшій зміні кута повороту або переміщення рухомої системи може бути помітна зміна опору резистора. Її характеризують мінімально помітною зміною опору резистора при досить малому переміщенні рухомого контакту. Кількісно роздільну здатність висловлюють відношенням стрибка опору при переміщенні рухомого контакту до загального опору і розраховують, як правило, у відсотках. Роздільна здатність дротових резисторів теоретично необмежена. На неї впливають тільки дефекти резистивного шару і контактної щітки. Роздільна здатність змінних дротових резисторів залежить від числа витків провідного елемента. Чим більше витків має резистивний елемент, тим вища роздільна здатність функціональної характеристики.

Роздільна здатність змінних резисторів загального застосування становить $0,1 \dots 3\%$, а прецизійних – до тисячних часток відсотка.

Шуми обертання. При роботі змінного резистора, коли рухомий контакт

переміщається по контактній доріжці резистивного елемента, з'являються небажані флуктуації вихідної напруги – шуми обертання, викликані або змінами перехідного опору між рухомих контактом і резистивним елементом, або миттєвим перериванням контакту через «підскакування» рухомого контакту, коли він перескакує з одного витка на інший. Шуми обертання визначають якість контактування. Рівень шумів обертання значно перевищує рівень теплових і струмових шумів.

Зносостійкість. Під зносостійкістю розуміють здатність резистора зберігати свої параметри при багаторазових переміщеннях рухомої системи. Зносостійкість залежить від багатьох причин, але в основному визначається матеріалом і формою рухомого контакту і резистивного елемента і контактним тиском. На зносостійкість впливають також конструкція рухомої системи, швидкість обертання.

Кількісно зносостійкість оцінюється максимально допустимим числом поворотів рухомої системи, при досягненні якого параметри резистора ще залишаються у межах норм.

1.1.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема

Резистор не можна розглядати як елемент, що має тільки активний опір, визначений його резистивним шаром. Він має також паразитну ємність та індуктивність, розподілені по його довжині. Але якщо врахувати, що резонансна частота, зумовлена розподіленими параметрами, багато вища робочої,

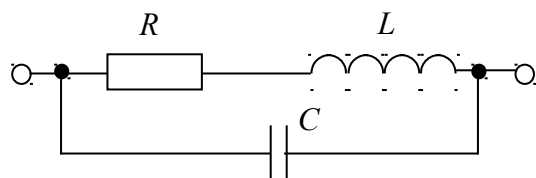


Рис. 1.2. Еквівалентна схема резистора

то розподілені параметри можна замінити зосередженими. Тоді еквівалентна схема резистора буде мати вигляд, показаний на рис. 1.2. Під впливом паразитних параметрів на високих частотах опір резистора стає комплексним. Змінюється як величина повного опору резистора, так і величина

активної складової. У недротових резисторах позначається сильніше вплив ємності, а у дротових – індуктивності.

Індуктивність резистора визначається його розмірами і розмірами виводів. Вона тим більша, чим довший резистор і менший його діаметр. Зазвичай індуктивність резистора невелика і складає приблизно $3 \cdot 10^{-9}$ Гн/см, крім випадків, коли для збільшення опору резистора резистивному шару надають вигляд спіралі й індуктивність може досягати десятих часток мікрогенрі на сантиметр. Індуктивність виводів тим менша, чим вони коротші і товщі. Резистори, до яких пред'являються вимоги особливо малих значень індуктивності, не мають звичайних дротових виводів, а забезпечуються плоскими контактними наконечниками, які безпосередньо впаюються у відповідні ділянки схеми.

Повна ємність резистора визначається власною ємністю струмопровідного елемента і ємністю між виводами. Ємність струмопровідного елемента залежить від розмірів резистора і діелектричної проникності каркаса. Чим довший резистор, менший його діаметр і чим нижча діелектрична проникність каркаса,

тим менша ємність. Ємність між выводами залежить від їхніх розмірів і взаємного розташування. Повна ємність недротових резисторів зазвичай дорівнює кільком десятим часток пікофарад.

1.1.5. Система умовних позначень і маркування

Основні електричні характеристики і параметри резисторів маркуються на них за допомогою системи літерно-цифрових позначень. Маркування містить вид, номінальну потужність, номінальне значення опору, допуск і дату виготовлення. Залежно від розмірів маркованих резисторів можуть застосовуватися повні та скорочені (кодовані) позначення.

Допустима потужність розсіювання зазначається на корпусі резистора, що має досить великі габарити. На резисторах малих розмірів потужність не позначається; її можна визначити для даного типу резистора по розмірах за допомогою довідкової літератури.

Номінальний опір маркується на резисторах, великих розмірів повністю із застосуванням загальноприйнятих скорочень одиниць вимірювань, а на малогабаритних резисторах з використанням наступного коду: оми позначаються буквою «Е», кілооми – «К», мегаоми – «М», гігаоми – «Г», тераоми – «Т».

Опори від 100 до 910 Ом виражають у частках кілоома, а опори від 100000 до 910000 Ом – у частках мегаома.

Таким чином, позначення одиниць вимірювання складається з двох цифр і однієї літери, причому буква не тільки вказує на розмірність, а й виконує функції коми десяткового дробу. Наприклад:

$27 \text{ Ом} = 27\text{Е};$
 $270 \text{ Ом} = 0,27 \text{ кОм} = \text{К}27;$
 $2700 \text{ Ом} = 2,7 \text{ кОм} = 2\text{К}7;$
 $27000 \text{ Ом} = 27 \text{ кОм} = 27\text{К};$
 $270000 \text{ Ом} = 0,27 \text{ МОм} = \text{М}27;$
 $2700000 \text{ Ом} = 2,7 \text{ МОм} = 2\text{М}7;$
 $27000000 \text{ Ом} = 27 \text{ МОм} = 27\text{М}$ і т. д.

На малогабаритних резисторах деяких старих типів літери «К» і «М» розташовують після величини номінального опору, яку записують за загальними арифметичним правилам, наприклад: 2,7 К; 27К; 27М. Розмірність «Ом» на цих резисторах не ставлять.

Допустиме відхилення від номінального опору постійного резистора маркується одним із таких способів:

- допустиме відхилення позначається відповідною буквою російського або латинського алфавіту;

- допуск зазначається у відсотках після позначення номінального значення опору;

- допустиме відхилення $\pm 5\%$ маркується римською цифрою I (1-й клас точності), а допустиме відхилення $\pm 10\%$ – цифрою II (2-й клас точності). Відсутність допуску у маркуванні постійного резистора свідчить про те, що відхи-

лення від номінального опору може бути у межах $\pm 20\%$.

Літерне позначення допусків змінювалося, і на практиці можуть зустрітися різні варіанти. У табл. 1.2 наведено кодовані позначення допусків за стандартами СРСР, рекомендаціями СЕВ (РС), публікаціями Міжнародної електротехнічної комісії (МЕК), стандарту РЕВ.

Таблиця 1.2

Порівняльна таблиця за складом і позначенням допустимих відхилень опорів

ДСТУ 9664-74	ДСТУ 11076-69	РС 3542-72	Публікація 62 МЕК	Стандарт СЕВ
$\pm 0,001$				$\pm 0,001$ Е (Е)
$\pm 0,002$				$\pm 0,002$ Л (Л)
$\pm 0,005$				$\pm 0,005$ Я (Я)
$\pm 0,01$				$\pm 0,01$ П (П)
$\pm 0,02$				$\pm 0,02$ У (У)
$\pm 0,05$				$\pm 0,05$ Х (Х)
$\pm 0,1$	$\pm 0,1$ Ж	$\pm 0,1$ Ж (В)	$\pm 0,1$ В	$\pm 0,1$ В (В)
$\pm 0,25$	$\pm 0,25$ У	$\pm 0,25$ У (С)	$\pm 0,25$ С	$\pm 0,25$ С (С)
$\pm 0,5$	$\pm 0,5$ Д	$\pm 0,5$ Д (D)	$\pm 0,5$ D	$\pm 0,5$ Д (D)
± 1	± 1 Р	± 1 Р (F)	± 1 F	± 1 Ф (F)
± 2	± 2 Л	± 2 Л (G)	± 2 G	± 2 Ж (G)
± 5	± 5 И	± 5 И (I)	± 5 I	± 5 И (I)
± 10	± 10 С	± 10 С (K)	± 10 K	± 10 К (K)
± 20	± 20 В	± 20 В (M)	± 20 M	± 20 М (M)
± 30	± 30 Ф	± 30 Ф (N)	± 30 N	± 30 Н (N)

На малогабаритних резисторах використовується маркування номінального опору із застосуванням кольорового коду (рис. 1.3). По колу резистора наносяться кольорові маркувальні знаки, які являють собою смуги, зміщені до одного з торців резистора, або площа 1-го знака робиться приблизно удвічі більшою за інші, номінальний опір виражається двома або трьома цифрами.

Порядок маркування:

- | | |
|-------------------------|-------------------------|
| 1-й знак – перша цифра; | 1-й знак – перша цифра; |
| 2-й знак – друга цифра; | 2-й знак – друга цифра; |
| 3-й знак – третя цифра; | 3-й знак – множник; |
| 4-й знак – множник; | 4-й знак – допуск; |
| 5-й знак – допуск. | |



Рис. 1.3. Кольорове маркування

Кожній цифрі відповідає свій колір (табл. 1.3).

Таблиця 1.3

Кольори знаків маркування номінального опору й допусків

Колір знака	Номінальний опір, Ом				Допуск %
	Перша цифра	Друга цифра	Третя цифра	Множник	
Срібний	-	-	-	10^{-2}	± 10
Золотистий	-	-	-	10^{-1}	± 5
Чорний	-	0	-	1	-
Коричневий	1	1	1	10	± 1
Червоний	2	2	2	10^2	± 2

Оранжевий	3	3	3	10^3	-
Жовтий	4	4	4	10^4	-
Зелений	5	5	5	10^5	$\pm 0,5$
Блакитний	6	6	6	10^6	$\pm 0,25$
Фіолетовий	7	7	7	10^7	$\pm 0,1$
Сірий	8	8	8	10^8	$\pm 0,05$
Білий	9	9	9	10^9	-

На змінних резисторах широкого застосування допустиме відхилення не маркується: такі резистори з номінальними опором до 220 кОм випускаються з допуском 20%, а з великими опором – з допуском $\pm 30\%$. Букви «А», «Б» або «В» після позначення номінального опором змінного резистора вказують вид його функціональної є характеристики: А – лінійна, Б – логарифмічна, В – оберненологіарифмічна.

1.1.6. Вплив зовнішніх факторів на параметри резисторів

Вплив температури. Найбільш суттєвий вплив на працездатність резисторів має підвищена температура. Поряд із зовнішньою температурою на резистори у складі апаратури додатково впливає тепло, що виділяється іншими сильно нагріваними під час роботи апаратури виробами.

Підвищена температура викликає теплове старіння провідникових, контактних та ізоляційних матеріалів, з яких виготовлені деталі резистора. При цьому через зміни структури ізоляційних матеріалів та їх хімічного розкладання може знижуватися опір ізоляції, руйнуватися захисні покриття. При підвищенні температури знижується зносостійкість змінних резисторів і збільшується їх встановлений опір.

При впливі низьких температур погіршуються механічні властивості ізоляційних матеріалів (підвищується крихкість, зменшується еластичність). Циклічні впливи температур призводять до появи тріщин, пор і зазорів у деталях і вузлах резисторів і сприяють їх росту при замерзанні конденсованої в них вологи.

Вплив вологості повітря. Підвищена вологість середовища викликає корозію металевих деталей і контактної арматури резисторів, погіршує електричні властивості ізоляції. У вологому середовищі відбувається переміщення і роз'єднання частинок резистивного елемента, набухання емалевих захисних покриттів, що може стати причиною відшаровування резистивної плівки від ізоляційної основи, з'являються корозійні плівки на дрових резистивних елементах і рухомих контактах. Дія підвищеної вологості у поєднанні з електричним навантаженням призводить до електрохімічного руйнування матеріалів та інтенсифікації процесів старіння резистивного елемента.

1.1.7. Перспективи розвитку дискретних резисторів

Широке використання у РЕА інтегральних схем дещо змінило ту роль, яку відіграють резистори. Значна частина резисторів, які раніше випускалися як дискретні елементи, входять тепер до складу інтегральних схем.

Однак повністю відмовитися від використання дискретних резисторів не можна, тому що в низці випадків вони мають такі властивості, які недосяжні для резисторів в інтегральних схемах. Хоча відносна кількість дискретних резисторів при переході РЕА на інтегральні схеми зменшилась, загальне ускладнення апаратури, і збільшення її кількісного випуску призвели до того, що потреба у резисторах збільшилася. Їхнє виробництво розвивається, і вони продовжують удосконалюватися за багатьма показниками і характеристиками. Дискретні резистори в основному застосовуються у наступних випадках:

- при високому значенні номіналу опору;
- як прецизійні з допуском на відхилення опору меншим $\pm 1\%$, ТКО меншим $100 \cdot 10^{-6}$.
- при необхідності розсіювання значної потужності 0,5...2 Вт і більше;
- для роботи при високих напругах;
- при необхідності використання змінних резисторів для підгінки, регулювання;
- при використанні резистивних елементів на НВЧ. Таким чином, дискретних резистори залишаються важливим компонентом РЕА.

1.2. Конденсатори

1.2.1. Визначення і класифікація

Конденсатором називається компонент РЕА, що володіє зосередженої електричної ємністю, тобто здатністю накопичувати заряди.

Конденсатори широко використовуються для самих різних цілей. У зв'язку з різноманітністю вимог, які до них пред'являються, промисловістю випускається велика кількість різних типів конденсаторів.

Для зручності вивчення та опису властивостей конденсаторів необхідно провести їхню класифікацію. Єдиної класифікації не існує, і її проводять за кількома ознаками. Електричні властивості, конструкція і область застосування будь-якого конденсатора суттєво залежать від діелектрика, розділяючого його обкладки. Тому конденсатори прийнято класифікувати за родом діелектрика. Залежно від матеріалу діелектрика розрізняють вакуумні, повітряні, з твердим неорганічним діелектриком (слюдяні, склоемалеві, плівкові), з твердим органічним діелектриком (паперові, метало-паперові) і електролітичні (танталові, алюмінієві) конденсатори.

За характером зміни ємності розрізняють конденсатори постійної ємності і конденсатори змінної ємності.

Конденсатори змінної ємності поділяються на конденсатори з механічним і електричним управлінням величиною ємності.

Використовується класифікація за робочою напругою. Розрізняють конденсатори низької (до 1600 В) і високої (понад 1600 В) напруг.

При заданому типі діелектрика конденсатори класифікують за режимом роботи, для якого вони призначені. Розрізняють такі основні режими роботи:

- при постійній або випрямленій напрузі;

при змінній напрузі частоти 50 Гц;
 при звукових частотах 100...10000 Гц;
 при радіочастотах 0,1...10 МГц;
 в імпульсних режимах.

За призначенням конденсатори поділяються на конденсатори широкого застосування та спеціальні. Перші використовуються для наступних основних цілей: створення коливальних контурів, їх налаштування, блокування, розділення кіл з різною частотою, у фільтрах випрямлячів.

Конденсатори спеціального призначення – це, наприклад, завадо придушуючі і захисні (для іскрогасіння в контактах і для придушення радіозавод).

Конструктивно конденсатори можуть бути зроблені як для навісного, так і для друкованого монтажу у нормальному і тропічному виконанні.

1.2.2. Фізичні явища, які визначають ємнісні властивості конденсаторів

Конденсатор зазвичай складається з двох провідних поверхонь, розділених прошарком ізолятора. Заряди поверхонь рівні за величиною і протилежні за знаком. Відношення накопиченого заряду Q до різниці потенціалів ΔU називається ємністю C

$$C = Q/\Delta U. \quad (1.6)$$

Одиницею вимірювання ємності є кулон на вольт. Цій одиниці присвоєно спеціальне найменування – Фарад (Ф). Фарад – занадто велика ємність для конденсатора звичайних розмірів, тому на практиці користуються меншими одиницями: мікрофарадами, нанофарадами, пікофарадами.

У конденсатора, схематично зображеного на рис. 1.4, зарядженими поверхнями є паралельні пластини, розділені відстанню d . Якщо тепер між пластинами конденсатора помістити діелектрик, то ємність конденсатора збільшиться. Позначимо цю нову ємність C' . Тоді, беручи відношення C' до C , ми можемо визначити діелектричну проникність речовини

$$\varepsilon = C'/C, \quad (1.7)$$

де C – ємність конденсатора за відсутності діелектрика між його пластинами.

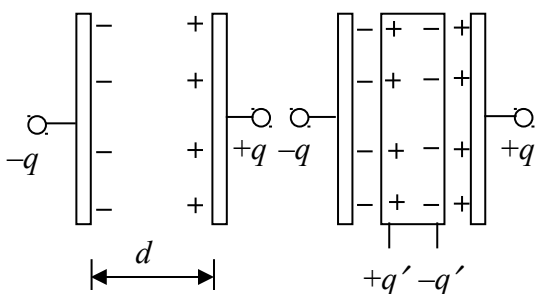


Рис. 1.4. Плаский конденсатор

З рис. 1.4 видно, чому ємність конденсатора збільшується, коли між його пластинами знаходиться діелектрик. Якщо діелектрик поміщений у зовнішнє електричне поле, то на його поверхні індукуються заряди. Це відбувається тому, що окремі молекули і атоми мають дипольні моменти. У деяких молекул дипольні моменти постійні. Такі молекули називаються полярними. Але навіть ті молекули і атоми, у яких дипольний момент дорівнює нулю, в електричному полі набувають індукований дипольний момент. Внаслідок цього на поверхні діелектрика виникає індукований заряд. Електричне поле, зумовлене електричними зарядами, індукованими на поверхні діелектрика, спрямоване назустріч зовнішньому електричному полю.

Різниця потенціалів ΔU при тій самій величині накопиченого заряду Q зменшиться, отже C збільшиться.

1.2.3. Основні електричні параметри

Номинальна ємність. Номинальна ємність – значення ємності, на яку розрахований конденсатор і яка вказується на конденсаторі або у супровідній документації.

Номинальні значення ємностей конденсаторів, що випускаються вітчизняною промисловістю і закордонними фірмами, стандартизовані. Встановлено шість рядів величин ємностей конденсаторів: E6; E12; E24; E48; E96; E192. Принцип побудови рядів EN для конденсаторів такий же, як і для резисторів. Тому ряди номинальних ємностей електричних конденсаторів збігаються зі значеннями номинальних рядів опорів резисторів. Фактична ємність конденсатора може відрізнятися від позначеної на ньому на значення, що не перевищує допустимого відхилення.

Допустиме відхилення ємності від номинальної. Допустимі відхилення ємності також стандартизовані. Допуск зазначається у відсотках відповідно з низкою: $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; $+20$; ± 30 ; $+50 \dots -10$; $+50 \dots -20$; $+80 \dots$

-20 ; $+100 \dots 0$; $+100 \dots -10$. У конденсаторах загального застосування номинальні значення ємності узгоджені з допусками таким самим чином, як і у резисторів.

Температурний коефіцієнт ємності. Залежність ємності від температури, як правило, нелінійна і досить складна. Однак для деяких типів конденсаторів (високочастотних, керамічних, слюдяних, повітряних) вона наближається до лінійної. Для оцінки зміни ємності таких конденсаторів від температури служить температурний коефіцієнт ємності (ТКЕ) – відносна зміна ємності на 1°C :

$$\text{ТКЕ} = (C_2 - C_1) / C_1(T_2 - T_1) \text{ град}^{-1}, \quad (1.8)$$

де C_1 – ємність при температурі T_1 ; C_2 – ємність при температурі T_2 (зазвичай при верхній або нижній межі робочої температури конденсатора).

Температурний коефіцієнт ємності може бути позитивним, від'ємним або близьким до нуля.

Знаючи ТКЕ, легко оцінити очікувану зміну ємності при зміні температури.

Для конденсаторів з явно вираженою нелінійною залежністю ємності від температури (сегнетоелектричних), а також для конденсаторів, точні відомості про зміну ємності яких не становлять практичного інтересу (наприклад, електролітичних, паперових), зазвичай наводиться відносна зміна ємності в інтервалі робочих температур.

Номинальна напруга. Під номинальною напругою конденсатора розуміється гранично допустима напруга, при якій конденсатор може працювати протягом гарантованого терміну служби при максимально допустимій робочій температурі. Номинальна напруга встановлюється з необхідним запасом по відношенню до тривалої електричної міцності діелектрика, що виключає протягом гарантованого терміну служби старіння конденсатора і погіршення його електричних характеристик.

Реактивна потужність. Діелектричні втрати і втрати енергії в обкладках і виводах викликає нагрівання конденсатора. Активні втрати, які приводять до

нагрівання

$$P_a = 2\pi f U^2 C \operatorname{tg} \delta \quad \text{Вт}, \quad (1.9)$$

де U – прикладена напруга, В; C – ємність, Ф; f – частота, Гц; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс кута втрат.

Величину

$$P_p = 2\pi f U^2 C \quad \text{Вар}, \quad (1.10)$$

називають реактивною потужністю конденсатора, при експлуатації вона не повинна перевищувати допустимого для конденсатора значення.

Конденсатори змінної ємності характеризуються, крім перерахованих вище, наступними параметрами: максимальною C_{\max} і мінімальною C_{\min} величинами ємності, коефіцієнтом перекриття по ємності $K_c = C_{\max}/C_{\min}$, характером зміни ємності при зміні положення органу управління.

1.2.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема

Конденсатор має низку паразитних параметрів. До їх числа слід віднести опір втрат, індуктивність, опір ізоляції.

При підключенні до конденсатора джерела електричної енергії частина її втрачається у вигляді тепла. Можна вважати, що ця потужність витрачається на опір втрат $R_{вт}$. Кількісно величина втрат у конденсаторі оцінюється тангенсом кута втрат δ , що доповнює до 90° кут зсуву фаз між струмом і напругою в ємнісному колі. Тангенс кута втрат можна виразити і як відношення активної потужності втрат конденсатора до його реактивної потужності при синусоїдальній напрузі.

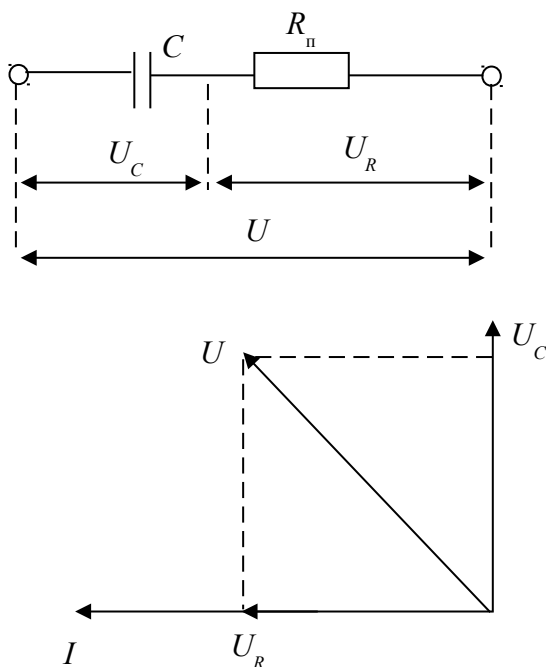


Рис. 1.5. Еквівалентна схема конденсатора з втратами

На рис. 1.5 наведено еквівалентну схему конденсатора з втратами. Втрати у конденсаторі визначаються структурою його діелектрика і різними дефектами діелектрика. Найменші втрати мають вакуумні конденсатори, найбільші – електролітичні.

Величина $\operatorname{tg} \delta$ залежить від температури, частоти і прикладеної напруги. При збільшенні частоти і температури втрати зростають.

Іноді для оцінки втрат у конденсаторі користуються величиною зворотного $\operatorname{tg} \delta$, яка називається добротністю

$$Q = 1/\operatorname{tg} \delta. \quad (1.11)$$

Через наявність провідників у своїй конструкції конденсатори мають індуктивність. Цю індуктивність необхідно враховувати у деяких випадках.

Якщо до елементів, які зображені на рис. 1.5, підключити послідовно індуктивність провідних частин L , то повний опір конденсатора

$$Z = \sqrt{R^2 - (X_C - X_L)^2}. \quad (1.12)$$

Як видно з (1.12), ємнісний опір конденсатора X_C зменшується зі збільшенням частоти, а індуктивний X_L зростає (рис. 1.6).

Ліва галузь кривої визначається ємністю конденсатора, права – індуктивністю. Мінімум повного опору визначається активним опором конденсатора. Відповідна мінімуму частота є резонансною і визначається формулою

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}. \quad (1.13)$$

При частотах вище резонансної опір конденсатора є вже не ємнісним, а індуктивним, внаслідок чого конденсатор може ефективно використовуватися на частотах нижче резонансної.

Після закінчення процесу заряду конденсатора проходячий через нього струм приймає деяке кінцеве значення, зване струмом витoku. Величина його зумовлена наявністю у діелектрику вільних іонів, напівпровідникових включень, а також провідністю ділянки по поверхні конденсатора між выводами.

Відношення величини прикладеної до конденсатора постійної напруги U до струму витoku $I_{\text{вит}}$ визначає значення опору ізоляції:

$$R_{\text{із}} = U/I_{\text{вит}}. \quad (1.14)$$

При підвищенні температури конденсатора в діелектрику збільшується число носіїв зарядів і їхня швидкість та опір ізоляції знижується.

Для паперових та металопаперових конденсаторів зазвичай вказують значення постійної часу – добуток опору ізоляції в мегомах на ємність у мікрофарадах. При підвищенні температури значення постійної часу знижується. Опір ізоляції конденсатора необхідно враховувати у першу чергу при його експлуатації при постійному струмі і низьких частотах.

Для конденсаторів, які застосовуються для розділення кіл за постійним струмом і під час задаючих кіл, опір ізоляції має бути достатньо великим, оскільки його зниження може порушити роботу всього пристрою. Для блокувальних і фільтрових конденсаторів припустимі менші величини опору ізоляції.

Еквівалентну схему конденсатора, що враховує основні та паразитні параметри, наведено на рис. 1.7.

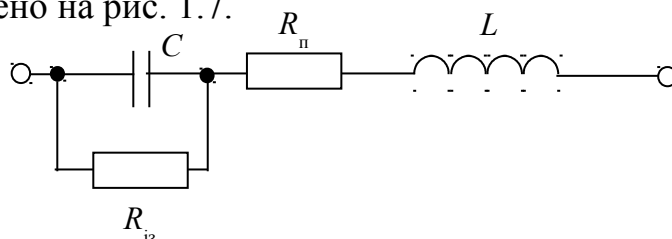


Рис. 1.7. Еквівалентна схема конденсатора з врахуванням основних і паразитних параметрів

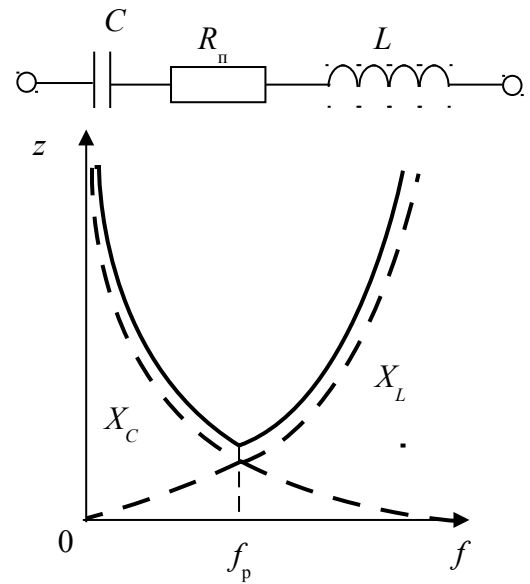


Рис. 1.6. Залежність опору конденсатора від частоти

1.2.5. Система умовних позначень та маркування

Основні електричні характеристики і параметри конденсаторів маркуються за допомогою системи буквено-цифрових позначень. Маркування містить вид, номінальну місткість, допуск, ТКЕ, дату виготовлення, номінальну напругу. Залежно від розмірів конденсатора можуть застосовуватися повні або скорочені (кодовані) позначення.

Номінальну ємність і допустиме відхилення вказують на конденсаторах великих розмірів повністю із застосуванням загальноприйнятих скорочень одиниць вимірювань, а на малогабаритних конденсаторах – з використанням наступного коду: пікофаради позначаються буквою «П», нанофаради – літерою «Н», мікрофаради – літерою «М».

Ємності 100...91000 пФ виражаються в нанофарадах, а ємності від 0,1 мкФ і вище – в мікрофарадах. Таким чином, позначення одиниць вимірювань складається з двох цифр і однієї літери, причому буква, так само як і у резисторів, не тільки вказує на розмірність, а й виконує функції коми десятичного дробу. Наприклад:

$$\begin{aligned}15 \text{ пФ} &= 15 \text{ П}; \\150 \text{ пФ} &= 0,15 \text{ нФ} = \text{Н}15; \\1500 \text{ пФ} &= 1,5 \text{ нФ} = 1\text{Н}5; \\15000 \text{ пФ} &= 15 \text{ нФ} = 15\text{Н}; \\150000 \text{ пФ} &= 0,15 \text{ мкФ} = \text{М}15; \\1,5 \text{ мкФ} &= 1\text{М}5 \text{ і т. д.}\end{aligned}$$

Допустиме відхилення від номінальної ємності маркується після позначення відповідною буквою російського алфавіту, де кожна буква відповідає певному допуску, такому ж, як і при маркуванні резисторів (див. табл. 1.2), або допуск вказується у відсотках після позначення номінального значення ємності.

ТКЕ, або допустима зміна ємності в діапазоні температур, маркується на керамічних, склокерамічних, слюдяних і склоемалевих конденсаторах, що використовуються в резонансних контурах або інших ВЧ колах, де необхідна стабільність ємності або задана закономірність її зміни.

За значенням ТКЕ перераховані конденсатори діляться на групи. Групи керамічних конденсаторів мають умовні позначення з букв і цифр. Букви позначають знак ТКЕ: П – позитивний; М – негативний; МП – близькі до нуля, а цифри – середнє значення ТКЕ, помножене на 10^{-6} . Не нормується ТКЕ конденсаторів, призначених для використання в якості блокувальних у згладжуючих і розв'язуючих колах, тобто там, де стабільність ємності не має суттєвого значення. В умовних позначеннях керамічних конденсаторів цього призначення є буква «Н» і число, яке вказує, на скільки відсотків зміниться ємність конденсатора у всьому робочому інтервалі температур порівняно з ємністю, виміряною при 20°C. Приклади позначень наведено в табл. 1.4.

Таблиця 1.4

Значення ТКЕ і їх умовні позначення

Позначення ТКЕ	П120	МП0	М2200	Н10	Н90
Значення ТКЕ, помножене на 10^{-6} , в інтервалі температур 20...85°C	+120	0	-2200	-10	-90

Для деяких типів керамічних конденсаторів застосовуються інші способи маркування – кольорові мітки. Приклади такого маркування наведено в табл. 1.5 й 1.6.

Таблиця 1.5

Значення відхилення ємності та їх умовні позначення

Колір корпусу конденсатора	Колір точки на корпусі	Відхилення ємності конденсатора, %	Колір корпусу конденсатора	Колір точки на корпусі	Відхилення ємності конденсатора, %
Оранжевий	Чорний	±10		Синій	+50...-10
	Червоний	±20		Без точки	+20...-20
	Зелений	±30		Білий	+80...-20

Таблиця 1.6

Умовні позначення ТКЕ для керамічних конденсаторів

Колір корпусу конденсатора	Колір точки на корпусі	Значення ТКЕ $\times 10^{-6}$	Колір корпусу конденсатора	Колір точки на корпусі	Значення ТКЕ $\times 10^{-6}$
Синій	Без точки	120	Червоний	Жовтий	-220
>>	Чорний	100	>>	Зелений	-330
Сірий	Без точки	33	>>	Синій	-470
Блакитний	Чорний	0	>>	Без точки	-700
>>	Коричневий	-33	>>	Без точки	-750
>>	Без точки	-47	Зелений	Без точки	-1300
>>	Червоний	-75	>>	Без точки	-2500
Червоний	Оранжевий	-150	>>	Жовтий або сірий	-2200

1.2.6. Вплив зовнішніх факторів на параметри конденсаторів

Вплив температури. Кожен конденсатор має гранично допустиму для даного типу температуру. Перевищення цієї температури може призвести до різкої і навіть необоротної зміни його параметрів. Температуру перегріву конденсаторів зменшують шляхом зниження електричних навантажень, а також поліпшенням відведення тепла від їх поверхні. Для цього зазвичай застосовують заливку конденсаторів компаундами з високою теплопровідністю, раціональний монтаж, примусове охолодження.

Тепловиділення практично відсутнє у конденсаторів з діелектриком з фторопласту-4 та полістиролу, а так само у всіх конденсаторів, що працюють при напругах нижче 25% номінальної при атмосферному тиску не нижчим нормального.

Вплив вологості повітря. Підвищена вологість навколишнього повітря негативно діє на конденсатори. На електричні характеристики конденсатора впливає плівка води, що утворюється на поверхні конденсатора, а також волога, що проникає всередину діелектрика. При збільшенні відносної вологості зростає значення $\tan \delta$, а опір ізоляції знижується.

1.2.7. Перспективи розвитку дискретних конденсаторів

Розвиток та використання в РЕА інтегральних схем змінило роль конденсатора постійної ємності. Більшість конденсаторів можуть бути виготовлені в плівкових і напівпровідникових інтегральних схемах. Однак у мікросхемах реалізуються обмежені значення ємності. Для розв'язуючих, фільтрових конденсаторів потрібні ємності значно більші, ніж ті, які можуть бути реалізовані в інтегральних схемах. Тому дискретні конденсатори постійної ємності залишилися важливим елементом апаратури і використовуються, спільно з інтегральними схемами.

Дискретні конденсатори збережуть своє значення і будуть застосовуватися в РЕА у всіх випадках, коли до них пред'являються будь-які спеціальні вимоги: висока точність і добротність, висока стабільність ємності, можливість використання у НВЧ колах і велика ємність.

1.3. Котушки індуктивності

1.3.1. Визначення та класифікація

Котушкою індуктивності називається компонент РЕА, функціонування якого визначається взаємодією електричного струму і магнітного поля.

За призначенням котушки індуктивності можна розділити на такі групи:

котушки коливальних контурів, що визначають частоту настроювання відповідної апаратури;

котушки, що забезпечують певну смугу пропускання;

котушки зв'язку, що передають електромагнітну енергію від одних елементів схеми до інших;

дроселі високої і низької частоти, що являють собою високий опір для струмів відповідних частот.

За конструкцією котушки можна розділити на безкаркасні, одношарові і багатошарові; з магнітним осердям і без осердя; екрановані і неекрановані. Котушки можуть виготовлятися з постійним та змінним значенням індуктивності.

Котушки індуктивності не стандартизовані і розробляються для кожного конкретного випадку. Це пояснюється тим, що розробити котушки універсального призначення не вдається. Для конкретних умов застосування доводиться створювати конструкції, які кращим чином задовольняють заданим вимогам.

1.3.2. Фізична природа індуктивності

При зміні у часі магнітного потоку Φ у відрізку проводу наводиться ЕРС

$$E = -d\Phi/dt. \quad (1.15)$$

Якщо до проводу прикласти постійну напругу, то струм в ньому встановлюється не відразу, так як у початковий момент створюється магнітне поле, яке не дозволяє миттєво встановитися току через виникнення наведеної ЕРС.

Коли магнітне поле встановиться, то воно перестає впливати на протікання постійного струму.

Якщо до проводу прикласти змінну напругу, то струм і напруженість магнітного поля, утвореного ним, весь час змінюються. Наведена при цьому ЕРС викликає опір протіканню струму, яке не пов'язане з втратами енергії і є реактивним. Він пропорційний частоті. Коефіцієнт пропорційності і називається індуктивністю. Якщо X_L – реактивний опір, то

$$X_L = \omega L, \quad (1.16)$$

де L – індуктивність, ω – частота.

Індуктивність проводу визначається за формулою

$$L = 2l(\ln(4l/d) - 1)10^{-3} \text{ мкГн}, \quad (1.17)$$

де l – довжина, см; d – діаметр проводу, см. Наприклад, 1 м проводу діаметром 1 мм має індуктивність всього 1,2 мкГн. Отже, для збільшення індуктивності одиночного проводу потрібно збільшувати його довжину.

Для збільшення індуктивності провід згортають у спіраль. При цьому кожен виток знаходиться не тільки у «своєму» магнітному полі, але і у магнітному полі сусідніх витків. Індуктивність котушки виявляється багато більшою індуктивності одиночного проводу такої довжини. Згортання проводу у спіраль дає можливість сконцентрувати магнітний потік у невеликому обсязі і створити сприятливі умови для заміни повітряного середовища магнітним матеріалом з малим опором магнітному потоку. Для цього використовують осердя, при цьому індуктивність котушки збільшується і стає рівною

$$L_c = \mu_c L, \quad (1.18)$$

де μ_c – діюча магнітна проникність осердя. При протіканні струму на котушці створюється падіння напруги, тобто існує і електричне поле, що призводить до того, що, крім струму, що протікає по витках і створює магнітне поле, з'являється ємнісний струм. Можна вважати, що ємнісний струм зумовлений паразитною ємністю котушки.

1.3.3. Основні електричні параметри

Індуктивність. Індуктивність L є основним параметром котушки і визначається її призначенням. Індуктивність котушок може бути від декількох наногенрі до декількох десятків мілігенрі.

Величина можливого допуску також визначається призначенням котушки. Клас точності для котушок коливальних контурів повинен бути порядку \pm

0,2...± 0,5%, а для котушок зв'язку – ± 10...± 15%.

Добротність. Добротність котушки Q визначає резонансні властивості і ККД коливального контуру. Добротність котушки індуктивності характеризує втрати енергії в ній і дорівнює відношенню її індуктивного опору ωL на даній частоті до активного опору на цій самій частоті. Сучасні котушки середніх розмірів і середньої вартості мають добротність порядку 50...300. Котушки зв'язку можуть мати значно меншу добротність.

Точність величини добротності $\Delta Q/Q$ може становити ± 10...± 20% залежно від типу конструкції і якості використовуваних матеріалів.

Діапазон регулювання індуктивності. Цей параметр характеризує котушки змінної індуктивності і визначається за формулою

$$K_L = (L_{\max} - L_{\min}) / L_{\min}. \quad (1.19)$$

Найчастіше величина K_L знаходиться у межах 2...3 і не перевищує 10, так як великі значення отримати важко.

1.3.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема

У котушках індуктивності, окрім основного ефекту взаємодії струму і магнітного поля, спостерігаються й додаткові паразитні ефекти. Тому котушка має низку паразитних параметрів. До їхнього числа слід віднести індуктивність виводів, власну ємність, ємність, зумовлену наявністю осердя, ємність обмотки, ємність між выводами й корпусом, опір втрат в ємностях.

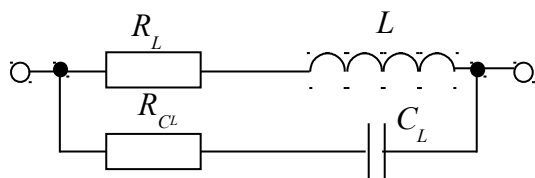


Рис. 1.8. Еквівалентна схема котушки індуктивності

Проте у багатьох випадках можна об'єднати різні складові ємності котушки в одну еквівалентну ємність із відповідними втратами, а індуктивності виводів розглядати як частину індуктивності котушки. Тоді схема, яка враховує основні та паразитні параметри, буде мати вигляд, зображений на рис. 1.8.

1.3.5. Вплив зовнішніх факторів на параметри котушок

Вплив температури. Під впливом температури відбувається зміна лінійних розмірів чинного діаметра намотування, що викликається зміною розподілу струму за перерізом, і власної ємності котушки.

Зміна індуктивності під впливом температури характеризується температурним коефіцієнтом індуктивності (ТКІ). ТКІ котушки визначається способом намотування і якістю діелектрика каркаса.

Вплив температури на добротність зумовлено зміною опору проводу. Добротність котушки з мідного проводу зменшується у середньому на 10 % на кожні 30°C підвищення температури. При високих температурах виникає додаткове зниження добротності, пов'язане зі зростанням діелектричних втрат у каркасі.

Вплив вологості повітря. Наявність вологи викликає незворотні зміни

параметрів котушки. Проникнення молекул води до осердя, ізоляційні матеріали каркаса, ізоляцію проводів призводить до зміни ємності й добротності котушки. Для захисту котушок від дії вологості застосовується герметизація або просочування обмотки негігроскопічними речовинами. Такі котушки мають нижчу добротність і велику власну ємність, але при цьому вони більш стійкі до впливу вологи.

1.3.6. Перспективи розвитку котушок індуктивності

Найпростіша функція, яку виконує котушка індуктивності у радіоелектронній апаратурі, – це створення реактивного опору, який дозволяє регулювати процес протікання струмів колами й управляти розподілом струму. Котушки також використовуються спільно з конденсаторами для отримання резонансних контурів для фільтрів і генераторів.

На даний час котушки знаходять в радіоелектронній апаратурі обмежене застосування. На низьких частотах від *LC*-фільтрів переходять до *RC*-фільтрів.

Котушки індуктивності є елементом, узгодження якого з інтегральними схемами викликало великі труднощі. Основна причина цього полягає у тому, що важко створювати котушки малих габаритів з високою індуктивністю і добротністю. Можливості мініатюризації котушок індуктивності значно менші, ніж конденсаторів.

Все це пояснює тенденцію, яка намітилася, зменшення кількості котушок індуктивності в апаратурі на інтегральних схемах. Проте у багатьох випадках використання котушок залишається доцільним, наприклад, у вимірювальних пристроях, передавачах.

1.4. Трансформатори

1.4.1. Визначення та класифікація

Трансформатором називається компонент РЕА, який має дві або більше обмоток і призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції однієї або декількох систем змінного струму в одну або кілька інших систем змінного струму.

Найбільш часто використовують наступну класифікацію трансформаторів.

1. Трансформатори живлення, призначені для перетворення електричної енергії. Їх можна розбити на три групи:

- малопотужні трансформатори живлення, що мають потужність нижче 100 Вт, напруга не більше 1000 В;
- трансформатори середньої потужності від 100 до 1000 Вт;
- потужні трансформатори живлення, вихідна потужність яких перевищує 1 кВт; вони застосовуються у джерелах живлення потужних передавачів і підсилювачів;
- високовольтні трансформатори, напруга на обмотках яких перевищують 1000 В. Такі трансформатори застосовуються для живлення електронно-

променевих трубок.

На конструкцію трансформаторів живлення суттєво впливає частота живлячої напруги. Тому трансформатори живлення додатково класифікують за робочою частотою на трансформатори для промислової частоти (50 Гц), підвищеної частоти (100...10000 Гц), ультразвукової частоти (10...100 кГц).

2. Трансформатори узгодження. Основне їх призначення – передача змінних електричних сигналів, що несуть корисну інформацію, з метою зміни рівня напруги при збереженні потужності і мінімальному спотворенні сигналу.

3. Імпульсні трансформатори. Основне їх призначення полягає у тому, щоб під впливом напруги, що діє в первинній обмотці, виробляти на виході короткі імпульси заданої форми з необхідною зміною рівня напруги.

1.4.2. Фізичні основи функціонування

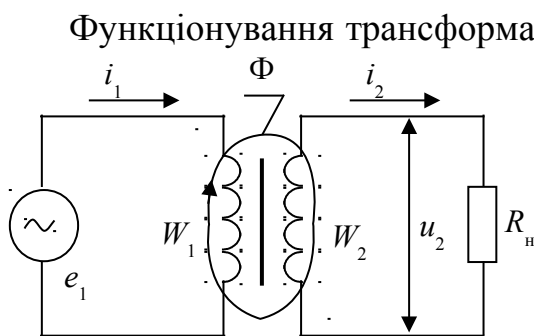


Рис. 1.9. Схема трансформатора

Функціонування трансформаторів засноване на зв'язку кіл через магнітний потік. Схему трансформатора наведено на рис. 1.9.

При включенні у первинне коло трансформатора джерела ЕРС по первинній обмотці, яка містить W_1 витків, протікає струм i_1 і утворюється магнітний потік Φ , який створює ЕРС у вторинному колі і через навантаження R_n протікає струм i_2 .

Нехтуючи опором обмоток і магнітними потоками розсіяння, можемо записати:

$$e_2 = u_2 = -W_2 d\Phi / dt, \quad -u_1 = e_1 = -W_1 d\Phi / dt \quad (1.20)$$

Звідси, якщо витки W_1 і W_2 намотані в один бік, отримуємо

$$e_2 = -u_1 n, \quad (1.21)$$

де $n = W_2/W_1$ – коефіцієнт трансформації.

У разі синусоїдальних напруг для амплітудних значень можна записати:

$$E_2 = U_1 W_2 / W_1 = U_1 n. \quad (1.22)$$

Напруга U_2 або ЕРС E_2 знаходяться у протифазі з U_1 трансформатор тільки передає потужність і нехтуючи опором обмоток і магнітними потоками розсіяння, маємо

$$I_2 = I_1 W_1 / W_2 = I_1 / n. \quad (1.23)$$

Таким чином, ідеальний трансформатор здійснює трансформацію напруг або струмів, що дозволяє отримати необхідну напругу, узгодити напругу і струм первинного кола з опором навантаження вторинного кола.

Для забезпечення якомога повнішого зв'язку між первинним і вторинним колами і збільшення магнітного потоку через обмотки використовують осердя. Трансформатори узгодження мають осердя з високою магнітною проникністю, а трансформатори живлення – з високою індукцією насичення.

У реальних трансформаторах при дії змінного магнітного поля в матеріалі

осердя спостерігається магнітний скін-ефект, який призводить до втрат через зменшення ефективної магнітної проникності. При протіканні струмів по обмотках трансформаторів спостерігаються також втрати в обмотках.

На відміну від радіочастотних котушок, трансформатори працюють в умовах значних полів, протікання великих струмів і потужностей. Це призводить до того, що втрати в осерді і обмотках призводять до розсіювання великих потужностей, які викликають перегрів і зумовлюють нестабільність параметрів.

Таким чином, крім основного корисного ефекту в трансформаторі має місце низка додаткових, паразитних ефектів і процесів, які позначаються на характеристиках трансформатора.

1.4.3. Основні і паразитні параметри. Еквівалентна схема.

Основними параметрами трансформатора є індуктивність первинної обмотки і коефіцієнт трансформації.

Частина магнітного потоку первинної обмотки замикається через вторинну обмотку, що визначає індуктивність L_1 , а частина розсіюється, що визначає індуктивність розсіювання L_{s1} . У правильно сконструйованому трансформаторі, магнітний потік розсіювання у багато разів менший основного потоку, який пронизує обидві обмотки, тобто $L_{s1} \ll L_1$. Протікання струму у вторинному колі відбувається за рахунок енергії, що надходить з первинного кола. Очевидно, що у вторинній обмотці також є магнітний потік, що замикається крім первинної обмотки. Його вплив можна відобразити індуктивністю розсіювання у вторинному колі L_{s2} . Як у первинній, так і у вторинній обмотці є втрати, зумовлені активним опором проводу. У багатьох випадках необхідно враховувати власну ємність C_0 обмоток трансформатора.

Використовуючи поняття наведених опорів і струмів, наявність вторинної обмотки та її вплив можна відобразити колом паралельної L_1 , як це зображено на еквівалентній схемі трансформатора (рис. 1.10).

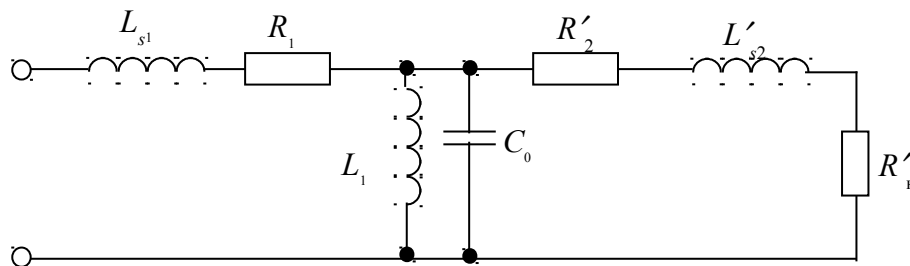


Рис. 1.10. Еквівалентна схема трансформатора

Формули приведення для переводу величин з вторинної обмотки у первинну мають вигляд

$$R_2' = R_2 / n^2, \quad L_{s2}' = L_{s2} / n^2, \quad R_H' = R_H / n^2, \quad (1.24)$$

де n – коефіцієнт трансформації, рівний відношенню числа витків вторинної обмотки до числа витків первинної обмотки.

1.4.4. Вплив зовнішніх факторів на параметри трансформаторів

Вплив температури. Температура перегріву трансформатора характеризує його тепловий режим. Вона визначає довговічність і надійність роботи трансформатора. Допустимий перегрів визначається теплостійкістю магнітних, ізоляційних і провідникових матеріалів, з яких виготовлений трансформатор.

Зазвичай охолодження трансформатора відбувається за рахунок природного конвективного теплообміну і невеликою мірою – за рахунок контактної теплопровідності. Поліпшення тепловіддачі можливе при використанні радіаторів, які забезпечують хороший тепловий контакт з магнітопроводом. Подібні радіатори дозволяють зменшити нагрівання на 10... 20° С.

Вплив вологості повітря. Попадання вологи в котушку трансформатора різко знижує опір ізоляції трансформатора і його електричну міцність, результатом чого зазвичай є пробій ізоляції між обмотками і вихід трансформатора з ладу. Крім того, тривалий вплив вологи на обмотки трансформатора в присутності вуглекислоти повітря викликає корозію проводу, що при невеликих діаметрах проводу призводить до його руйнування, появи обривів в обмотках.

Для захисту трансформаторів від вологи застосовують низку способів.

Просочування лаком є найбільш простий спосіб захисту трансформаторів від дії вологи. Крім захисту від вологи, просочування підвищує теплопровідність котушки трансформатора, що призводить до зниження перепаду температури в обмотці, а отже, до зниження температури нагріву внутрішніх шарів.

1.4.5. Перспективи розвитку трансформаторів

Прогрес конструктивно-технологічних характеристик трансформаторів виявився значно меншим, ніж у інших радіоелементів. Маса і габарити трансформаторів відносно маси і габаритів інших елементів значно збільшилися. Це призвело до скорочення використання трансформаторів у радіоелектронній апаратурі, особливо трансформаторів узгодження.

Випускаються компактні імпульсні трансформатори на малі потужності, які узгоджуються з апаратурою на інтегральних схемах і полегшують питання проектування схем. Деяке застосування мають також потужні імпульсні трансформатори, в основному в імпульсних радіопередавальних пристроях.

Найбільший вплив на конструкцію апаратури та конструктивно-технологічні характеристики виявляють трансформатори живлення. У вторинних джерелах живлення використовують трансформатори. Оскільки параметри активних елементів, у тому числі і діодів, які є основним елементом у пристроях живлення, значно поліпшені, виявилось, що трансформатори живлення, вдосконалення яких йде значно повільніше, стали найбільш важким, громіздким і у той самий час найменш надійним елементом апаратури.

У сучасній апаратурі маса і габарити пристроїв живлення складають 0,5...0,1 загальної маси і габаритів і на їх частку припадає у деяких випадках до 50% відмов. Це висуває завдання удосконалення трансформаторів живлення.

Основні труднощі при цьому визначаються тим, що матеріали осердя мають обмежені магнітну проникність, індукцію насичення і великі втрати.

Суттєво зменшити масу і габарити трансформаторів дозволяє підвищення робочої частоти у пристроях живлення.

1.5. Подільники напруги

Резистори використовуються так широко, що складають близько половини всіх комплектуючих виробів радіоелектронної апаратури (РЕА).

Однак, з якою б метою вони не використовувалися, завжди резистори перетворюють напругу у струм і струм у напругу.

Незважаючи на велику різноманітність використання резисторів, їх застосування у більшості випадків можна звести до подільників напруги, гасників та регуляторів напруги.

Подільники напруги набули найбільшого поширення і складають основу різноманітних схемотехнічних пристроїв. Вони призначені для зменшення напруги і саме тому називаються подільниками.

Тут слід зазначити, що застосування резисторів у подільниках переслідує призначення не завжди тільки зменшення напруги. Комбінація резистору з іншими приладами створює різноманітні електронні пристрої.

Так, подільник з резистора і конденсатора утворює фільтр верхніх або нижніх частот. Подільник з резистора і діода утворює випрямляч. Зі стабілітроном він є стабілізатором напруги. Подільник з резистора і транзистора створює підсилювач або ключ та ін.

Так, без структури подільника напруги не можна уявити жодного найпростішого електронного пристрою. Тому вивчення подільників напруги є фундаментом для освоєння подальших електронних пристроїв.

Схему найпростішого резистивного подільника напруги без навантаження наведено на рис. 1.11.

Резистори R_1 і R_2 називаються плечима. R_1 – верхнє плече, R_2 – нижнє.

Подільник працює таким чином.

Послідовне з'єднання резисторів R_1 , R_2 перетворює вхідну напругу $U_{вх}$ у струм

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_1 + R_2},$$

який створює падіння напруги на резисторах R_1 і R_2 . Вихідна напруга, що знімається з резистора R_2 , становить

$$U_{вих} = I_{вх} R_2 = U_{вх} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.25)$$

З (1.25) видно, що вихідна напруга $U_{вих}$ менша вхідної у $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ разів, тоб-

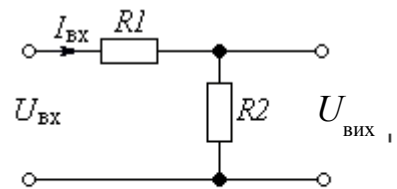


Рис. 1.11. Подільник напруги

то поділена. Це пояснюється законом Кірхгофа, за яким вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ розподіляється між резисторами R_1 і R_2 :

$$U_{\text{вх}} = U_{R1} + U_{R2}. \quad (1.26)$$

З (1.26) випливає, що напруга на кожному з резисторів менша вхідної.

Поділимо обидві частини (1.25) на $U_{\text{вх}}$ і отримуємо коефіцієнт передачі

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1, \quad (1.27)$$

який завжди менший одиниці.

Вхідний опір подільника напруги складає

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = R_1 + R_2. \quad (1.28)$$

Вихід подільника напруги, як і вихід будь-якого пристрою, завжди працює на якесь навантаження $R_{\text{н}}$ (рис. 1.12) низькоомне або високоомне, але воно завжди є. Тоді опір нижнього плеча визначається паралельним з'єднанням R_2 і $R_{\text{н}}$:

$$R_e = \frac{R_2 R_{\text{н}}}{R_2 + R_{\text{н}}}. \quad (1.29)$$

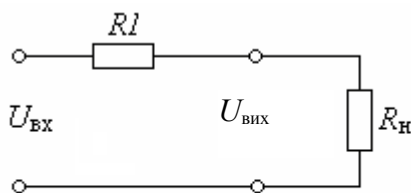


Рис. 1.12. Подільник напруги під низькоомним навантаженням

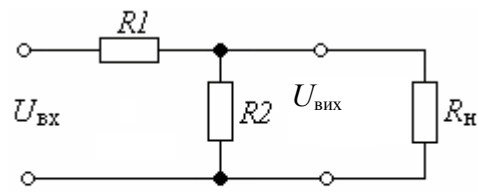


Рис. 1.13. Подільник напруги під навантаженням

При низькоомному навантаженні $R_{\text{н}} \ll R_2$ співвідношення (1.29) перетворюється на $R_e = R_{\text{н}}$ і тоді резистор R_2 не потрібен. Навантаження живиться тільки через резистор R_1 (рис. 1.13). У загальному випадку нижнім плечем є еквівалентний опір R_e і тому коефіцієнт передачі складає

$$K_{\text{н}} = \frac{R_e}{R_1 + R_e}. \quad (1.30)$$

Одним із способів пояснення дії подільника, як і інших пристроїв, є *часова діаграма роботи*, тобто епюри вхідної і вихідної напруги. Часову діаграму роботи подільника напруги наведено на рис. 1.14 на постійному (а) і змінному (б) струмах.

Ця діаграма роботи показує, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ як на постійному а, так і на змінному б струмах менша вхідної $U_{\text{вх}}$, причому форми $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$ завжди збігаються.

Основними параметрами подільника напруги є *коефіцієнт передачі, вхідний та вихідний опори*.

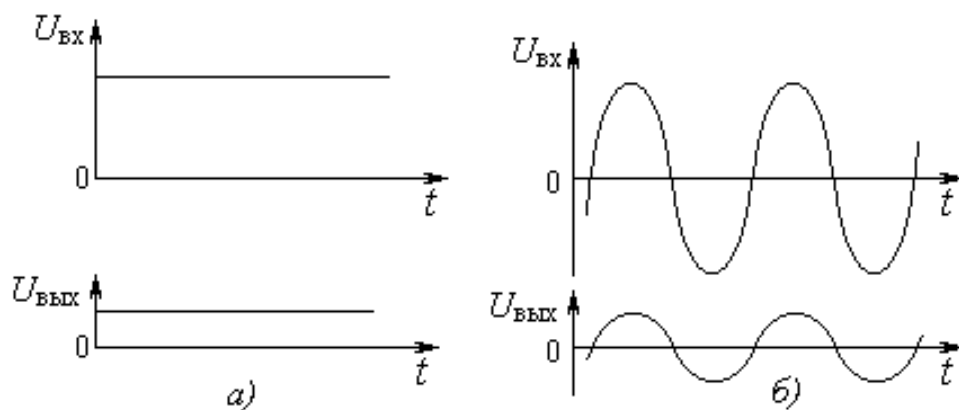
$U_{\text{ВІХ}}$ 

Рис. 1.14. Часова діаграма роботи подільника напруги: пряження:
 а – при постійному струмі; б – при змінному струмі

Коефіцієнт передачі визначається формулою (1.27), а вхідний опір – формулою (1.28).

Вихідний опір без навантаження дорівнює опору паралельного з'єднання R_1 і R_2 :

$$R_{\text{ВІХ}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.31)$$

Регулятори напруги

Найпростішим, але разом з тим широко поширеним регулятором є подільник напруги, в плечі якого включені змінні резистори (рис. 1.15).



Рис. 1.15. Регулятори напруги:
 а – з нижнім регульованим плечем; б – з верхнім

Оскільки коефіцієнт передачі подільника напруги однозначно визначається співвідношенням опорів резисторів R_1 і R_2 , то змінюючи будь-який з них, можна регулювати коефіцієнт передачі і тим самим змінювати вихідну напругу.

Якщо змінювати опір нижнього плеча R_2 (рис. 1.15, а), то межі регулювання вихідної напруги складуть

$$0 \leq U_{\text{ВІХ}} \leq U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.32)$$

У нижньому положенні повзунка $U_{\text{ВІХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, а у верхньому $U_{\text{ВІХ}} = 0$.

При зміні опору верхнього плеча R_1 (рис. 1.15, б) межі регулювання вихідної напруги складуть

$$U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{вх}}. \quad (1.33)$$

Коли повзунок знаходиться ліворуч, то $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$, а коли праворуч, то

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.34)$$

Якщо необхідно регулювати $U_{\text{вих}}$ у межах від нуля до вхідної напруги $0 \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{вх}}$, то змінний резистор слід включити за схемою потенціометра (рис. 1.16).

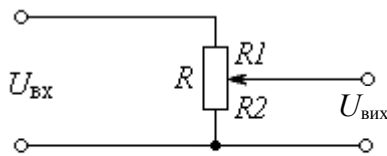


Рис. 1.16. Потенціометричний регулятор напруги

У верхньому положенні повзунка $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$, а у нижньому $U_{\text{вих}} = 0$.

Робота регулятора стане зрозумілою, якщо весь резистор R розділити на R_1 і R_2 . Тоді маємо подільник напруги з опором R_1 у верхньому плечі і R_2 – у нижньому. Коефіцієнт передачі регулятора (рис. 1.16) визначається

формулою (1.27), як і будь-якого подільника.

Перевагою регулятора (рис. 1.16) є широкий діапазон регулювання, який дорівнює всій вхідній напрузі.

Недоліком є грубе регулювання.

Гасники напруги

Часто виникає необхідність живлення каскадів напругами різних величин. Якщо ці каскади енергоємні, то доцільно кожен каскад живити від окремого джерела напруги.

Однак бувають випадки, коли потужність, споживана каскадами, невелика і доцільно для їх живлення використовувати тільки одне джерело з найбільшою потрібною напругою, а надлишок напруги для інших каскадів десь гасити. Для цієї мети використовують так звані резистори гасіння, які включають послідовно з каскадом, що живиться (рис. 1.17).

Схема живлення працює таким чином.

Джерело напруги D виробляє напругу E , яка призначена для живлення каскаду K_1 з напругою $U_1 = E$.

Інші каскади K_i живляться напругою U_i і споживають струм I_i . Струм I_i створює на резисторі R_i падіння напруги, яке дорівнює надлишку $E - U_i$.

Тоді опір резистора R_i визначається формулою

$$R_i = \frac{E - U_i}{I_i}. \quad (1.35)$$

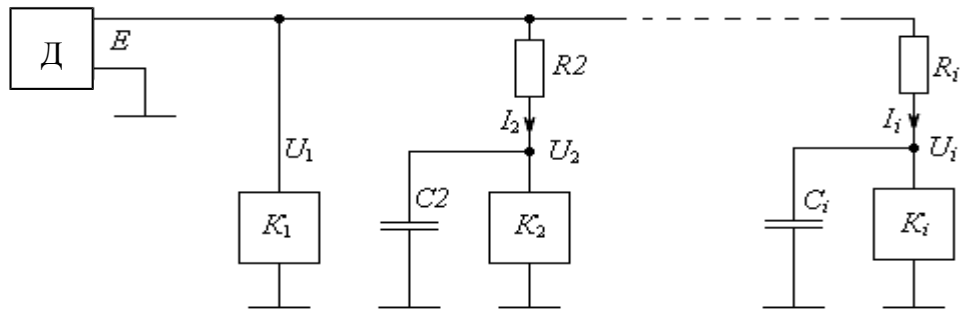


Рис. 1.1.23. Питання каскадов через гасящие резисторы

Рис. 1.17. Живлення каскадів через резистори гасіння

Бувають випадки, коли струм споживання I_i не залишається постійним, наприклад, зазнає пульсацій. Через це з'являться пульсації падіння напруги $I_i R_i$. Тому буде пульсуючим і U_i . Для усунення пульсацій U_i їх "згладжують" конденсаторами C_i .

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення пасивного компонента.
2. Наведіть визначення резистора.
3. Яке призначення резисторів в електричних схемах?
4. Наведіть класифікацію резисторів.
5. Назвіть основні електричні параметри резисторів.
6. Яким чином маркуються основні параметри резисторів?
7. Назвіть паразитні параметри резистора і намалюйте його еквівалентну схему.
8. Наведіть визначення конденсатора.
9. Яке призначення конденсаторів в електричних схемах?
10. Наведіть класифікацію конденсаторів.
11. Назвіть основні електричні параметри конденсаторів.
12. Яким чином маркуються основні параметри конденсаторів?
13. Назвіть паразитні параметри конденсатора і намалюйте його еквівалентну схему.
14. Наведіть визначення котушки індуктивності.
15. Яке призначення котушок індуктивності в електричних схемах?
16. Наведіть класифікацію котушок індуктивності.
17. Назвіть основні електричні параметри котушок індуктивності.
18. Назвіть паразитні параметри котушки індуктивності і намалюйте її еквівалентну схему.
19. Наведіть визначення трансформатора.
20. Яке призначення трансформаторів в електричних схемах?
21. Наведіть класифікацію трансформаторів.
22. Назвіть основні електричні параметри трансформаторів.

23. Назвіть паразитні параметри трансформатора і намалюйте його еквівалентну схему.
24. Для чого призначені подільники напруги?
25. Намалюйте схему резистивного подільника напруги і поясніть, як вона працює.
26. Поясніть вплив опору навантаження на вихідну напругу резистивного подільника.

Глава 2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

2.1. Принцип дії напівпровідникових діодів

Напівпровідниковими називаються прилади, дія яких заснована на використанні властивостей речовин, що займають за електропровідністю проміжне положення між провідниками і діелектриками. Характерною особливістю напівпровідників є підвищення їх електропровідності при введенні домішок, а також при зміні температури. В якості речовин, що використовуються для виготовлення напівпровідникових приладів, широко використовуються: *Ge* – германій, *Si* – кремній, *GaAs* – арсенід галію, *GaP* – фосфід галію, *SiC* – карбід кремнію і ряд інших.

Уведення домішок у напівпровідник суттєво змінює його провідність. Якщо увести у чотиривалентний напівпровідник п'ятивалентну домішку, отримуємо *донорну* провідність (*n*-типу), так як донор віддає свої електрони. Якщо увести тривалентну домішку, отримуємо *акцепторну* провідність (*p*-типу), так як акцептор захоплює електрони з решітки основного кристала, створюючи діркову провідність. Таким чином, у напівпровіднику *n*-типу *основними* носіями заряду є *електрони*, а *дірки* – *неосновними*. У напівпровіднику *p*-типу *основними* носіями заряду є *дірки*, а *електрони* – *неосновними*.

Під дією електричного поля, тепла, світла, іонізуючого випромінювання та інших факторів відбувається *генерація пар носіїв заряду*, тобто виникають пари електрон – дірка. Внаслідок того, що електрони і дірки здійснюють хаотичний тепловий рух, відбувається зворотний процес, пара електрон – дірка зникає. Таке зникнення пар носіїв називається *рекомбінацією носіїв заряду*.

У напівпровідникових приладах можуть протікати дрейфовий і дифузійний струми. *Дрейфовим* називається струм, зумовлений електричним полем. Якщо до напівпровідника прикласти зовнішнє електричне поле, то в ньому спостерігається спрямований рух дірок уздовж поля і спрямований рух електронів у протилежному напрямку. *Дифузійний* струм зумовлений переміщенням носіїв заряду з області з високою концентрацією в область з більш низькою концентрацією.

Електронно-дірковий перехід

Електронно-дірковим (p-n) називається такий перехід, який утворений двома областями напівпровідника з різними типами провідності.

Електронно-діркові переходи використовуються у більшості напівпровідникових приладів. У діодах і польових транзисторах використовують один *p-n*-перехід, у біполярних транзисторах – два *p-n*-переходи, у тиристорах – три і більше *p-n*-переходів. Тому дуже важливим є розуміння фізичних явищ і електричних властивостей *p-n*-переходу.

Розглянемо фізичні процеси у площинному *p-n*-переході за умови, що напівпровідники *p*- і *n*-типу мають однакову концентрацію домішок.

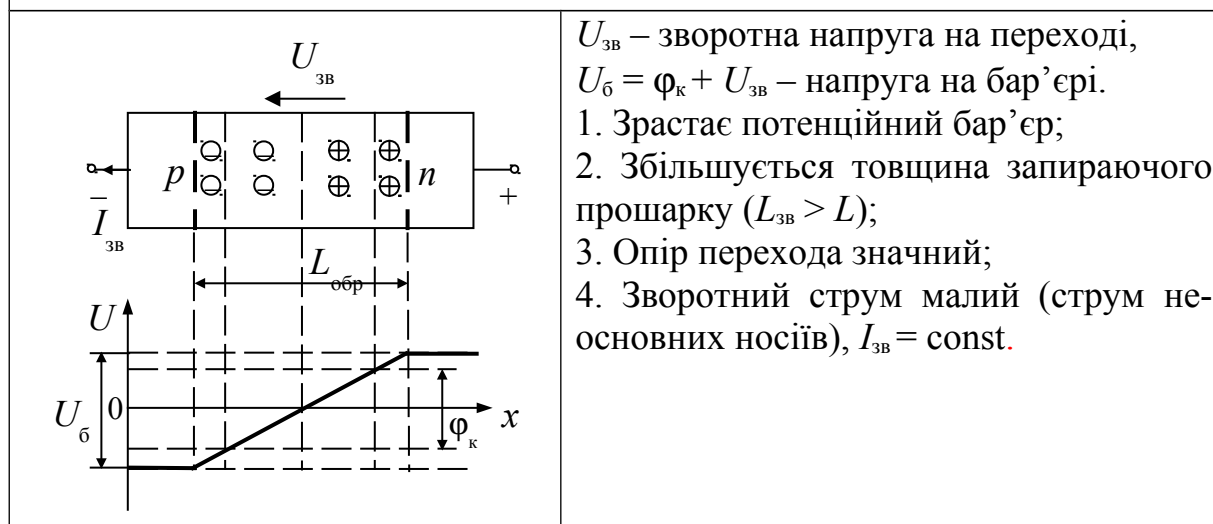
Нехай зовнішня напруга на p - n -переході відсутня. Перехід зображений у табл. 2.1, а. Оскільки концентрація електронів в n -області набагато більша концентрації електронів у p -області, а концентрація дірок в p -області набагато більша концентрації дірок у n -області, на межі розподілу напівпровідників виникає *дифузійний струм*. В результаті дифузії електрони з n -області переміщуються до p -області, а дірки з p -області до n -область. При протіканні дифузійного струму граничний прошарок збіднюється рухомими носіями заряду.

Таблиця 2.1

Електронно-дірковий перехід

а) p - n -перехід за відсутності зовнішньої напруги	
	<p>Струм дорівнює нулю, встановлюється потенційний бар'єр. L – товщина p-n-переходу; ϕ_{κ} – контактна різниця потенціалів: для Ge – $\phi_{\kappa} = (0,3 \dots 0,4)$ В; для Si – $\phi_{\kappa} = (0,6 \dots 0,8)$ В $\cong 0,7$ В.</p>
б) p - n -перехід при прямій напрузі	
	<p>$U_{пр}$ – пряма напруга на переході, $U_{\delta} = \phi_{\kappa} - U_{пр}$ – напруга на бар'єрі. 1. Понижується потенційний бар'єр; 2. Зменшується товщина запираючого прошарку ($L_{пр} < L$); 3. При $U_{пр} = \phi_{\kappa}$ бар'єра немає, опір переходу різко зменшується, струм $I_{пр}$ різко зростає.</p>

в) p - n -перехід при зворотній напрузі



$U_{зв}$ – зворотна напруга на переході,
 $U_0 = \phi_k + U_{зв}$ – напруга на бар'єрі.
 1. Зростає потенційний бар'єр;
 2. Збільшується товщина запираючої прошарку ($L_{зв} > L$);
 3. Опір переходу значний;
 4. Зворотний струм малий (струм неосновних носіїв), $I_{зв} = \text{const}$.

Пригранична p -область набуває некомпенсованого негативного об'ємного заряду, який утворений негативними іонами акцепторної домішки. Пригранична n -область набуває некомпенсованого позитивного об'ємного заряду, який утворений позитивними іонами донорної домішки. У p - n -переході утворюється електричне поле, спрямоване від n -області до p -області. Це поле є гальмуючим для основних носіїв заряду. Тепер, будь-який електрон, що надходить з n -області до p -області, потрапляє в електричне поле, що прагне повернути його назад до електронної області. Аналогічно будь-яка дірка, що надходить з p -області до n -області, також потрапляє в електричне поле, яке прагне повернути її назад у діркову область.

Внутрішнє поле є прискорюючим для неосновних носіїв заряду. Якщо електрони p -області внаслідок, наприклад, хаотичного теплового руху потраплять до зони p - n -переходу, то внутрішнє поле забезпечить їх швидкий перехід через приграничну область. Аналогічно будуть долати p - n -перехід дірки n -області. Таким чином, внутрішнє електричне поле p - n -переходу створює дрейфовий струм неосновних носіїв заряду. Цей струм спрямований назустріч дифузійному струму основних носіїв заряду.

Якщо до напівпровідника не прикладається зовнішня напруга, то результуючий струм через p - n -перехід відсутній.

$$I = I_{\text{диф}_n} + I_{\text{диф}_p} - I_{\text{др}_n} - I_{\text{др}_p} = 0.$$

Ця рівність встановлюється за певної *контактної різниці потенціалів* ϕ_k (табл. 2.1, а), яка утворена об'ємними зарядами. Значення ϕ_k залежить від типу напівпровідника. Ця різниця потенціалів ϕ_k перешкоджає переміщенню основних носіїв заряду, тобто створює *потенційний бар'єр*. Товщина шару L , в якому діє внутрішнє електричне поле, мала і визначає товщину p - n -переходу (зазвичай $L < 10^{-6}$ м). Однак опір цього шару значний, оскільки він збіднений основними носіями заряду. Тому його часто називають *запираючим*.

При підключенні до p - n -переходу зовнішнього електричного поля динамічна рівновага струмів порушується. Поведінка p - n -переходу при цьому залежить від полярності зовнішньої прикладеної напруги. Розрізняють пряме і зворотне включення p - n -переходу.

Розглянемо *пряме включення* p - n -переходу. Включення, при якому до p -переходу прикладається зовнішня напруга $U_{\text{пр}}$ у протифазі з контактною різницею потенціалів ϕ_k , називається *прямим*. Пряме включення p - n -переходу показано в табл. 2.1, б. Практично вся зовнішня напруга прикладається до запираючого шару, оскільки його опір значно більший опору іншої частини напівпровідника. Потенційний бар'єр зменшується: $U_{\text{б}} = \phi_k - U_{\text{пр}}$. Товщина p - n -переходу також зменшується: $L_{\text{пр}} < L$. Дрейфовий струм зменшується, дифузійний струм різко зростає. Динамічна рівновага порушується і через p - n -перехід протікає прямий струм.

При прямій напрузі $U_{\text{пр}} = \phi_k$ потенційний бар'єр у p - n -переході зникає, тоді опір запираючого шару стає близьким до нуля і ним можна знехтувати. Прямий струм у цьому випадку різко зростає і буде залежати тільки від опорів p - і n -областей. Тепер цими опорами не можна знехтувати, так як саме вони залишаються у колі і визначають значення прямого струму $I_{\text{пр}}$. Для зменшення значення прямого струму у коло p - n -переходу включають обмежувальний резистор. Таким чином, *максимальне значення прямої напруги* на p - n -переході дорівнює $U_{\text{пр max}} = \phi_k$.

Уведення носіїв заряду через знижений під дією *прямої напруги* потенційний бар'єр в область, де ці носії заряду є неосновними, називають *інжекцією носіїв заряду*. Слово «інжекція» означає «уведення, уприскування».

Розглянемо *зворотне включення* p - n -переходу. Включення, при якому до p - n -переходу прикладається зовнішня напруга $U_{\text{зв}}$ у фазі з контактною різницею потенціалів ϕ_k , називається *зворотним*. Зворотне включення p - n -переходу показано в табл. 2.1, в. Під впливом електричного поля, створюваного зовнішнім джерелом $U_{\text{зв}}$, основні носії відтягуються від приконттактних шарів вглиб напівпровідника. Це призводить до збільшення товщини запираючого шару: $L_{\text{зв}} > L$. Потенційний бар'єр зростає: $U_{\text{б}} = \phi_k + U_{\text{зв}}$. Дифузійний струм зменшується. Переважаючу роль відіграє дрейфовий струм. Він має незначну величину, так як створюється рухом неосновних носіїв. Цей струм називається *зворотним* і позначається I_0 , його величина практично не залежить від напруги $U_{\text{зв}}$. Оскільки концентрація неосновних носіїв значно менша концентрації основних носіїв заряду, зворотний струм p - n -переходу значно менший прямого (зазвичай на кілька порядків). *Це визначає випрямні властивості p - n -переходу: здатність пропускати струм тільки в одному напрямку*. З підвищенням температури число неосновних носіїв заряду збільшується, і зворотний струм $I_{\text{зв}}$ зростає.

Уведення неосновних носіїв заряду через p - n -перехід прискорюючим електричним полем, створеним зворотною напругою, називають *екстракцією носіїв заряду*. Слово «екстракція» означає «витягнення, висмикування».

Перехід метал - напівпровідник

У напівпровідникових приладах крім p - n -переходу використовуються також переходи метал-напівпровідник. Процеси у таких переходах залежать від роботи виходу електронів, тобто від тієї енергії, яку повинен затратити електрон, щоб вийти з металу або напівпровідника.

Розглянемо перехід метал-напівпровідник, представлений на рис. 2.1.

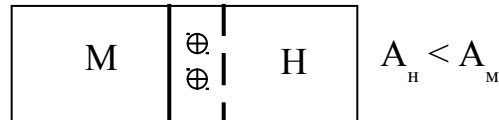


Рис. 2.1. Перехід металл (М) – напівпровідник (Н)

Якщо в контактї металу з напівпровідником n -типу робота виходу електронів з напівпровідника A_n менша, ніж робота виходу з металу A_m ($A_n < A_m$), то електрони будуть переходити головним чином з напівпровідника до металу. У результаті в приграничному шарі напівпровідника утворюється область, збіднена основними носіями заряду і тому має великий опір. Тут створюється високий потенційний бар'єр, висота якого суттєво змінюється залежно від полярності прикладеної напруги. Такий перехід має випрямні властивості. Потенційний бар'єр, що виникає у даному випадку, називають *бар'єром Шотткі*, а діоди з цим бар'єром – *діодами Шотткі*.

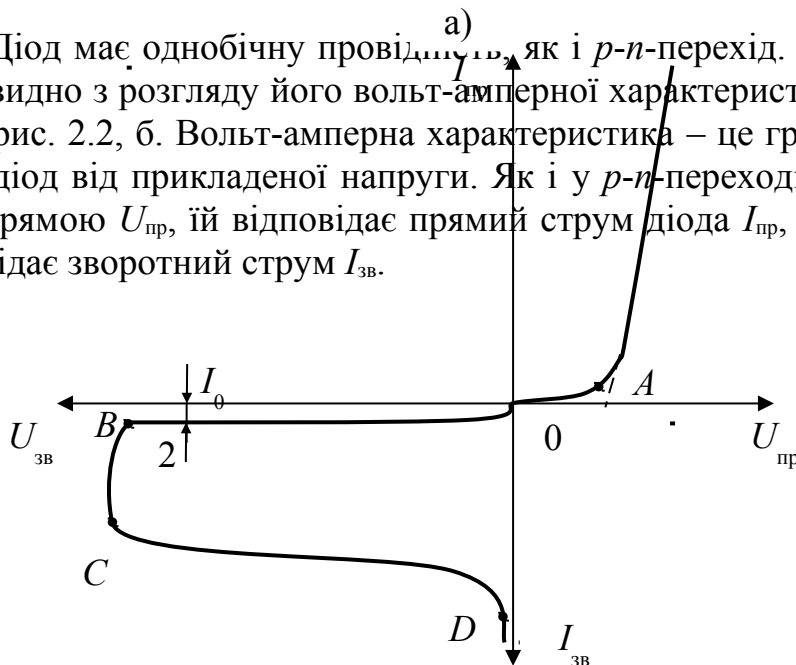
У діоді Шотткі (в металі, куди надходять електрони з напівпровідника) відсутні процеси накопичення і розсмоктування зарядів неосновних носіїв, які характерні для p - n -переходу. Тому діоди Шотткі мають більш високу швидкодію, ніж звичайні напівпровідникові діоди, так як у звичайних діодах накопичення і розсмоктування зарядів – процеси інерційні, тобто вимагають часу.

2.2. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковий p - n перехід являє собою напівпровідниковий прилад з одним p - n -переходом і двома виводами. Анод Катод

Вольт-амперна характеристика діода

Діод має односторонню провідність, як і p - n -перехід. Нелінійні властивості діода видно з розгляду його вольт-амперної характеристики (ВАХ), яку наведено на рис. 2.2, б. Вольт-амперна характеристика – це графік залежності струму через діод від прикладеної напруги. Як і у p - n -переході, напруга на діод може бути прямою $U_{пр}$, їй відповідає прямий струм діода $I_{пр}$, або зворотною – $U_{зв}$, їй відповідає зворотний струм $I_{зв}$.



б)

Рис. 2.2. Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діода

Аналітично ВАХ діода можна описати таким виразом

$$I = I_0[\exp(U / \varphi_T) - 1] = I_0[\exp(qU/kT) - 1], \quad (2.1)$$

де I – струм діода (прямий чи зворотний);

U – напруга на діоді (пряма напруга $U_{\text{пр}}$ зі знаком плюс, зворотна напруга $U_{\text{зв}}$ зі знаком мінус);

I_0 – зворотний струм діода, при незмінній температурі визначається фізичними властивостями напівпровідникового матеріалу;

φ_T – температурний потенціал (при кімнатній температурі $T = 300^\circ\text{K}$ $\varphi_T \approx 26$ мВ);

k – стала Больцмана;

q – заряд електрона;

T – абсолютна температура в градусах Кельвіна.

На рис. 2.2, а наведено умовне графічне позначення напівпровідникового діода і назва виводів, трикутник показує напрямок прямого струму (анод і катод).

Для малопотужних діодів прямий струм в десятки мА виходить при прямій напрузі в десяті частки вольтів (для кремнію $\varphi_k \approx 0,7$ В), тому прямий опір малопотужного діода зазвичай не перевищує кількох десятків Ом. Для потужних діодів $U_{\text{пр max}}$ звичайно дорівнює (0,8...1,2) В, а прямий струм становить сотні мА і більше, тому прямий опір зменшується до одиниць і часток Ома.

Характеристику для зворотних струму $I_{зв}$ і напруги $U_{зв}$ зазвичай показують в іншому масштабі. У малопотужних діодів $U_{зв}$ складає сотні вольт, а зворотний струм одиниці мкА. Це відповідає опорі сотень кілоом і більше.

ВАХ для прямого струму спочатку має значну нелінійність, тому що при збільшенні $U_{пр}$ опір запираючого шару зменшується. Тому характеристика йде з усе більшою крутизою. Але при $U_{пр} \approx \phi_k$ (точка A) запираючий шар практично зникає і залишається тільки опір n - і p -областей, який наближено можна вважати постійним. Струм $I_{пр}$ різко зростає. Далі характеристика стає майже лінійною.

Зворотний струм $I_{зв}$ при збільшенні зворотної напруги $U_{зв}$ спочатку різко зростає до значення I_0 , а потім зростає незначно. При деякому значенні зворотної напруги виникає *пробій p - n -переходу*, при якому зворотний струм різко зростає і опір запираючого шару різко зменшується. Слід розрізняти *електричний* і *тепловий пробій p - n -переходу*.

Електричний пробій, області якого відповідає ділянка BC на рис. 2.2, *б*, є *оборотним*, тобто при цьому пробію у переході не відбуваються незворотні зміни (руйнування структури речовини). Тому робота діода в режимі електричного пробію допустима. Існують два види електричного пробію: *лавинний* і *тунельний*.

Лавинний пробій пояснюється лавинним розмноженням носіїв заряду за рахунок ударної іонізації і за рахунок виривання електронів з атомів сильним електричним полем. Цей пробій характерний для p - n -переходів великої товщини, який виходить при порівняно малій концентрації домішок у напівпровідниках.

Пробивна напруга для лавинного пробію становить десятки або сотні вольт. Лавинний пробій використовується в спеціальних діодах – *стабілітронах*, які застосовуються для стабілізації напруги (ділянка $B-C$ на рис. 2.2, *б*).

Тунельний пробій пояснюється явищем *тунельного ефекту*. Сутність тунельного ефекту полягає в тому, що при електричному полі напруженістю понад 10^5 В/см, дієчому у p - n -переході малої товщини, деякі електрони проникають через перехід без зміни своєї енергії. Тонкі переходи, в яких можливий тунельний ефект, виходять при високій концентрації домішок. Напруга, що відповідає тунельному пробію, зазвичай не перевищує одиниць вольт. Тунельний пробій використовується у *тунельних діодах*.

Області *теплого пробію* відповідає ділянка CD на рис. 2.2, *б*. Тепловий пробій незворотний, оскільки він супроводжується руйнуванням структури речовини в місці p - n -переходу. Причиною теплового пробію є порушення теплового режиму p - n -переходу: кількість теплоти, що виділяється у переході від нагрівання його зворотним струмом, перевищує кількість теплоти, що відводиться від переходу. У результаті температура переходу зростає, опір його зменшується і струм збільшується, що призводить до перегріву переходу і його руйнування.

Ємність діода

Електронно-дірковий перехід при зворотній напрузі $U_{зв}$ аналогічний конденсатору зі значним струмом витоку в діелектрику. Запираючий шар має вели-

кий опір і відіграє роль діелектрика, а по обидві сторони p - n -переходу розташовані два різнойменних об'ємних заряди, створені іонізованими атомами донорної і акцепторної домішок (табл. 2.1). Тому p - n -перехід має ємність, подібно конденсатору з двома обкладинками. Цю ємність називають *бар'єрною* C_6 . Особливість бар'єрної ємності полягає у тому, що вона нелінійна, тобто змінюється при зміні напруги на переході. Якщо зворотна напруга зростає, то товщина запираючого шару збільшується і ємність C_6 зменшується. Характер цієї залежності показано на рис. 2.3.

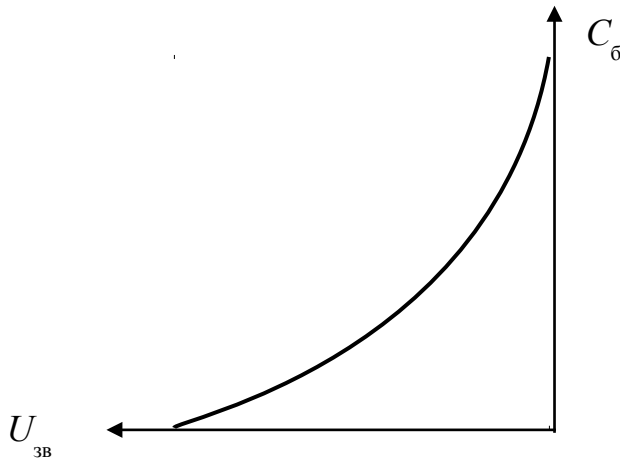


Рис. 2.3. Залежність бар'єрної ємності від зворотної напруги

Бар'єрна ємність шкідливо впливає на випрямлення змінного струму, так як шунтує діод і через неї на більш високих частотах проходить змінний струм.

Однак, бар'єрна ємність буває і корисною. Спеціальні діоди (*варикапи* і *варактори*) використовують в якості конденсаторів змінної ємності для налаштування коливальних контурів, в параметричних підсилювачах, а також у схемах, робота яких заснована на властивостях нелінійної ємності.

При прямій напрузі $U_{пр}$ діод крім бар'єрної ємності має також *дифузійну ємність* $C_{диф}$, яка також нелінійна і зростає при збільшенні прямої напруги $U_{пр}$. Дифузійна ємність характеризує накопичення рухомих носіїв заряду в p - і n -областях. Дифузійна ємність значно більша бар'єрної.

З урахуванням ємностей можна скласти модель (еквівалентну схему) діода, яку наведено на рис. 2.4.

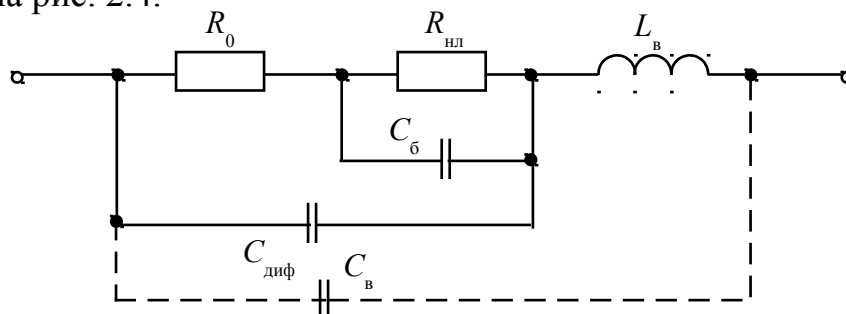


Рис. 2.4. Модель напівпровідникового діода

У моделі рис. 2.4: R_0 являє собою сумарний, порівняно невеликий опір p - і n -областей і контактів цих областей з виводами; $R_{нл}$ – нелінійний опір, який при прямій напрузі дорівнює $R_{пр}$, тобто невеликий, а при зворотній напрузі дорів-

нює $R_{зв}$, тобто дуже велика; $L_{в}$ – індуктивність виводів, $C_{в}$ – паразитна ємність між виводами.

Наведена модель для аналізу різних схем може бути спрощена. На НВЧ необхідно враховувати індуктивність $L_{в}$ і ємність $C_{в}$.

Вплив температури на характеристики діода

На електропровідність напівпровідників значно впливає температура. При підвищенні температури посилюється генерація пар носіїв, тобто збільшується концентрація носіїв і провідність зростає. Тому властивості напівпровідникових діодів сильно залежать від температури. Це наочно показують ВАХ діода (рис. 2.5), які зняті при різних температурах.

На рис. 2.5 у системах координат $(I_{пр}, U_{пр})$ і $(I_{зв}, U_{зв})$ використані різні масштаби, так як $I_{пр} \gg I_{зв}$, $U_{пр} \gg U_{зв}$. Як видно з рис. 2.5, при підвищенні температури збільшуються прямий і зворотний струми.

Дуже різко збільшується зворотний струм, що пояснюється посиленням генерації пар носіїв. У германієвих діодах зворотний струм збільшується приблизно удвічі при підвищенні температури на кожні 10°C , а у кремнієвих діодів – приблизно утричі на кожні 10°C . Але у кремнієвих діодів зворотний струм при нормальній температурі спочатку на кілька порядків менший, ніж у германієвих діодів. Тому кремнієві діоди мають кращу температурну стабільність, і в даний час в РЕА використовуються, в основному, кремнієві діоди.

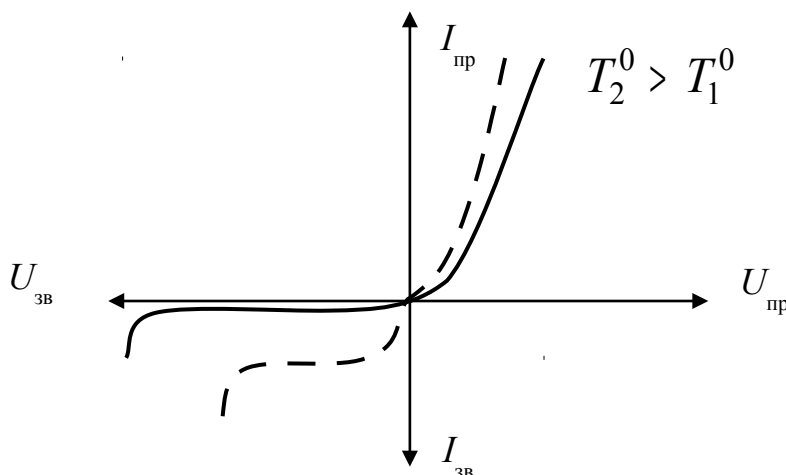


Рис. 2.5. Вплив температури на вольт-амперну характеристику діода

Прямий струм при нагріванні діода збільшується не так сильно, як зворотний. Це пояснюється тим, що прямий струм виникає, головним чином, за рахунок домішкової провідності, а концентрація домішок не залежить від температури.

2.3. Основні типи напівпровідникових діодів

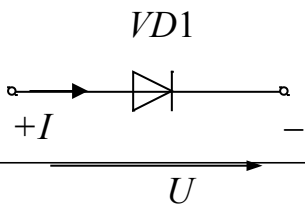
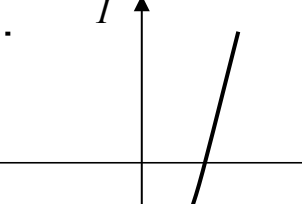
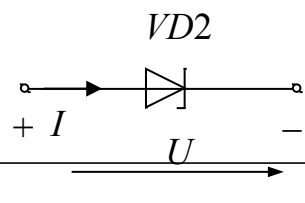
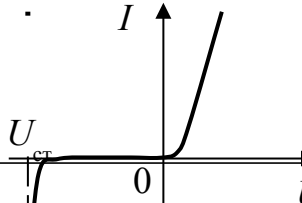
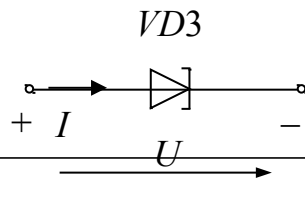
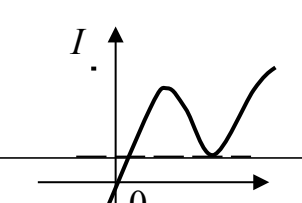
Напівпровідникові діоди класифікують за багатьма ознаками: за призначенням, конструктивно-технологічними особливостями, типом напівпровідни-

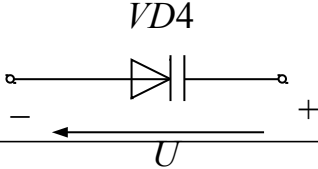
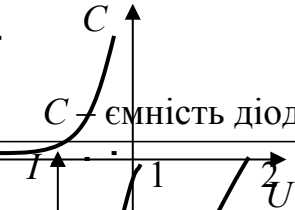
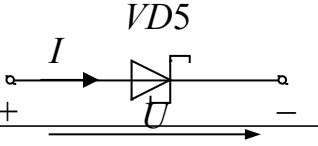
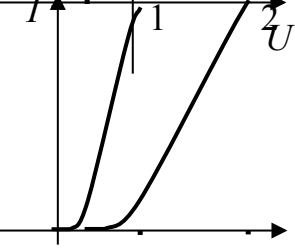
кового матеріалу та іншим. Розглянемо діоди різного призначення. У табл. 2.2 наведено умовні графічні позначення і характеристики напівпровідникових діодів.

Властивість *p-n*-переходу односторонньої провідності використовується у *випрямних діодах (VD1)*. Ці напівпровідникові діоди призначені для перетворення змінного струму у постійний і використовуються у випрямляльних пристроях для живлення різної радіоелектронної апаратури. Випрямляльні діоди поділяються на діоди малої, середньої та великої потужності, що відповідає максимальним значенням випрямленого струму до 300 мА, від 300 мА до 10 А і більше 10 А. Випрямляльні кремнієві діоди мають низку переваг порівняно з германієвими: максимальна щільність прямого струму до 200 А/см²; максимальна зворотна напруга до 1000 В; робоча температура від -60° С до 125° С (для деяких типів до 150° С); значно менше значення зворотного струму.

Таблиця 2.2

Напівпровідникові діоди

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Характеристика
1	Випрямляльний діод		
2	Стабілітрон		
3	Тунельний діод		

4	Варикап		
5	Діод Шотткі		 <p>1 – діод Шотткі 2 – <i>p-n</i>-перехід</p>

Явище оборотного (лавинного) електричного пробою використовується у *стабілітронах*. Стабілітрони призначені для стабілізації напруги. ВАХ стабілітрона наведено на рис.2.6.

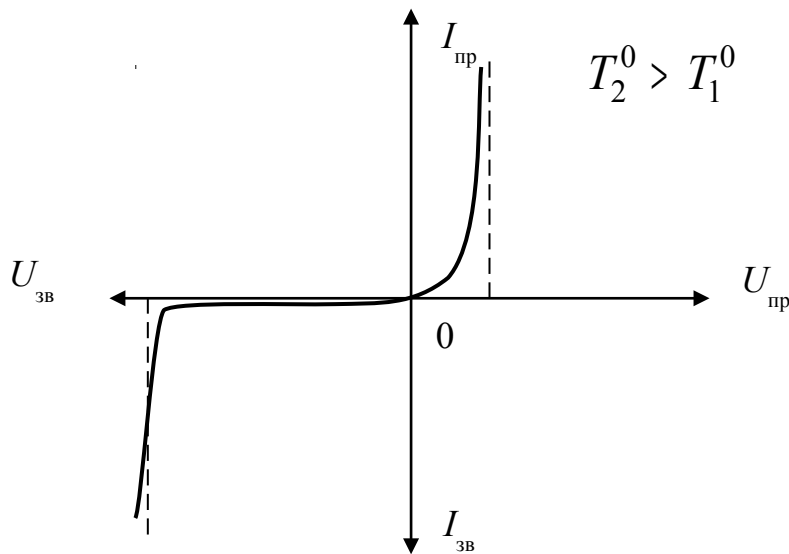


Рис. 2.6. Вольт-амперна характеристика стабілітрона

З рис. 2.6 випливає, що до настання пробою зворотний струм дуже малий, а в режимі пробою, тобто в режимі стабілізації, струм стає такого самого порядку, що і прямий струм. У режимі стабілізації зворотна напруга на діоді змінюється мало. Характеристика для прямого струму така сама, як і для звичайних діодів.

Варикапи – це напівпровідникові діоди, у яких використовується бар'єрна ємність закритого *p-n*-переходу, значення якої залежить від величини прикладеної до діода зворотної напруги. Основною характеристикою варикапа є залежність його ємності від значення зворотної напруги (вольт-фарадна характери-

стика). Варикапи застосовуються для настроювання коливальних контурів, у параметричних малошумних підсилювачах, а також у схемах, де використовуються нелінійні властивості змінної ємності.

Тунельний ефект у $p-n$ -переході використовується у *тунельному діоді*. ВАХ тунельного діода має спадну ділянку з негативним диференціальним опором. На цих діодах виконують генератори високочастотних коливань і пристрої автоматики.

Перехід Шотткі використовується у *діоді Шотткі*. Його найважливішою особливістю порівняно зі звичайним $p-n$ -переходом є відсутність інжекції неосновних носіїв заряду. Перехід Шотткі працює тільки на основних носіях заряду, тому в ньому значно зменшується час перемикання. Крім того, падіння напруги на відкритому переході Шотткі (крива 1 табл. 2.2) значно менше порівняно з падінням напруги на звичайному $p-n$ -переході (крива 2 табл. 2.2). Висока швидкодія і мале падіння напруги на відкритому переході дозволяють широко використовувати напівпровідникові прилади на основі переходу Шотткі у цифровій схемотехніці.

Розглянемо далі деякі електронні пристрої, в яких використовуються напівпровідникові діоди.

2.4. Випрямлячі

Випрямляч – це пристрій, який перетворює змінну двополярну вхідну напругу в однополярну. Потім за допомогою фільтра однополярну напругу перетворюють у постійну, тобто випрямляч – це джерело постійної напруги (струму). У випрямлячах використовується властивість односторонньої провідності напівпровідникового діода. Найбільш поширеними є схеми однофазних випрямлячів гармонічної вхідної напруги. Схеми найпростіших однопівперіодних випрямлячів наведено на рис. 2.7.

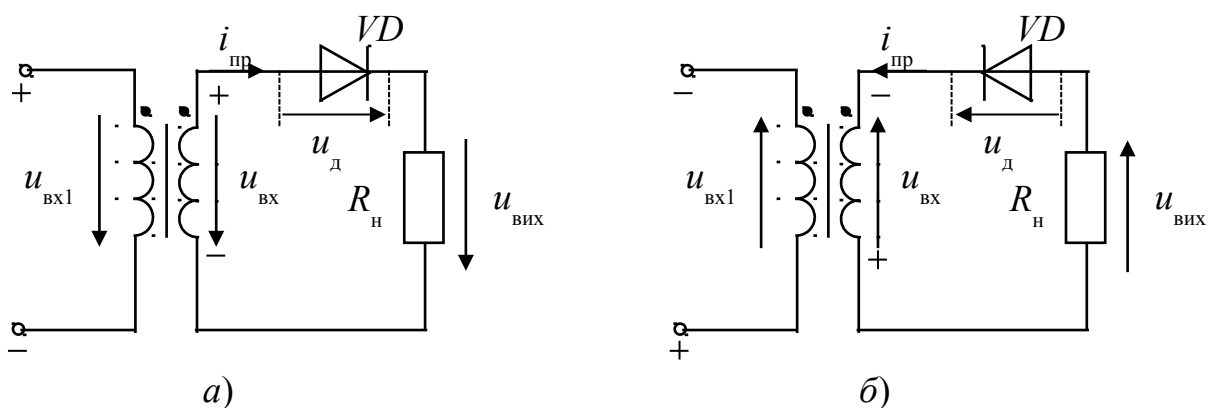


Рис. 2.7. Однопівперіодні випрямлячі:
а – для позитивної випрямленої напруги;
б – для негативної випрямленої напруги

У випрямлячах для живлення РЕА джерелом вхідної змінної напруги зазвичай служить трансформатор, підключений до джерела напруги $u_{вх1}$. Роль навантажувального опору R_n , тобто споживача енергії постійного струму, відіграють ті кола або прилади, які живляться від випрямляча.

Робота найпростішого випрямляча відбувається наступним чином.

Будемо вважати, що вхідна напруга є синусоїдальною, тобто

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \sin \omega t, \quad (2.2)$$

і її внутрішнім опором можна знехтувати. Протягом одного півперіоду вхідна напруга для діода VD є прямою і проходить струм $i_{\text{пр}}$, що створює на опорі навантаження $R_{\text{н}}$ вихідну напругу

$$u_{\text{вих}} = i_{\text{пр}} R_{\text{н}}. \quad (2.3)$$

Протягом наступного півперіоду вхідна напруга для діода VD є зворотною, струму практично немає $I_{\text{зв}} \approx 0$, і вихідна напруга дорівнює нулю $u_{\text{вих}} = 0$. Таким чином, у колі випрямляча протікає струм i у вигляді імпульсів, він створює на опорі $R_{\text{н}}$ випрямлену напругу $u_{\text{вих}}$, яка також має форму однополярних імпульсів. Полярність випрямленої напруги залежить від способу включення діода VD : у схемі рис. 2.7, а вихідна напруга позитивна відносно анода діода VD ; у схемі рис. 2.7, б – негативна.

Роботу випрямляча рис. 2.7, а добре ілюструє його діаграма роботи, наведена на

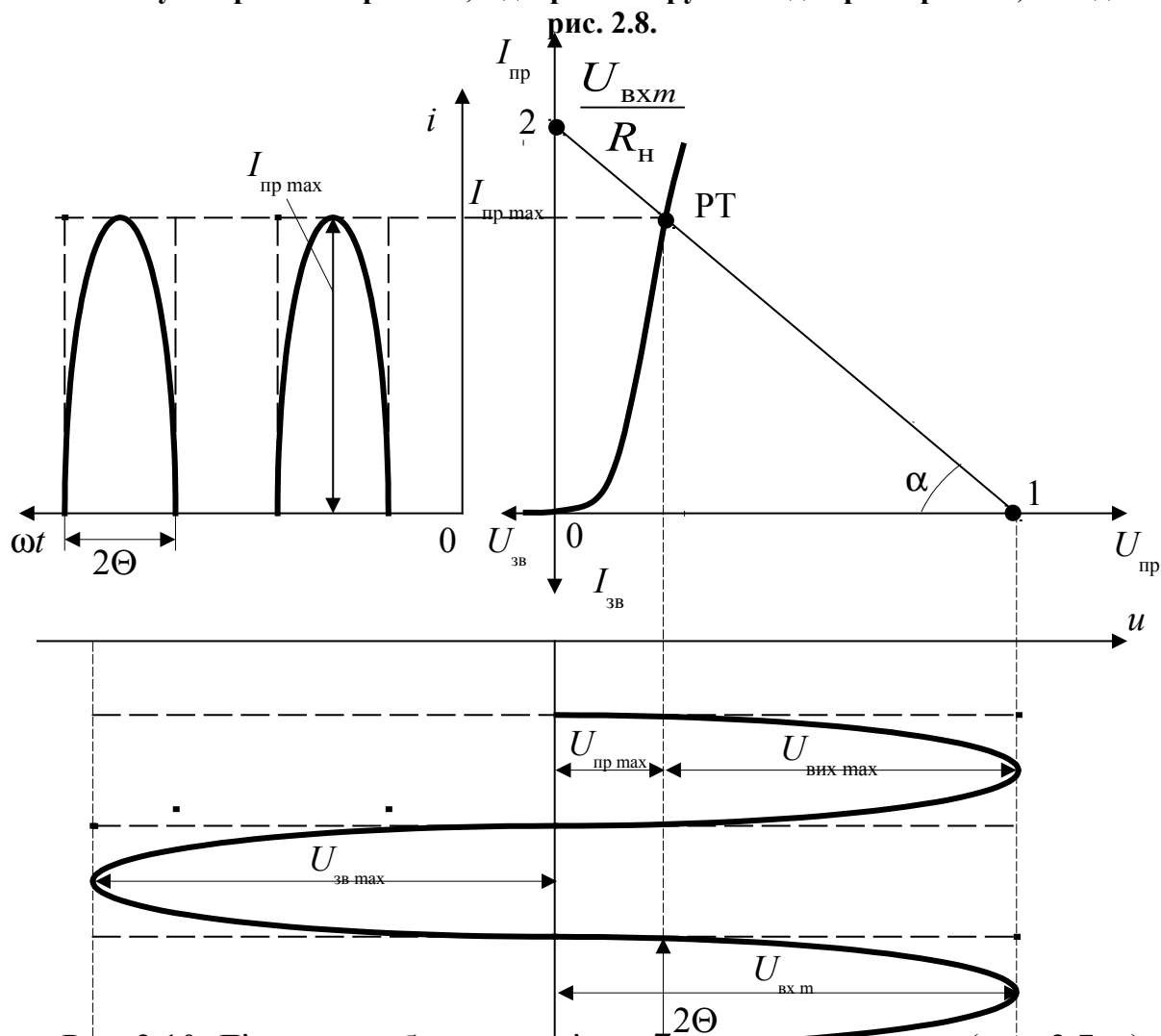


Рис. 2.10. Діаграма роботи однопівперіодного випрямляча (рис. 2.7, а)

На рис. 2.10 наведено пряму ωt гілку вольт-амперної характеристики діода VD , а зворотну гілку ВАХ будемо вважати, що вона збігається з віссю напруги $U_{\text{зв}}$, так як $I_{\text{зв}} \approx 0$. У цій же системі координат побудовано лінію навантаження (навантажувальну пряму). Для її побудови складемо рівняння, що зв'яже миттєві значення струмів і напруг у колі діода:

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{д}} + i_{\text{пр}} R_{\text{н}} = u_{\text{д}} + u_{\text{вих}}, \quad (2.4)$$

де $i_{\text{вих}} = i_{\text{пр}} R_{\text{н}}$.

У схемі рис. 2.7, а негати́вна півхви́ля вхідної напруги для діода VD є зворотною (запираючою), тому у колі діода протікає дуже маленький зворотний струм $i = I_{\text{зв}} = I_0 \approx 0$, вихідна напруга $u_{\text{вих}} = I_{\text{зв}} R_{\text{н}} = 0$ дорівнює нулю, а напруга на діод $u_{\text{д}} = u_{\text{вх}}$, тобто дорівнює негативній півхвилі вхідної напруги.

Позитивна півхви́ля вхідної напруги у схемі рис. 2.7, а для діода VD є прямою (відкриваючою), у колі діода протікає прямий струм $i = i_{\text{пр}}$, на діоді падає пряма напруга $u_{\text{д}} = u_{\text{пр}}$. Рівняння (2.4) можна записати в наступному вигляді:

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{пр}} + i_{\text{пр}} R_{\text{н}} = u_{\text{пр}} + u_{\text{вих}}, \quad (2.5)$$

де $u_{\text{вих}} = i_{\text{пр}} R_{\text{н}}$, тобто з'являється вихідна напруга, яка існує тільки при позитивній напівхвилі вхідної напруги.

У системі координат $(I_{\text{пр}}, U_{\text{пр}})$ на рис. 2.10 рівняння (2.5) є рівнянням прямої лінії. Лінію навантаження будемо за двома точками для максимального значення вхідної напруги $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m}$.

Точка 1: $i_{\text{пр}} = 0$, $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m}$;

Точка 2: $u_{\text{пр}} = 0$, $i_{\text{пр розр}} = \frac{U_{\text{вх}m}}{R_{\text{н}}}$.

Через точки 1 і 2 проводимо пряму, яка і є лінією навантаження.

Тангенс кута α лінії навантаження дорівнює

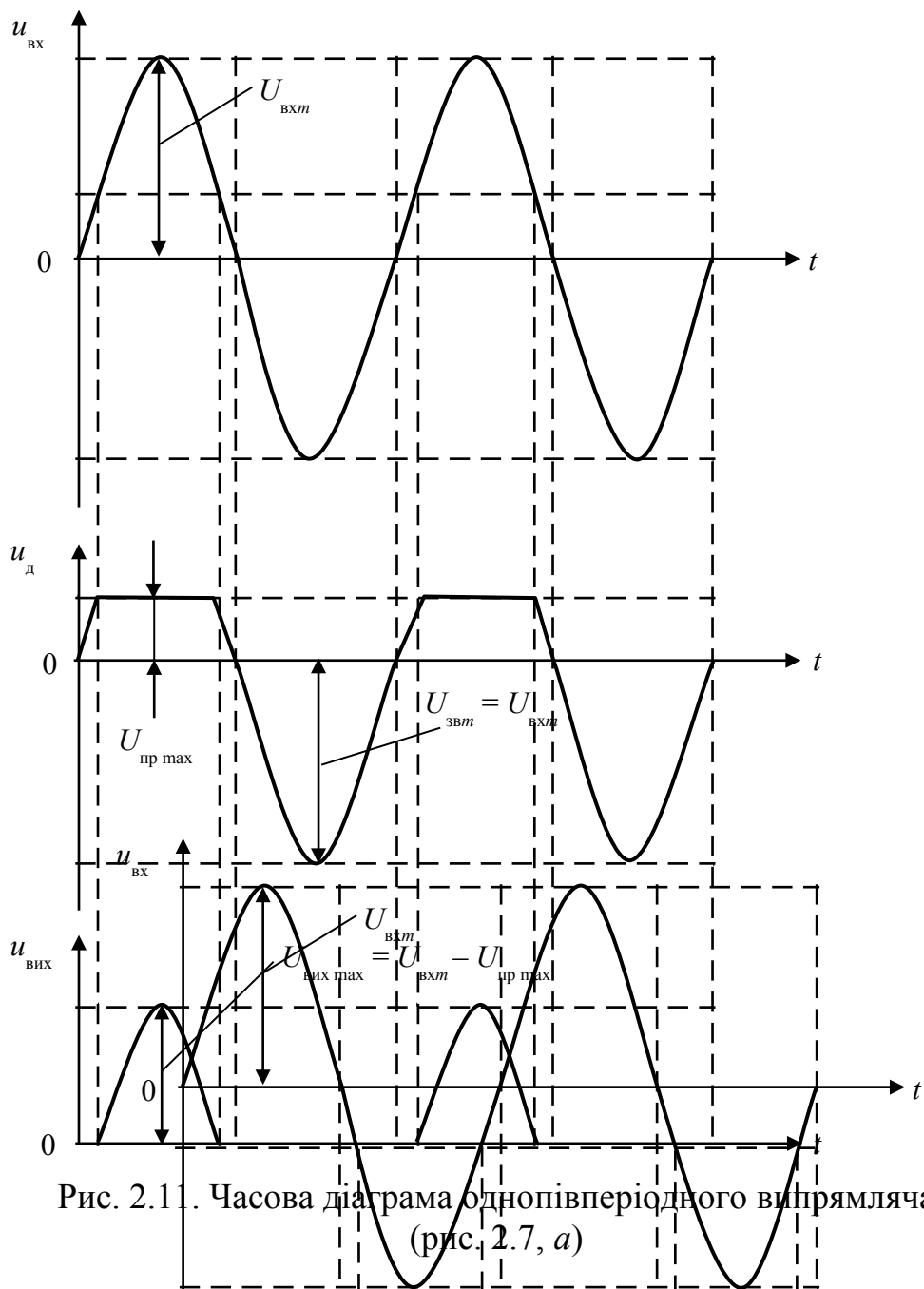
$$\text{tg } \alpha = \frac{U_{\text{вх}m}}{i_{\text{пр розр}}} = \frac{1}{R_{\text{н}}}.$$

Таким чином, кут нахилу α однозначно зв'язаний зі значенням опору навантаження $R_{\text{н}}$: при збільшенні $R_{\text{н}}$ кут α зменшується, при зменшенні $R_{\text{н}}$ кут α збільшується. Тому цю пряму називають лінією навантаження.

Точка перетину лінії навантаження з ВАХ діода дає робочу точку РТ, яка визначає робочий режим діода VD . Проекція РТ на вісь струму визначає максимальне значення прямого струму діода $I_{\text{пр max}}$. Проекція РТ на вісь напруги дозволяє визначити максимальне значення прямої напруги на діоді $U_{\text{пр max}}$, а різниця $U_{\text{вх max}} - U_{\text{пр max}} = U_{\text{вих max}}$ дає максимальне значення вихідної напруги. При цьому повинна дотримуватися рівність: $U_{\text{вих max}} = I_{\text{пр max}} R_{\text{н}}$. Зворотна напруга повністю падає на діоді, тобто $U_{\text{зв max}} = U_{\text{вх}m}$.

Як видно з рис. 2.10, струм у колі діода має вигляд синусоїдальних імпульсів з відсічкою. Половина тієї частини періоду, протягом якого протікає струм, називається кутом відсічки. На рис. 2.10 кут відсічки позначений θ і показаний як на епюрі струму, так і на епюрі напруги. Вимірюється кут відсічки в радіанах або градусах. У випрямлячах зазвичай виконується умова $U_{\text{вх}m} \gg U_{\text{пр max}}$, у цьому випадку $2\theta = \pi$, тобто струм $i_{\text{пр}}$, а отже, і вихідна напруга $u_{\text{вих}} = i_{\text{пр}} R_{\text{н}}$ існують половину періоду вхідної напруги. Другу половину періоду діод VD закритий, струм $i_{\text{зв}} \approx 0$, а вихідна напруга $u_{\text{вих}} = 0$. Тому випрямляч рис. 2.7, а називається *однопівперіодним*.

На рис. 2.11 наведено часову діаграму однопівперіодного випрямляча (рис. 2.7, а), яка отримана з діаграми роботи 2.10. З цієї діаграми випливає, що вихідна напруга *однополярна* і має *позитивний знак*.



У схемі рис. 2.7, б позитивна півхвиля вхідної напруги для діода VD є зворотною (запиральною), а негативна – прямою (відкриваючою).

Для схеми рис. 2.7, б часову діаграму роботи наведено на рис. 2.12. З цієї діаграми випливає, що вихідна напруга однополярна і має негативний знак.

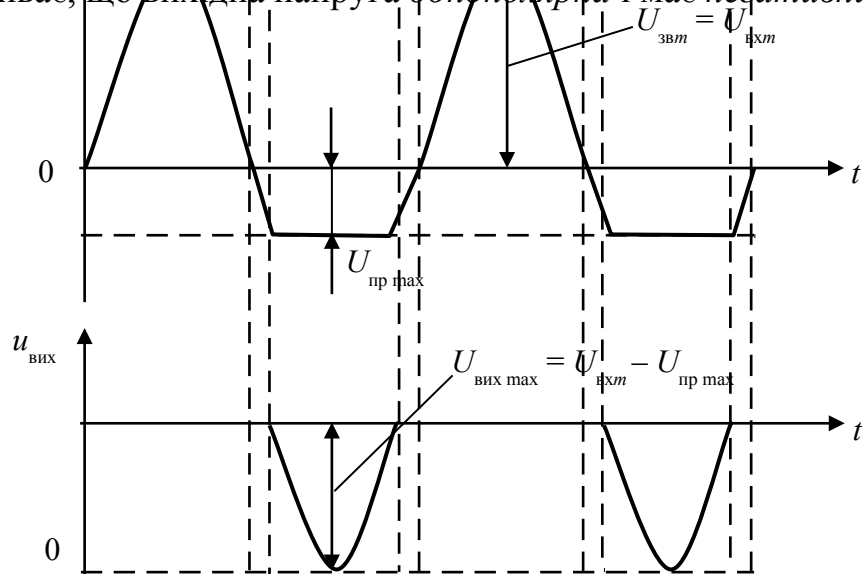


Рис. 2.12. Часова діаграма однопівперіодного випрямляча (рис. 2.7, б)

Як видно з діаграми роботи (рис. 2.10) у однопівперіодних випрямлячах використовується тільки половина періоду прикладеної напруги, а друга половина використовується марно.

У схемі рис. 2.13 струм $i_{\text{пр}}$ і вихідна напруга $u_{\text{вих}}$ існують обидва періоди вихідної напруги (рис. 2.14), тому такі випрямлячі називають *двопівперіодними*.

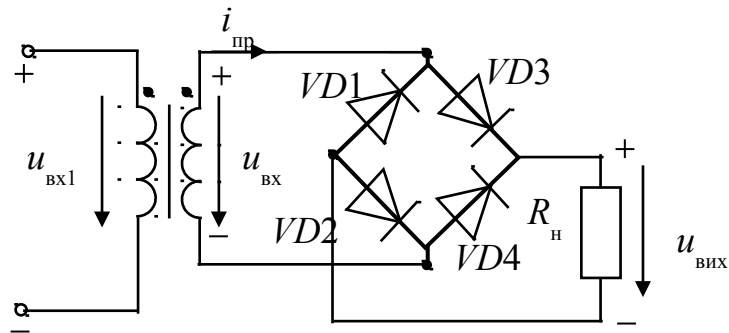


Рис. 2.13. Випрямляч двопівперіодний

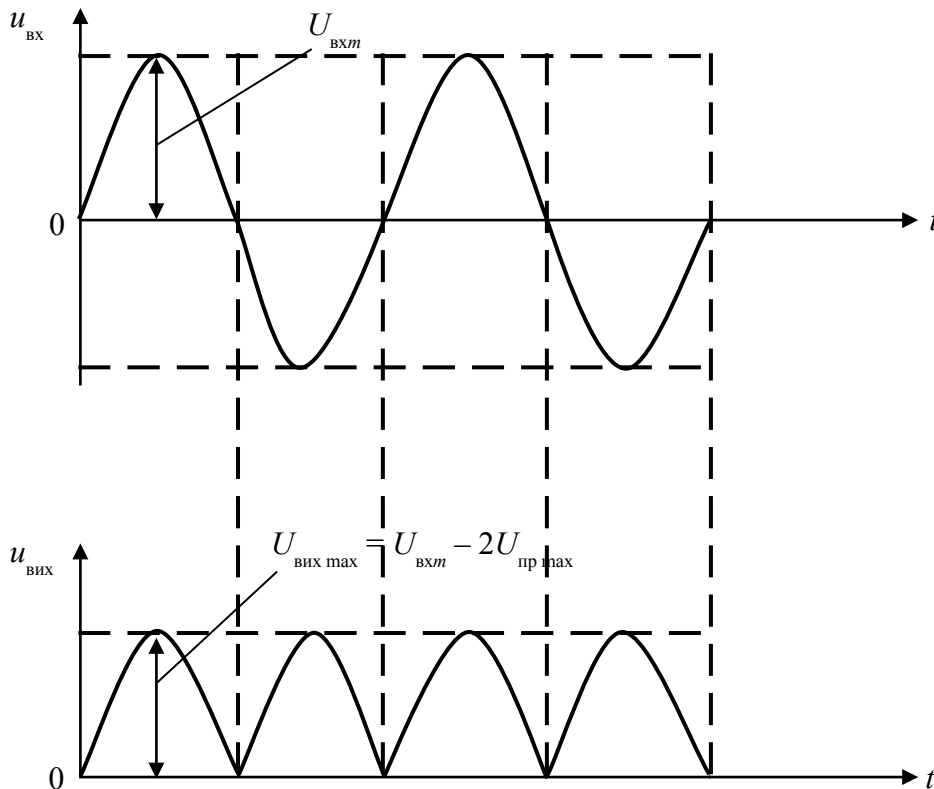


Рис. 2.14. Часова діаграма двопівперіодного випрямляча

У схемі рис. 2.13 працюють одночасно два діоди у кожен півперіод вхідної напруги: при подачі позитивної півхвилі вхідної напруги $u_{вх}$ струм $i_{пр}$ протікає через діоди $VD3$ і $VD2$, створюючи на опорі навантаження R_H позитивну вихідну напругу $u_{вих}$. При подачі негативної півхвилі вхідної напруги $u_{вх}$ струм $i_{пр}$ протікає через діоди $VD4$ і $VD1$, створюючи на опорі навантаження R_H також позитивну вихідну напругу. Отже, вихідна напруга отримана однополярна, але при цьому використовуються обидві півхвилі вхідної напруги. Максимальна вихідна напруга у цій схемі дорівнює

$$U_{вих\ max} = U_{вхm} - 2U_{пр\ max}.$$

Періодичну послідовність імпульсів напруги $U_{вих}$ (струму $i_{пр}$) можна розкласти у ряд Фур'є, в результаті отримаємо спектральний склад струму $i_{пр}$ та вихідної напруги $U_{вих}$. Вихідна напруга крім постійної складової містить вищі гармоніки, які називають *пульсаціями* вихідної напруги. Для згладжування (зменшення пульсацій) випрямленої напруги паралельно навантаженню вклю-

чають конденсатор великої ємності або включають між діодами і навантаженням згладжувальні фільтри. Згладжувальні фільтри – це фільтри нижніх частот з великою постійною часу. Для кращого згладжування використовують багатоланкові фільтри.

Основними параметрами, що характеризують якість роботи випрямляча, є:
 - середні значення вихідної (випрямленої) напруги $U_{\text{вих сер}}$ і струму $I_{\text{сер}}$

$$U_{\text{вих сер}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вих}} dt, \quad I_{\text{сер}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{пр}} dt,$$

де T – період зміни вихідної напруги (струму);

- частота пульсацій $f_{\text{п}}$ вихідної напруги (струму)

$$f_{\text{п}} = \frac{1}{T};$$

- коефіцієнт пульсацій $k_{\text{п}}$, рівний відношенню амплітуди напруги пульсацій $U_{\text{п}} = U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}}$ до середнього значення вихідної напруги

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{вих сер}}}.$$

Найпростішим фільтром, який дозволяє зменшити (згладити) пульсації вихідної напруги випрямляча, є конденсатор великої ємності, підключений паралельно опору навантаження (рис. 2.15).

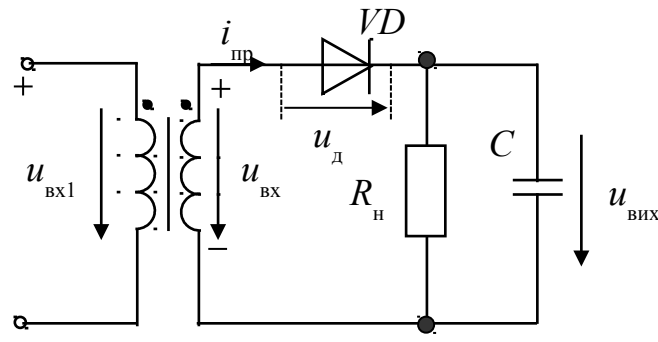


Рис. 2.15. Однопівперіодний випрямляч зі згладжувальним конденсатором

Конденсатор C добре згладжує пульсації, якщо його ємність така, що виконується нерівність

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{\text{н}}.$$

Роботу випрямляча зі згладжувальним конденсатором ілюструє рис. 2.16.

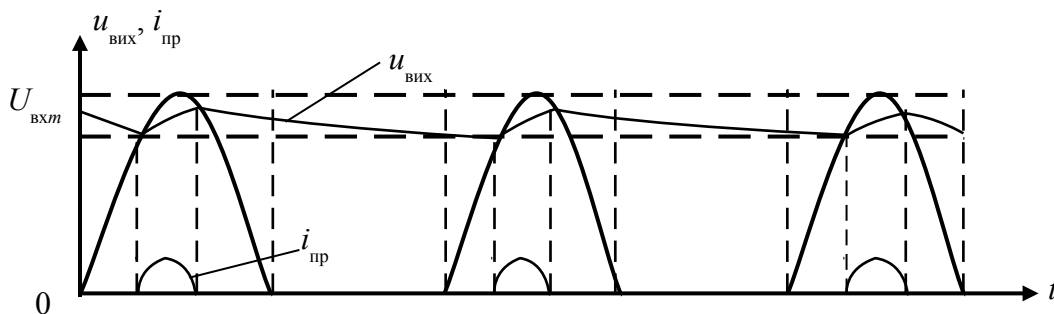


Рис. 2.16. Згладжування пульсацій за допомогою фільтра

Протягом деякої частини позитивного півперіоду, коли напруга на діоді VD пряма, через діод проходить струм, що заряджає конденсатор C до напруги $U_{\text{вих max}}$. У той час, коли струм через діод не проходить, конденсатор розряджається через опір навантаження R_n і створює на ньому напругу, яка поступово зменшується.

Заряд конденсатора через малий опір діода відбувається швидко. Розряд конденсатора через великий опір навантаження відбувається набагато повільніше. Внаслідок цього напруга на конденсаторі і включеному паралельно йому навантаженні пульсує незначно. Якщо постійну часу розряду конденсатора $\tau = CR_n$ обрати дуже великою, то випрямлена напруга практично не змінюватиметься, тобто буде постійною, а пульсації напруги дуже маленькими.

Наявність конденсатора C подвоює зворотну напругу на діоді VD , так як при негативній півхвилі вхідної напруги до діода прикладена сумарна напруга

$$U_{\text{зв}} = U_{\text{вх m}} + U_C \approx 2U_{\text{вх m}}$$

Тому діод треба обирати за максимально допустимій напрузі таким, щоб він витримував цю зворотну напругу: $2U_{\text{вх m}}$.

Двопівперіодні випрямлячі мають значно меншу напругу пульсацій, що дозволяє значно зменшити вимоги до згладжувальних фільтрів. Кращі показники мають випрямлячі, де в якості випрямленої напруги використовуються П-подібні імпульси. Для отримання більших значень випрямлених струмів і менших пульсацій використовують трифазні випрямлячі при трифазній вхідній напрузі.

2.5. Параметричний стабілізатор постійної напруги

Стабілізатор напруги – це пристрій, що включається між джерелом і споживачем, автоматично підтримує постійну напругу на навантаженні із заданим ступенем точності при впливі дестабілізуючих факторів у заданих межах. Основними дестабілізуючими факторами є зміни вхідної (живлячої) напруги, зміни споживаної потужності, температури навколишнього середовища та інші.

Параметричний стабілізатор – це стабілізатор, в якому стабілізація напруги здійснюється за рахунок включення нелінійного елемента, що має відповідну ВАХ. Таку ВАХ має напівпровідниковий стабілітрон (рис. 2.6). Схеми параметричних стабілізаторів напруги наведено на рис. 2.17.

У стабілізаторах напруги стабілітрон включений паралельно навантаженню, $R_{\text{обм}}$ – обмежувальний опір.

Амплітудну характеристику ідеального стабілізатора напруги наведено на рис. 2.18, з якої видно, що при вхідній напрузі $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{ст}}$ напруга на навантаженні залишається постійною і рівною напрузі стабілізації ($U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}}$).

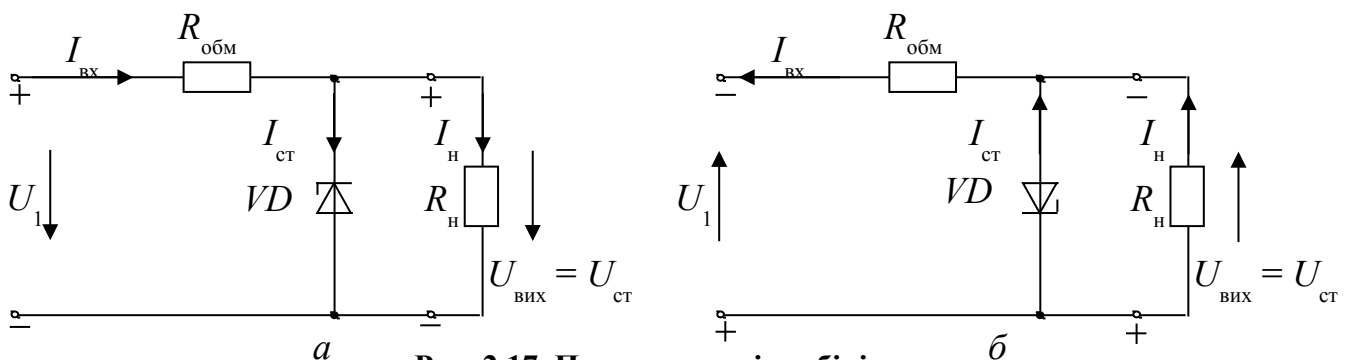


Рис. 2.17. Параметричні стабілізатори:

a – напруга позитивної полярності;
b – напруга негативної полярності



Рис. 2.18. Амплітудна характеристика ідеального стабілізатора напруги

Стабілізація напруги досягається тим, що різниця напруги ($U_{вх} - U_{ст}$) гаситься на обмежувальному опорі $R_{обм}$. Якщо $U_{вх} < U_{ст}$, стабілізатор не працює, так як електричний пробій стабілітрона ще не відбувся.

Розрахунок режиму стабілізації можна виконати графічним шляхом з використанням ВАХ стабілітрона, як показано на рис. 2.19. У розрахунку використовується зворотна напруга на стабілітроні, як наведено на рис. 2.17.

Вхідна напруга нестабільна, тобто змінюється від максимального до мінімального значення ($U_{вх\ max}$, $U_{вх\ min}$), при цьому має виконуватися нерівність $U_{вх\ min} > U_{ст}$.

Для схеми рис. 2.17, а складемо рівняння кола згідно з другим законом Кірхгофа. Якщо вважати, що $I_n \ll I_{ст}$, то $I_{вх} = I_{ст}$, рівняння буде мати наступний вигляд

$$U_{вх} = I_{ст}R_{обм} + U_{ст}, \quad (2.6)$$

де $U_{ст}$, $I_{ст}$ – зворотна напруга і зворотний струм стабілітрона у режимі пробою.

У системі координат ($U_{зв}$, $I_{зв}$) на рис. 2.19 рівняння (2.6) є рівняння прямої лінії (лінії навантаження). Так як вхідна напруга змінюється від мінімального значення $U_{вх\ min}$ до максимального $U_{вх\ max}$, то таких ліній буде дві.

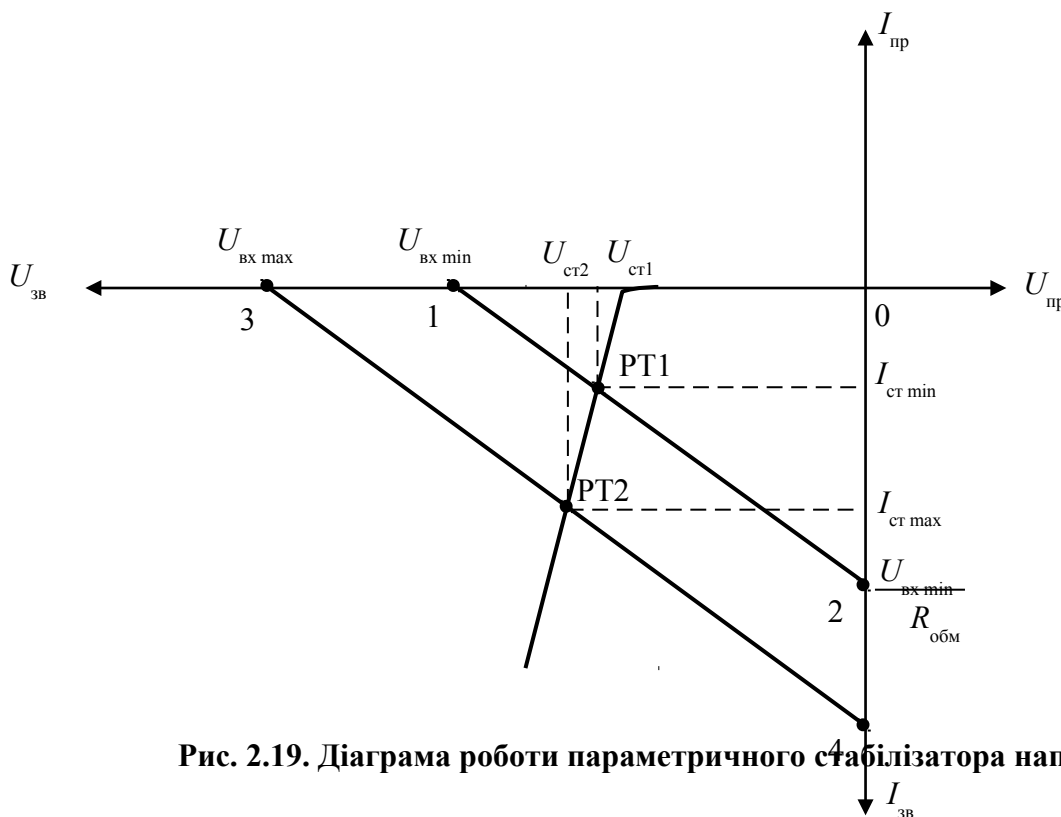


Рис. 2.19. Діаграма роботи параметричного стабілізатора напруги

Для мінімального значення вхідної напруги $U_{\text{вх min}}$:

$$\text{точка 1: } I_{\text{ст}} = 0, U_{\text{ст}} = U_{\text{вх min}};$$

$$\text{точка 2: } U_{\text{ст}} = 0, I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{R_{\text{обм}}};$$

для максимального значення вхідної напруги $U_{\text{вх max}}$:

$$\text{точка 3: } I_{\text{ст}} = 0, U_{\text{ст}} = U_{\text{вх max}};$$

$$\text{точка 4: } U_{\text{ст}} = 0, I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{R_{\text{обм}}}.$$

Через точки 1 і 2 проводимо лінію навантаження, через точки 3 і 4 проводимо також лінію навантаження.

Ефективність роботи стабілізатора оцінюється коефіцієнтом стабілізації $k_{\text{ст}}$, який показує, у скільки разів відносна зміна напруги на виході стабілізатора менша, ніж відносна зміна напруги на вході:

$$k_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх сер}}}}{\frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих сер}}}}, \text{ или } \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх сер}}} / \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих сер}}}, \quad (2.7)$$

де $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}$ – зміна вхідної напруги;

$$U_{\text{вх сер}} = \frac{U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх min}}}{2} \text{ – середнє значення вхідної напруги;}$$

$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} = U_{\text{ст2}} - U_{\text{ст1}}$ – зміна вихідної напруги;

$$U_{\text{вих сер}} = \frac{U_{\text{ст1}} + U_{\text{ст2}}}{2} = U_{\text{ст}} \text{ – середнє значення вихідної напруги, рівне напрузі}$$

стабілізації.

З рис. 2.19 і формули (2.7) видно, що ефективність стабілізації тим вища (коефіцієнт стабілізації $k_{\text{ст}}$ тим більший), чим ВАХ стабілітрона ближча до ідеальної характеристики, коли $U_{\text{ст}} \neq 0, I_{\text{ст}} \rightarrow \infty$.

Для встановлення і підтримки правильного режиму стабілізації обмежувальний опір $R_{\text{обм}}$ повинен мати певне значення. Зазвичай його розраховують для середніх значень $U_{\text{вх сер}}$ і $I_{\text{ст сер}}$:

$$R_{\text{обм}} = \frac{U_{\text{вх сер}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст сер}} + I_{\text{н}}},$$

$$\text{де } I_{\text{ст сер}} = \frac{I_{\text{ст max}} + I_{\text{ст min}}}{2} \text{ – середнє значення струму стабілізації,}$$

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{н}}} \text{ – струм навантаження.}$$

Якщо вхідна напруга буде змінюватися в той або інший бік відносно середнього значення $U_{\text{вх сер}}$, то буде змінюватися і струм стабілізації відносно середнього значення $I_{\text{ст сер}}$, але напруга на стабілітроні VD , а отже, на навантаженні $R_{\text{н}}$ буде майже постійною.

Оскільки всі зміни вхідної напруги повинні поглинатися обмежувальним резистором $R_{\text{обм}}$, то найбільша зміна вхідної напруги $\Delta U_{\text{вх}}$ повинна відповідати найбільшій можливій зміні струму $\Delta I_{\text{ст}}$

$$\Delta I_{\text{ст}} = I_{\text{ст max}} - I_{\text{ст min}},$$

за якої ще зберігається стабілізація.

Звідси випливає, що стабілізація буде здійснюватися тільки при дотриманні умови

$$\Delta U_{\text{вх}} \leq \Delta I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}$$

Для отримання більших значень стабільних напруг використовують послідовне з'єднання стабілітронів, які розраховані на однакові струми (рис. 2.20).

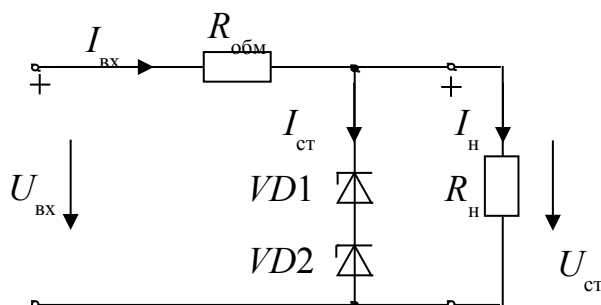


Рис. 2.20. Послідовне включення стабілітронів

Для підвищення стабільності напруги застосовують також каскадне з'єднання стабілітронів (рис. 2.21).

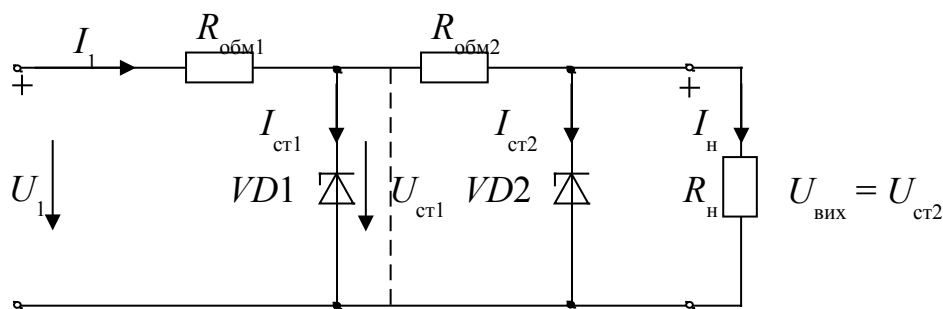


Рис. 2.21. Каскадне включення стабілітронів

У схемі рис. 2.21 стабілітрон $VD1$ повинен мати напругу стабілізації більшу, ніж стабілітрон $VD2$, так як

$$U_{\text{ст1}} = U_{\text{ст2}} + I_2 R_{\text{обм2}},$$

$$\text{де } I_2 = I_{\text{ст2}} + I_{\text{н}}.$$

Практично напівпровідниковий стабілітрон може забезпечити коефіцієнт стабілізації, рівний кільком десятків. При каскадному з'єднанні (рис. 2.21) загальний коефіцієнт стабілізації дорівнює добутку коефіцієнтів стабілізації окремих кіл

$$k_{\text{ст}} = k_{\text{ст1}} \cdot k_{\text{ст2}}$$

і вже при двох колах може сягати декількох сотень.

Слід зазначити, що якщо мають місце пульсації вхідної напруги $U_{\text{вх}}$, то стабілітрон значно згладжує їх. Це пояснюється тим, що стабілітрон має малий опір змінному струму. Він зазвичай у багато разів менший опору $R_{\text{обм}}$. Тому велика частина напруги пульсацій падає на $R_{\text{обм}}$, а на стабілітроні і на навантаженні буде лише мала частина цієї напруги.

Недолік розглянутих схем стабілізації полягає у тому, що втрати потужності в самому стабілітроні і на $R_{\text{обм}}$ суттєві, особливо в схемах каскадного з'єднання.

2.6. Амплітудні обмежувачі напруги

Амплітудні обмежувачі напруги бувають двох типів: обмежувачі зверху і обмежувачі знизу. Обмежувачі бувають *односторонніми*, які обмежують напругу тільки однієї полярності, і *симетричними* (двосторонніми), які обмежують напругу обох полярностей. На рис. 2.22 наведено схеми односторонніх обмежувачів позитивної і негативної

полярності вхідної напруги.

У схемі рис. 2.22, *а* позитивна півхвиля вхідної напруги є прямою напругою для діода *VD*. Як впливає з рис. 2.11, пряма напруга на діоді *VD* обмежена максимальним значенням $U_{\text{пр max}}$, яка на схемі рис. 2.22, *а* є вихідною напругою обмежувача. Тобто для позитивної півхвилі вхідної напруги рівень обмеження вихідної напруги дорівнює: $U_{\text{вих обм}} = U_{\text{пр max}}$.

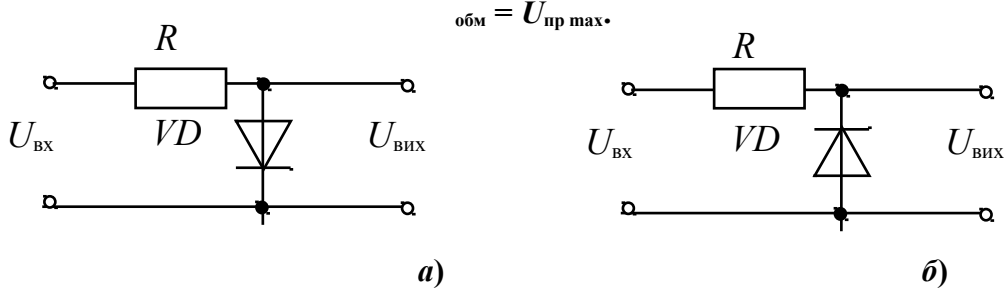


Рис. 2.22. Односторонні обмежувачі напруги:
а – позитивної полярності;
б – негативної полярності

Негативна півхвиля вхідної напруги для діода *VD* є зворотною, тому діод закривається, і вся вхідна напруга діє на виході: $U_{\text{вихм}} = U_{\text{вхм}}$.

Часову діаграму схеми рис. 2.22, *а* наведено на рис. 2.23.

У схемі рис. 2.22, *б* обмежується негативна півхвиля вхідної напруги, так як ця напруга для діода *VD* є прямою, і отже, вихідна напруга при негативній півхвилі обмежена значенням $U_{\text{вих обм}} = U_{\text{пр max}}$. Позитивна півхвиля вхідної напруги для діода *VD* є зворотною (запираючою), тому вихідна напруга буде дорівнювати вхідній: $U_{\text{вихм}} = U_{\text{вхм}}$.

Часову діаграму схеми рис. 2.22, *б* наведено на рис. 2.24 .

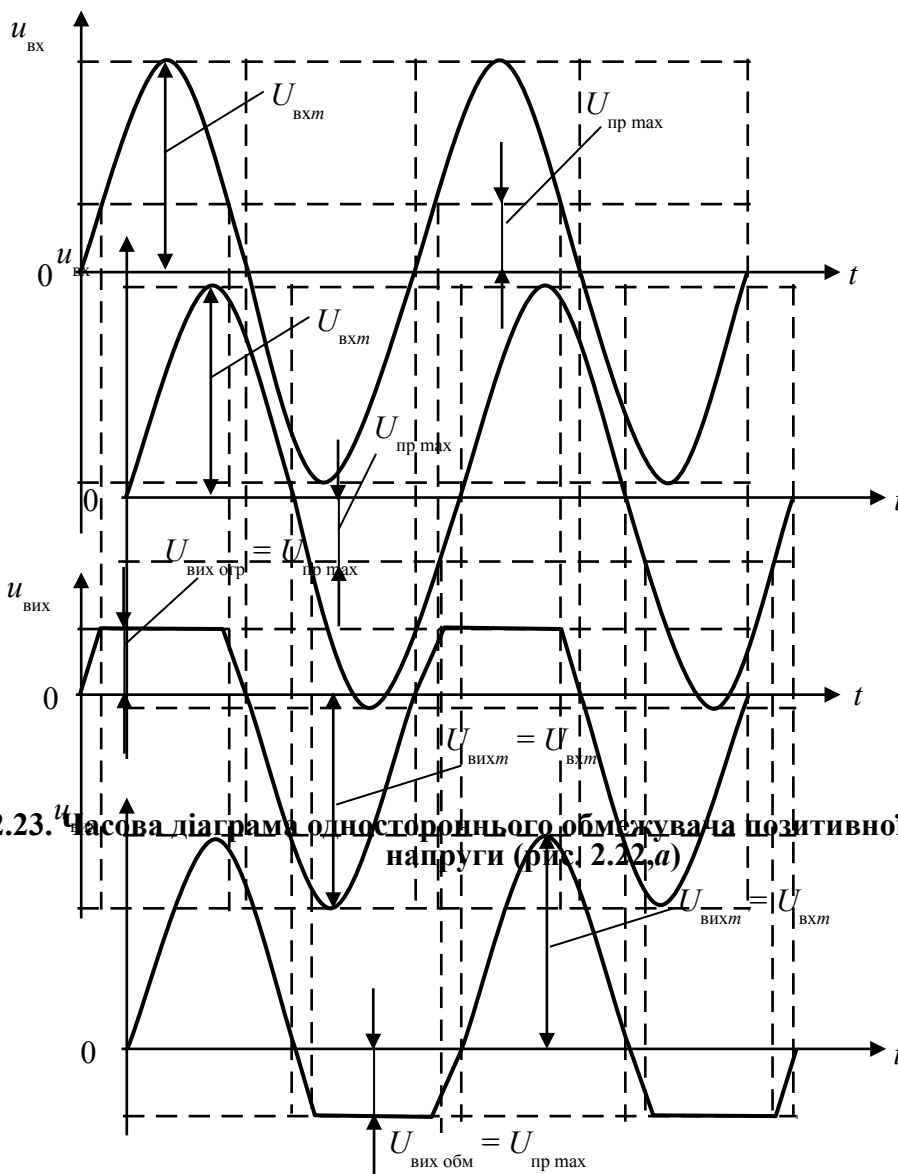


Рис. 2.23. Часова діаграма одностороннього обмежувача позитивної півхвилі вхідної напруги (рис. 2.22, *а*)

Рис. 2.24. Часова діаграма одностороннього обмежувача негативної півхвилі вхідної напруги (рис. 2.22,б)

Якщо увімкнути два діоди паралельно й зустрічно, як показано на рис. 2.25, то отримаємо симетричний обмежувач напруги. Якщо діоди $VD1$ і $VD2$ однакові, то рівні обмеження $U_{пр\ max1} = U_{пр\ max2} = U_{вих\ обм1} = U_{вих\ обм2}$.

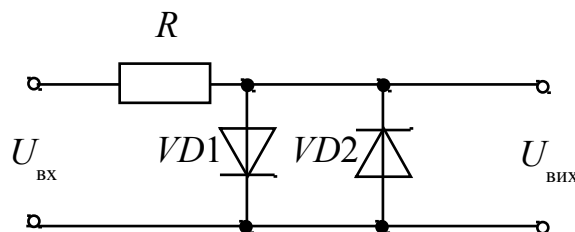
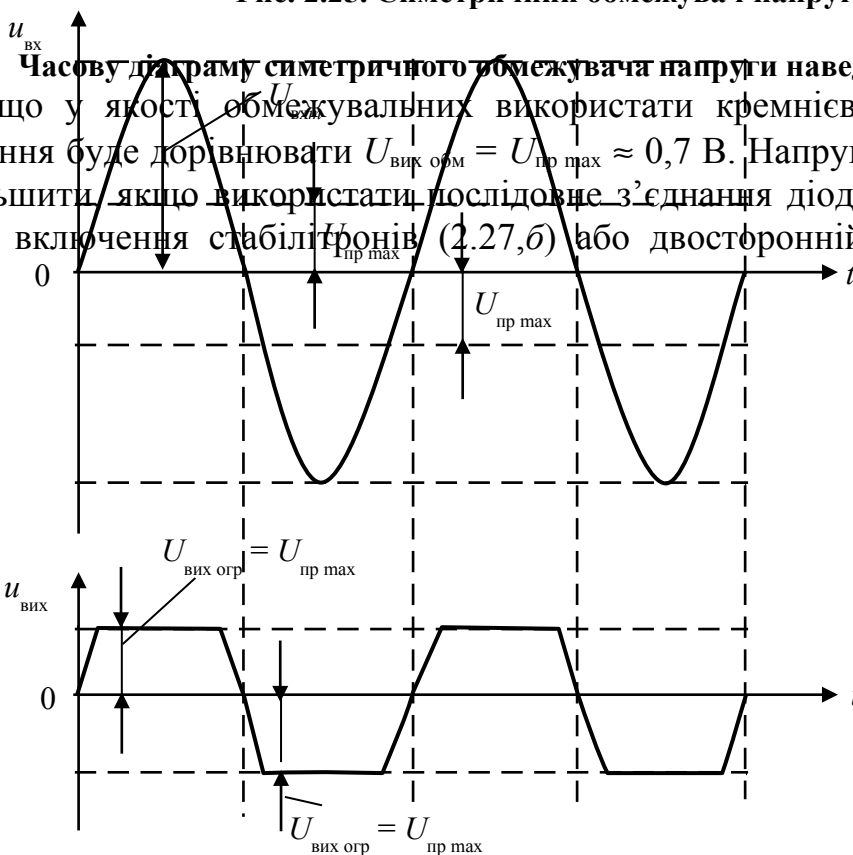


Рис. 2.25. Симетричний обмежувач напруги



Часову діаграму симетричного обмежувача напруги наведено на рис. 2.26.

Якщо у якості обмежувальних використати кремнієві діоди, то рівень обмеження буде дорівнювати $U_{вих\ обм} = U_{пр\ max} \approx 0,7$ В. Напругу обмеження можна збільшити, якщо використати послідовне з'єднання діодів (рис. 2.27,а), зустрічне включення стабілітронів (2.27,б) або двосторонній стабілітрон (рис. 2.27,в).

Рис. 2.26. Часова діаграма симетричного обмежувача

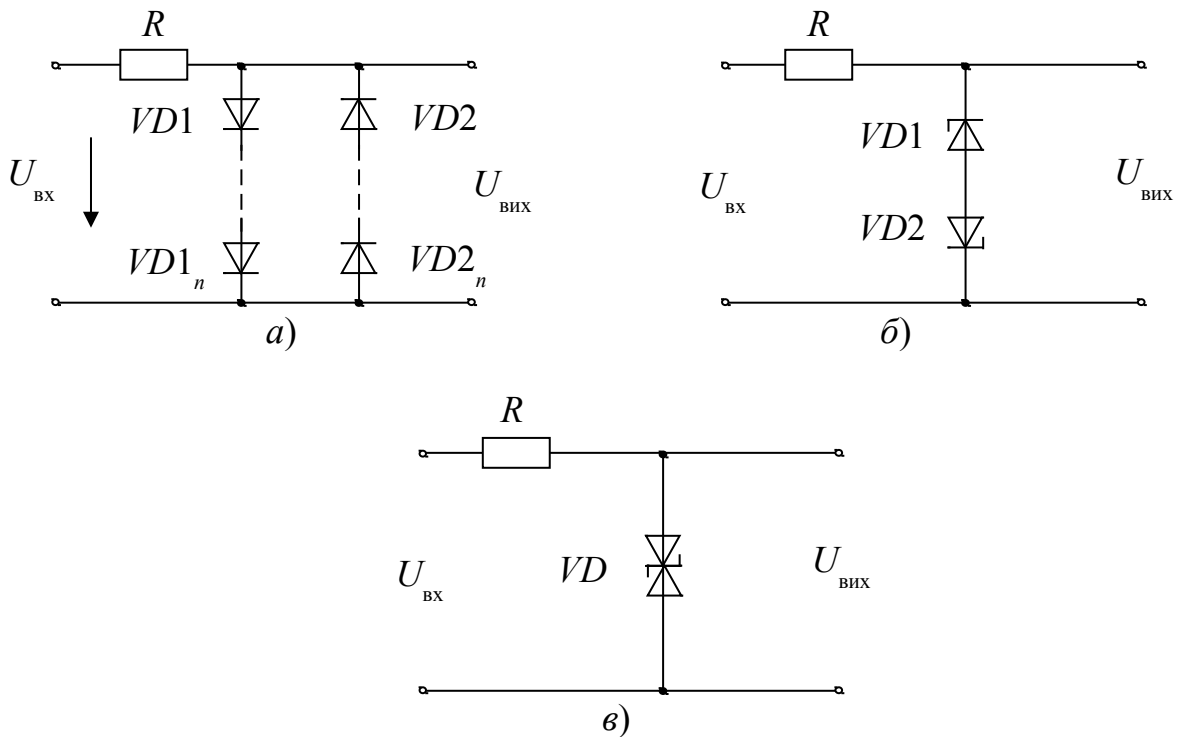
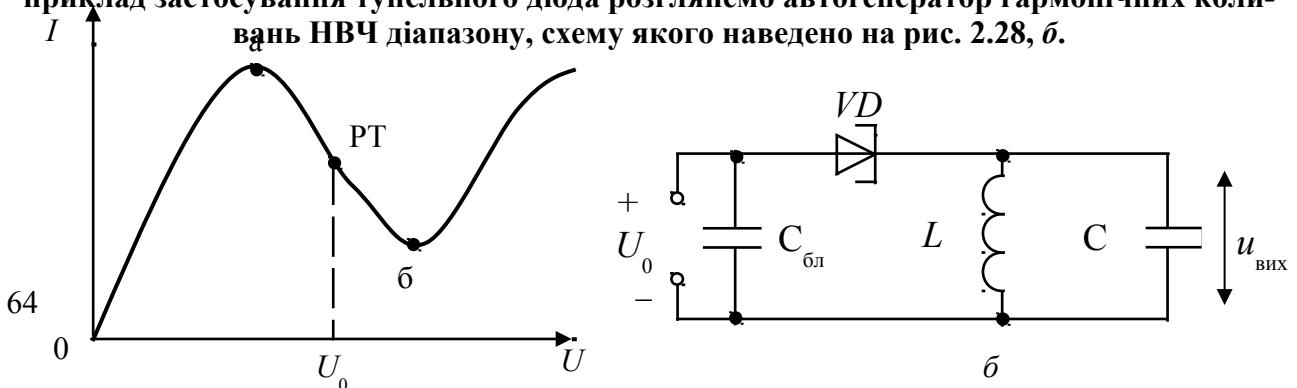


Рис. 2.27. Симетричні обмежувачі напруги:
 а) на діодах; б) на стабілітронах; в) на двосторонньому стабілітроні

У схемі 2.27, а вихідна напруга дорівнює $U_{\text{вих обм}} = nU_{\text{пр max}}$, де $U_{\text{пр max}} = 0,7 \text{ В}$, число пар діодів $VD1_n - VD2_n$. У схемі 2.27, б вихідна напруга дорівнює $U_{\text{вих обм}} = U_{\text{ст}} + 0,7 \text{ В}$, у схемі рис. 2.27, в – $U_{\text{вих обм}} = U_{\text{ст}}$.

2.7. Тунельний діод

Тунельний діод має вольт-амперну характеристику, в якій є ділянка з негативним диференціальним опором: спадна ділянка на характеристиці діода $VD3$ в табл. 2.2. Як приклад застосування тунельного діода розглянемо автогенератор гармонічних коливань НВЧ діапазону, схему якого наведено на рис. 2.28, б.



a

Рис. 2.28. Автогенератор на тунельному діоді:
a – ВАХ тунельного діода; *б* – схема автогенератора

У автогенератора рис. 2.28, *б* використовується негативний диференціальний опір діода VD . Для цього за допомогою напруги зміщення U_0 робоча точка РТ встановлюється приблизно на середині падаючої ділянки (*a-б*) ВАХ діода. Блокувальний конденсатор $C_{бл}$ захищає джерело постійної напруги U_0 від проходження через нього змінного струму генерованої частоти. Негативний диференціальний опір діода компенсує втрати коливального контуру LC , і у схемі виникають незгасаючі коливання.

2.8. Варикапи

Варикапи – це діоди, які працюють при зворотній нарузі. Від зворотної напруги залежить значення бар'єрної ємності діода $C(U)$, як показано в табл. 2.2, діод $VD4$. Таким чином, варикапи являють собою конденсатор змінної ємності, керовані зміною зворотної напруги.

Як приклад розглянемо схему включення варикапа у коливальний контур в якості конденсатора змінної ємності. Схему наведено на рис. 2.29.

За допомогою змінного резистора $R2$ змінюється зворотна напруга на варикапі VD , при цьому змінюється бар'єрна ємність варикапа і резонансна частота коливального контуру. Коливальний контур утворений котушкою індуктивності L і бар'єрною ємністю C варикапа. Додатковий резистор $R1$ з великим опором включений для того, щоб добротність контуру помітно не спадала через шунтуючий резистор $R2$. Конденсатор C_p є розділяльним, без нього варикап VD для постійної напруги U_0 був би закорочений котушкою індуктивності L .

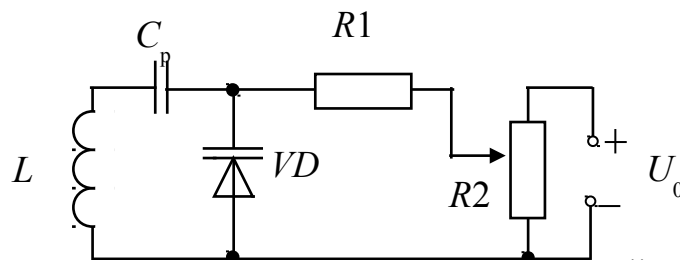


Рис. 2.29. Схема включення варикапа у коливальний контур

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення напівпровідникового діода.
2. Наведіть класифікацію діодів.
3. Розкажіть принцип дії напівпровідникового діода.
4. На яких властивостях електронно-діркового переходу ґрунтується практичне застосування напівпровідникових діодів?
5. Намалюйте ВАХ випрямного діода і поясніть її хід.

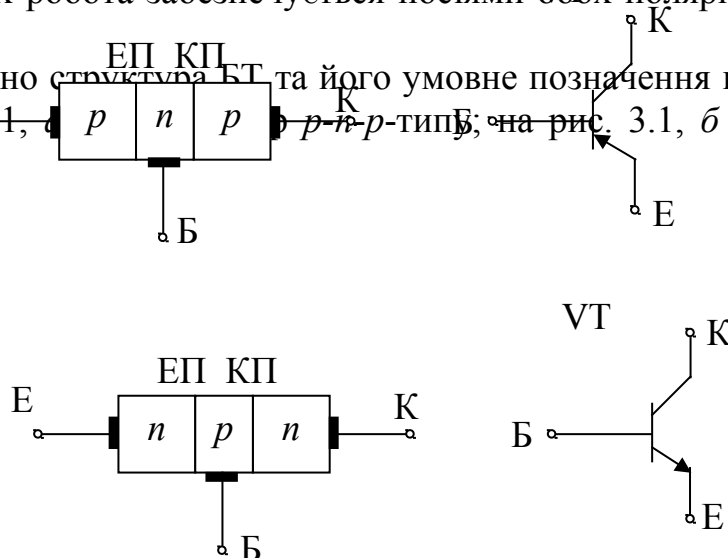
6. Що називається пробієм електронно-діркового переходу і які види пробою існують?
7. Від чого залежить величина ємності переходу?
8. Намалюйте ВАХ стабілітрона і поясніть її хід.
9. Намалюйте еквівалентну схему напівпровідникового діода.
10. Як впливає температура на характеристики діода?
11. Намалюйте схему однопівперіодного випрямляча для отримання позитивної напруги.
12. Намалюйте схему однопівперіодного випрямляча для отримання негативної напруги.
13. Намалюйте епюри вхідної і вихідної напруг однопівперіодного випрямляча.
14. Намалюйте схему параметричного стабілізатора напруги позитивної полярності.
15. Намалюйте схему параметричного стабілізатора напруги негативної полярності.
16. Намалюйте амплітудну характеристику стабілізатора напруги.
17. Намалюйте діаграму роботи параметричного стабілізатора і поясніть її.
18. Наведіть визначення коефіцієнта стабілізації.
19. Намалюйте схему амплітудного обмежувача сигналу згори.
20. Намалюйте схему включення варикапа у коливальний контур.

Глава 3 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

3.1. Загальні відомості

Біполярним транзистором (БТ) називається напівпровідниковий прилад, що має два взаємодіючих $p-n$ -переходи. Транзистор являє собою кристал напівпровідника, що містить три області з по чергово змінюючимися типами провідності. Залежно від порядку чергування областей розрізняють БТ типів $p-n-p$ та $n-p-n$. Принцип дії БТ різних типів однаковий. Транзистори назвали біполярними, оскільки їх робота забезпечується носіями ~~двох~~ ^{обох} полярностей: електронами та дірками.

Схематично структура БТ та його умовне позначення представлені на рис. 3.1: на рис. 3.1, а – транзистор $p-n-p$ -типу; на рис. 3.1, б – транзистор $n-p-n$ -типу.



а)

б)

Рис. 3.1. Структура біполярного транзистора і його умовне позначення:
а) *p-n-p*-типу; б) *n-p-n*-типу

Одну з крайніх областей транзисторної структури створюють з підвищеною концентрацією домішок, використовують в режимі інжекції і називають *емітером* (Е). Середню область називають *базою* (Б), а іншу крайню область – *колектором* (К). Два *p-n*-переходи БТ називають емітерним і колекторним.

Таким чином, в транзисторі є два *p-n*-переходи: *емітерний* (ЕП) – між емітером і базою і *колекторний* (КП) – між базою і колектором. Відстань між переходами повинна бути малою, тобто область бази повинна бути дуже тонкою. Це є умовою хорошої роботи транзистора. Від бази, емітера і колектора зроблені виводи.

Струми у проводах емітера, бази, колектора позначають відповідно I_e , I_b , I_k . Напруги між електродами позначають подвійними індексами, наприклад, напруга між базою і емітером $U_{бе}$, між колектором і базою $U_{кб}$. В умовному позначенні транзисторів на рис. 3.1 стрілка показує вивід емітера, а її напрямок – напрямок струму (від плюса до мінуса) у проводі емітера при прямій напрузі на емітерний перехід.

Біполярний транзистор може працювати у чотирьох режимах залежно від полярності напруг на його переходах.

1) *Режим насичення*: на обидва переходи подано пряму напругу, обидва переходи відкриті.

2) *Режим відсічки*: на обидва переходи подано зворотну напругу, обидва переходи закриті.

3) *Режим активний*: на емітерний перехід подано пряму напругу, а на колекторний – зворотну напругу; емітерний перехід відкритий, колекторний закритий.

4) *Режим інверсний*: на емітерний перехід подано зворотну напругу, а на колекторний – пряму напругу; емітерний перехід закритий, колекторний відкритий, тобто режим інверсний (протилежний) по відношенню до активного. Інверсний режим використовують дуже рідко.

Активний режим БТ використовується в аналогових схемах: підсилювачах і генераторах. Режими відсічки і насичення використовуються для імпульсної роботи БТ і застосовуються в цифрових схемах.

3.2. Принцип дії біполярного транзистора

Розглянемо роботу біполярного транзистора в активному режимі без навантаження, коли включені джерела постійних живлячих напруг, як показано на рис. 3.2.

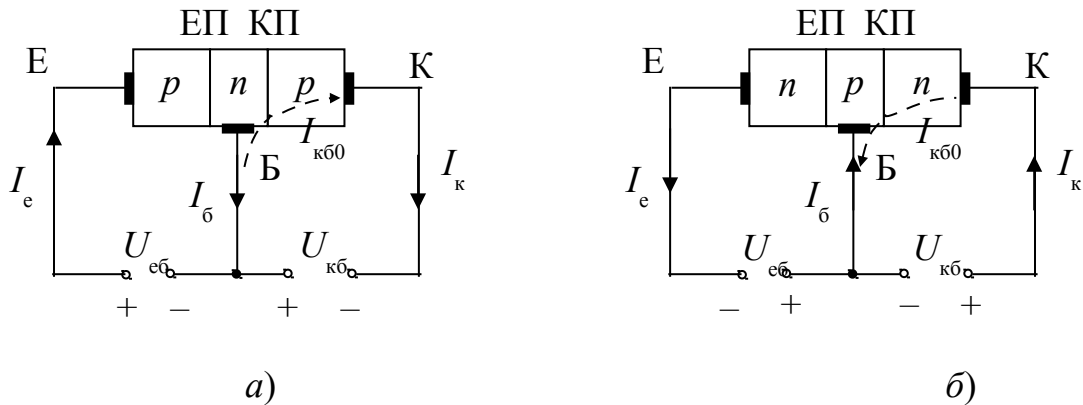


Рис. 3.2. Протікання постійних струмів у транзисторах:
а) *p-n-p*-типу; б) *n-p-n*-типу

Полярність живлячих напруг така, що на емітерний перехід напруга $U_{еб}$ пряма, а на колекторному переході напруга $U_{кб}$ зворотна. Тому опір емітерного переходу малий, і для отримання нормального струму у цьому переході I_e достатньо подати невелику напругу $U_{еб}$ порядку десятих часток вольт. Опір колекторного переходу великий, і напруга $U_{кб}$ зазвичай становить десятки вольт. З рис. 3.2 видно, що напруги між електродами транзистора пов'язані простою залежністю

$$U_{ке} = U_{кб} + U_{еб}. \quad (3.1)$$

При роботі транзистора в активному режимі завжди виконується нерівність

$$U_{еб} \ll U_{кб}.$$

З рис. 3.2 також видно, що в активному режимі БТ на базу і колектор подаються напруги одного знака відносно емітера. Отже, в активному режимі БТ можна використовувати одне джерело живлення для подачі напруг на електроди.

Вольт-амперна характеристика відкритого емітерного переходу аналогічна характеристиці *p-n*-переходу при прямій напрузі, а ВАХ колекторного переходу подібна характеристиці *p-n*-переходу при зворотній напрузі.

Розглянемо принцип роботи БТ *p-n-p*-типу в активному режимі (рис. 3.2, а). При подачі прямої напруги $U_{еб}$ на емітерний перехід виникає прямий струм емітера I_e . Дірки цього струму *інжектуються з емітера до бази* і завдяки дифузії проникають крізь базу у колекторний перехід. Так як колекторний перехід працює при зворотній напрузі $U_{кб}$, то в ньому існує електричне поле, яке сприяє *просуванню (екстракції)* через колекторний перехід дірок, які прийшли сюди з емітера.

Якщо товщина бази мала і концентрація електронів у ній невелика, та більшість дірок, пройшовши через базу, *не встигають рекомбінувати* з елек-

тронами бази і досягають колекторного переходу. Лише невелика частина дірок рекомбінує у базі з електронами. В результаті рекомбінації виникає струм бази I_b . Струми в транзисторі зв'язані наступним співвідношенням

$$I_e = I_b + I_k \quad (3.2)$$

Струм бази I_b є некорисним, бажано, щоб він був якомога меншим. Зазвичай справедлива нерівність

$$I_b \ll I_e, \quad (3.3)$$

а, отже, струм колектора I_k лише незначно менший струму емітера I_e , і можна вважати, що

$$I_k \approx I_e. \quad (3.4)$$

Для того, щоб струм бази I_b був якомога меншим, базу роблять дуже тонкою і зменшують у ній концентрацію домішок, яка визначає концентрацію електронів. Тоді менше число дірок, які прийшли з емітера, буде рекомбінувати у базі з електронами.

Коли $U_{eб} = 0$, то практично можна вважати, що в емітерному переході немає струму, $I_e = 0$. У цьому випадку через колекторний перехід протікає лише невеликий зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$. Але якщо під дією напруги $U_{eб}$ виникає великий струм емітера I_e , велика частина дірок доходить до колектора, в результаті струм колектора I_k збільшується. Таким чином, чим більший струм емітера I_e , тим більший струм колектора I_k і струм бази I_b .

На рис. 3.2, б наведено полярності живлячих напруг $U_{eб}$ і $U_{кб}$ і напрямки струмів I_e , I_k , I_b в активному режимі для біполярного транзистора $n-p-n$ -типу. Як впливає з рис. 3.2, б, полярності напруг і напрямки струмів протилежні порівняно з транзистором $p-n-p$ -типу. Це відображено також в умовних позначеннях транзисторів на рис. 3.1: стрілочки у емітерів показують напрямок струму I_e в активному режимі.

Якщо на емітерний перехід подати зворотну напругу, а на колекторний – пряму, то отримаємо *інверсний режим*. Але в БТ, як правило, колектор роблять зі значно більшою площею, ніж емітер, так як потужність, що розсіюється в колекторному переході, набагато більша потужності, що розсіюється в емітерному переході. Тому, якщо використовувати емітер в якості колектора, то транзистор у цьому випадку можна використовувати при значно меншій потужності, що недоцільно.

Розглянемо співвідношення між струмами у біполярному транзисторі. Струм емітера I_e управляється напругою на емітерному переході $U_{eб}$, але до колектора доходить дещо менший струм через рекомбінацію носіїв в області бази. Через колекторний перехід завжди проходить некерований зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$. Тому струм колектора дорівнює

$$I_k = \alpha I_e + I_{кб0}, \quad (3.5)$$

де α – коефіцієнт передачі струму емітера.

При номінальних значеннях струму I_e коефіцієнт α звичайно дорівнює $\alpha = 0,95 \dots 0,995$, тобто близький до одиниці, але завжди менший 1.

Струм $I_{кб0}$ на кілька порядків менший складової αI_e ($I_{кб0} = \alpha I_e$), тому можна вважати, що

$$I_k \approx \alpha I_e,$$

а

$$\alpha = \frac{I_k}{I_e}. \quad (3.6)$$

Але в режимі відсічки, коли $I_e = 0$, струм колектора дорівнює $I_k = I_{к60}$. Перетворимо вираз (3.5), використовуючи рівність (3.2), отримаємо

$$I_k \approx \alpha(I_k + I_б) + I_{к60},$$

або після перетворень

$$I_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_б + \frac{1}{1 - \alpha} I_{к60}.$$

Позначимо

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta, \quad (3.7)$$

тоді

$$I_k = \beta I_б + (1 + \beta) I_{к60}. \quad (3.8)$$

У виразах (3.7) і (3.8) позначено відношення

$$\beta = \frac{I_k}{I_б} - \text{коефіцієнт передачі струму бази}. \quad (3.9)$$

Якщо $\alpha = 0,98$, то $\beta = 49$, тобто невеликі зміни α призводять до великих змін β . Коефіцієнт β має значення багато більше одиниці.

Коефіцієнти α і β відносяться до важливих параметрів біполярного транзистора. Між ними існує однозначний зв'язок:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}, \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.10)$$

3.3. Статичні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора

Залежності між струмами і напругами у біполярному транзисторі виражаються статичними ВАХ, які знімають при постійних напругах і струмах, коли немає вхідного сигналу і навантаження у вихідному колі. Як випливає з рис. 3.1, транзистор є триполюсним елементом, оскільки має три виводи: емітер (Е), базу (Б) і колектор (К). Найчастіше транзистор використовують як чотириполюсний елемент, для цього один з його виводів роблять спільним між вхідним і вихідним колами. Розрізняють *три схеми включення біполярного транзистора*: із спільним емітером (СЕ), із спільною базою (СБ), із спільним колектором (СК). Таке включення розглядають як для проходження постійних струмів, так і для змінних. Так, наприклад, три схеми можуть змінюватися за змінним струмом, але мати однакову схему включення за постійним струмом. Термін СЕ, СБ, СК відноситься, як правило, до схеми включення за змінним струмом.

Статичні ВАХ транзистора знімають для постійних струмів і напруг. Властивості БТ визначаються двома сімействами ВАХ: вхідними і вихідними. Для кожної зі схем включення БТ існують свої сімейства ВАХ. Розглянемо ВАХ для найбільш поширених схем: із спільним емітером та із спільною базою. У довід-

ковій літературі, як правило, наводяться ВАХ для схеми із СЕ, так як вона найчастіше використовується в практичних схемах. Незалежно від типу транзистора (*n-p-n* або *p-n-p*) та полярності живлячих напруг ВАХ будують у першому квадранті декартової системи координат.

3.3.1. Вольт-амперні характеристики транзистора у схемі із спільним емітером

Розглянемо ВАХ транзистора, включеного за схемою із СЕ. Схему зняття ВАХ наведено на рис. 3.3.

У схемі рис. 3.3 позначені: *VT* – досліджуваний біполярний транзистор; *E*₁ і *E*₂ – джерела живлення, постійні напруги яких регулюються; *R* – резистор, що задає струм бази *I*_б.

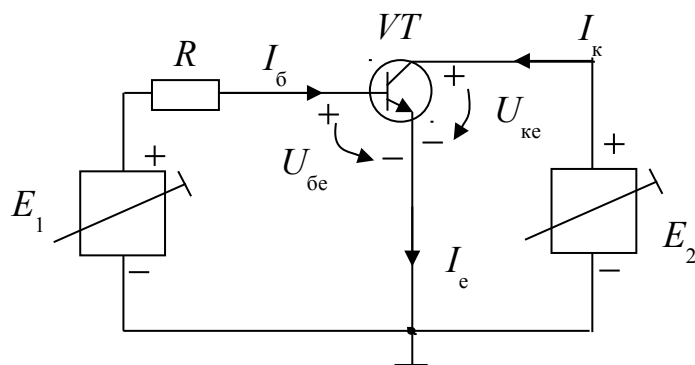


Рис. 3.3. Схема зняття ВАХ транзистора у схемі із СЕ

На рис. 3.4 наведено вхідні ВАХ БТ $I_b = f(U_{be})$ при постійних значеннях напруги колектор – емітер $U_{ке} = \text{const}$.

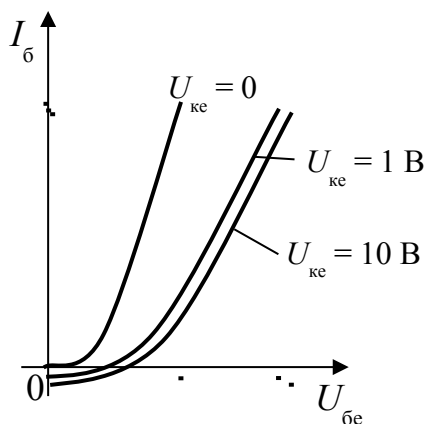


Рис. 3.4. Вхідні ВАХ транзистора у схемі із СЕ

Як впливає з рис. 3.4, при $U_{ке} = 0$ характеристика виходить з початку координат, так як всі напруги дорівнюють нулю і струм бази $I_б = 0$. При $U_{ке} > 0$ характеристика зміщується праворуч, струм бази $I_б$ зменшується і при малих значеннях напруги $U_{бе}$ стає негативним. Зміна значення напруги $U_{ке}$ (наприклад, від $U_{ке} = 1$ В до $U_{ке} = 10$ В) мало впливає на значення струму бази $I_б$ при однаковому значенні напруги $U_{бе}$. Як видно з рис. 3.4, вхідні ВАХ при різних значеннях напруги $U_{ке}$ розташовані дуже близько одна до одної і знаходяться у зоні технологічного розкиду ВАХ транзистора. Тому у довідковій літературі зазвичай наводять дві вхідні характеристики: для $U_{ке} = 0$ В і для рекомендованого значення $U_{ке} \neq 0$.

На рис. 3.5 наведено сімейство вихідних ВАХ $I_к = f(U_{ке})$ при різних постійних значеннях струму бази $I_б = \text{const}$.

Як впливає з рис. 3.5, характеристика при струмі бази $I_б = 0$ виходить з початку координат, при цьому у колекторному колі протікає маленький струм $I_к = I_{кб0}(1 + \beta)$, як це впливає з рівняння (3.10). При струмі бази $I_б = 0$ обидва переходи закриті, транзистор знаходиться у *режимі відсічки* (область відсічки заштрихована). Збільшення струму бази $I_б$ означає, що за рахунок збільшення напруги $U_{бе}$ збільшився струм емітера $I_е$, отже, збільшився і струм бази $I_б$, який є частиною струму $I_е$. Значить, пропорційно збільшується і струм колектора $I_к$.

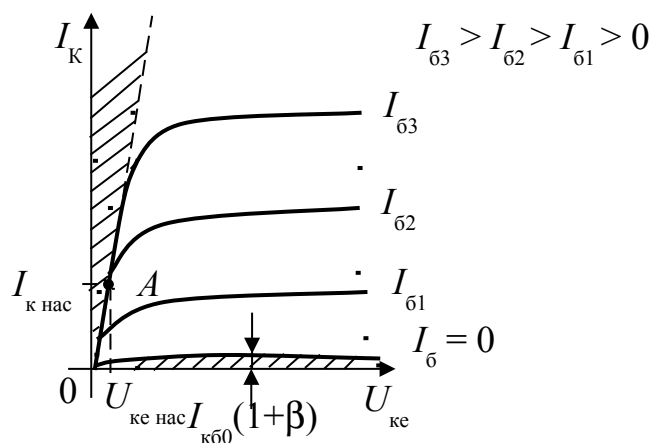


Рис. 3.5. Вихідні ВАХ транзистора у схемі із СЕ

Як впливає з рис. 3.5, при збільшенні напруги $U_{ке}$ від нуля до невеликого значення (десятих часток вольт) струм колектора $I_к$ різко зростає. Транзистор при цьому знаходиться в *режимі насичення* (область насичення заштрихована). Це можна пояснити так. Відповідно до рівняння (3.1) при значеннях напруги $U_{ке} < U_{бе}$ напруга $U_{кб} = U_{ке} - U_{бе} < 0$, тобто має негативний знак відносно зворотної напруги $U_{кб}$, необхідної для активного режиму. Отже, у цьому випадку $U_{кб}$ і $U_{бе}$ є прямими напругами, обидва переходи: колекторний і емітерний, *відкриті*.

Якщо $U_{ке \text{ нас}} = U_{бе}$, напруга $U_{кб} = 0$, струм колектора має максимальне значення $I_{к \text{ нас}}$, як показано на рис. 3.5. *Режим насичення* на рис. 3.5 показаний пунктирною лінією – лінією насичення. При збільшенні напруги $U_{бе}$, а, значить, при збільшенні струму бази $I_б$, напруга $U_{ке \text{ нас}}$ і струм $I_{к \text{ нас}}$ збільшуються. У

довідковій літературі зазвичай наводиться для даного типу транзистора значення $U_{ке\ наc}$ при певному значенні струму $I_{к\ наc}$ (точка A на рис. 3.5). За т. A можна розрахувати значення при іншому значенні струму насичення $I'_{к\ наc}$.

При подальшому збільшенні напруги $U_{ке}$ транзистор переходить до *активного режиму*, колекторний перехід закритий. Характеристики йдуть з невеликим підйомом, що означає малий вплив напруги $U_{ке}$ на струм колектора $I_{к}$. Для аналогових схем найчастіше використовуються лінійні ділянки вихідних ВАХ в активному режимі. Для таких схем чим менший нахил вихідних ВАХ, тим параметри транзистора ближчі до ідеальних.

3.3.2. Вольт-амперні характеристики транзистора у схемі зі спільною базою

Розглянемо ВАХ транзистора, включеного по схемі зі СБ. Схему зняття ВАХ наведено на рис. 3.6.

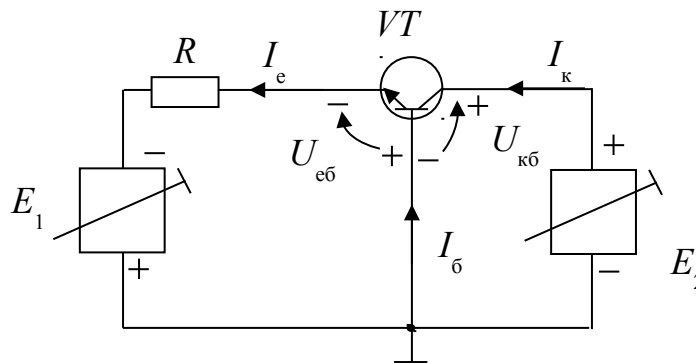


Рис. 3.6. Схема зняття ВАХ транзистора у схемі зі СБ

У схемі рис. 3.6 позначені: VT – досліджуваний біполярний транзистор; E_1 і E_2 – джерела живлення, постійні напруги яких регулюються; R – резистор, що задає струм емітера I_e .

На рис. 3.7 наведені ВАХ БТ $I_e = f(U_{eб})$ при постійних значеннях напруги колектор-база $U_{кб} = \text{const}$.

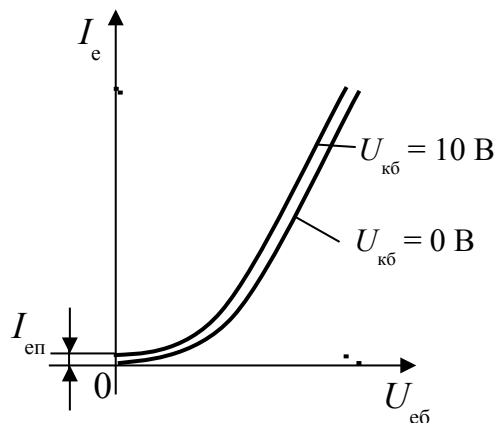


Рис. 3.7. Вхідні ВАХ транзистора у схемі зі СБ

Як впливає з рис. 3.7, при $U_{кб} = 0$ характеристика виходить з початку координат, так як обидва переходи закриті і струм емітера $I_e = 0$. При напрузі $U_{кб} > 0$ характеристика проходить трохи вище початку координат, оскільки при $U_{eб} = 0$ в емітерному колі протікає маленький початковий струм $I_{еп}$. Вхідні ВАХ при різних значеннях $U_{кб}$ розташовані близько одна до одної.

На рис. 3.8 наведено вихідні ВАХ транзистора у схемі зі СБ $I_k = f(U_{кб})$ при різних постійних значеннях струму емітера $I_e = \text{const}$.

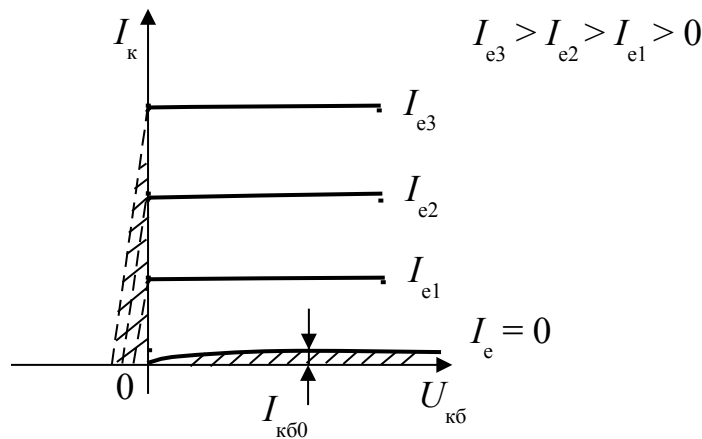


Рис. 3.8. Вихідні ВАХ транзистора у схемі зі СБ

Як впливає з рис. 3.8, при струмі $I_e = 0$ характеристика виходить з початку координат, і у колекторному колі протікає дуже маленький зворотний струм колекторного переходу $I_k = I_{кб0}$. Транзистор знаходиться в *режимі відсічки*.

В *активному режимі* транзистора ($I_e > 0$, $U_{кб} > 0$) робочі ділянки вихідних характеристик для різних значень струму I_e представляють собою прямі лінії, що йдуть практично паралельно осі напруги $U_{кб}$. Це означає, що струм колектора I_k практично не залежить від напруги $U_{кб}$. Тому схема зі СБ використовується не тільки як підсилювач, але і як джерело стабільного струму I_k .

Режим насичення транзистора у схемі зі СБ розташований при негативних значеннях напруги $U_{кб}$.

3.3.3. Граничні експлуатаційні параметри біполярного транзистора. Залежність параметрів транзистора від температури

У довідниках зазначається велика кількість параметрів і граничних експлуатаційних даних біполярних транзисторів. Найбільш часто використовують такі граничні параметри, які визначають робочу область активного режиму транзистора.

- 1) $U_{ке\ макс}$ – максимально припустима постійна напруга колектор-емітер.
- 2) $U_{кб\ макс}$ – максимально припустима постійна напруга колектор-база.
- 3) $I_{к\ макс}$ – максимально припустимий постійний струм колектора.
- 4) $I_{е\ макс}$ – максимально припустимий постійний струм емітера.
- 5) $I_{б\ макс}$ – максимально припустимий постійний струм бази.
- 6) $P_{к\ макс}$ – максимально припустима постійна розсіювана потужність колектора.
- 7) $T_{п\ макс}$ – максимально припустима постійна температура колекторного переходу.
- 8) $R_{т(п-к)}$ – тепловий опір перехід-корпус.
- 9) $R_{т(п-с)}$ – тепловий опір перехід -середовище .

Всі параметри біполярного транзистора залежать від температури. Це зумовлено тим, що фізичні властивості напівпровідникового матеріалу суттєво змінюються під впливом температури. Із збільшенням температури коефіцієнт

передачі струму бази β збільшується, збільшуються струми емітера I_e та бази I_b при $U_{be} = \text{const}$ і різко збільшується зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$. Тому згідно з формулою (3.8)

$$I_k = \beta I_b + (1 + \beta) I_{кб0}$$

струм колектора I_k при збільшенні температури збільшується. У результаті режим роботи транзистора у схемі змінюється і може вийти за межі максимально допустимих значень струмів і потужностей. Потужні транзистори для нормальної роботи забезпечуються тепловідводами.

При збільшенні температури навколишнього середовища значення максимально допустимої потужності розсіювання колектора $P_{к\text{ макс}}$ зменшується.

Якщо транзистор використовується без тепловідведення, то значення $P_{к\text{ макс}}$ розраховують за формулою (3.11)

$$P_{к\text{ макс}} = \frac{T_{п\text{ макс}} - T_{с\text{ макс}}}{R_{т(п-с)}}, \quad (3.11)$$

в якій $T_{п\text{ макс}}$ і $R_{т(п-с)}$ – довідкові дані для даного типу транзистора; $T_{с\text{ макс}}$ – максимальна в процесі експлуатації температура навколишнього середовища.

Якщо транзистор використовується з тепловідведенням, то значення $P_{к\text{ макс}}$ розраховують за формулою (3.12)

$$P_{к\text{ макс}} = \frac{T_{п\text{ макс}} - T_{с\text{ макс}}}{R_{т(п-к)} - R_{т(к-с)}}, \quad (3.12)$$

в якій $T_{п\text{ макс}}$ і $R_{т(п-с)}$ – довідкові дані для даного типу транзистора; $R_{т(к-с)}$ – тепловий опір корпус-середовище, значення якого залежить від площі тепловідведення.

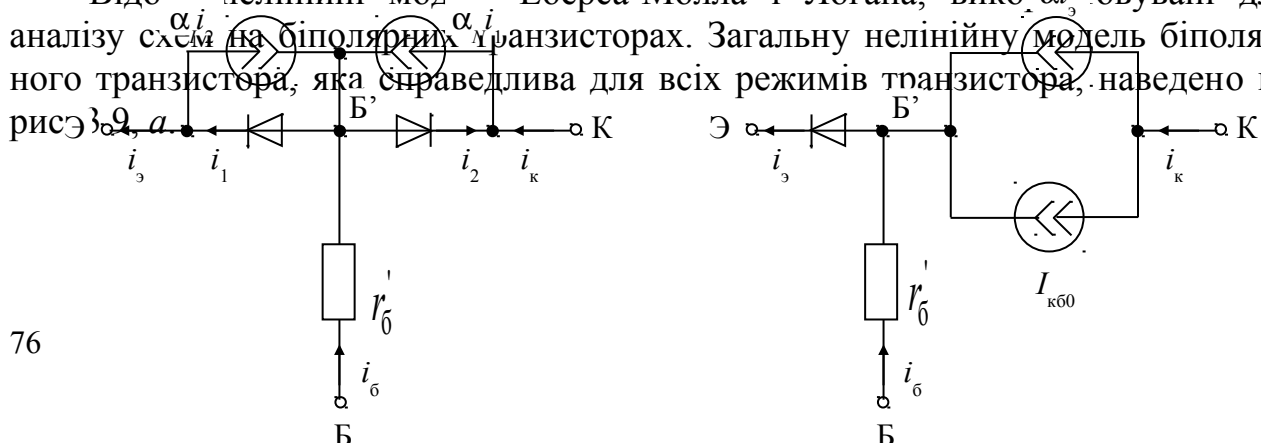
Для стабілізації режиму роботи транзистора в пристрої використовують спеціальні схеми.

3.4. Моделі біполярного транзистора

Для розрахунку та аналізу схем на біполярних транзисторах використовують його моделі. Модель транзистора може бути задана у вигляді системи рівнянь або еквівалентної схеми. Так як транзистор є нелінійним елементом, то його моделі та параметри для різних режимів роботи і сигналів можна використовувати різні. Найбільш загальними є нелінійні моделі БТ.

3.4.1. Нелінійні моделі біполярного транзистора

Відомі нелінійні моделі Еберса-Молла і Логана, використовуються для аналізу схем на біполярних транзисторах. Загальну нелінійну модель біполярного транзистора, яка справедлива для всіх режимів транзистора, наведено на рис. 3.9, а.



а)

б)

Рис. 3.9. Нелінійні моделі біполярного транзистора $n-p-n$ типу:
а) загальна модель; б) для активного режиму

У моделі рис. 3.9, а зазначені наступні параметри:

$\alpha_N = \frac{i_k}{i_e}$ – коефіцієнт передачі емітерного струму ($\alpha_N < 1$), індекс N – означає нормальне включення транзистора: перехід емітер-база відкритий, перехід колектор-база закритий;

$\alpha_I = \frac{i_e}{i_k} < 1$ – коефіцієнт передачі колекторного струму при інверсному включенні транзистора: перехід емітер-база закритий, перехід колектор-база відкритий;

r'_6 – омичний опір тіла бази, B' – внутрішня точка бази.

В обчислювальних методах аналізу транзисторних схем широко використовується *нелінійна модель транзистора Гуммеля-Пуна*. Це дуже точна модель, але для її опису потрібна велика кількість параметрів. Так, для аналізу в широкому частотному діапазоні необхідно 25 параметрів транзистора. Послідовне спрощення моделі Гуммеля-Пуна зрештою призводить до моделі рис. 3.9.

На практиці в аналогових пристроях найчастіше використовується активний (нормальний) режим транзистора, тому загальну модель можна спростити.

Так як в нормальному режимі перехід колектор-база закритий, то струм i_2 дорівнює зворотному струму колекторного переходу ($i_2 = -I_{кб0}$), тобто дуже малий, тому в емітерному колі струмом $\alpha_I i_2$ можна знехтувати порівняно зі струмом відкритого емітерного переходу. Модель біполярного транзистора для активного режиму наведено на рис. 3.9, б. У цій моделі індекс N опущений, $\alpha = \frac{i_k}{i_e}$ – статичний (інтегральний) коефіцієнт передачі струму емітера.

На практиці в аналогових пристроях найчастіше використовується активний (нормальний) режим транзистора, тому загальну модель можна спростити.

Так як в нормальному режимі перехід колектор-база закритий, то струм i_2 дорівнює зворотному струму колекторного переходу ($i_2 = -I_{кб0}$), тобто дуже малий, тому в емітерному колі струмом $\alpha_I i_2$ можна знехтувати порівняно зі струмом відкритого емітерного переходу. Модель біполярного транзистора для активного режиму наведено на рис. 3.9, б. У цій моделі індекс N опущений, $\alpha = \frac{i_k}{i_e}$ – статичний (інтегральний) коефіцієнт передачі струму емітера.

– статичний (інтегральний) коефіцієнт передачі струму емітера.

Для транзистора $p-n-p$ типу полярність живлячих напруг необхідно змінити на протилежні, тому і в моделях рис. 3.9 напрямки всіх струмів і діодів необхідно змінити на протилежні.

Таким чином, відповідно до моделі рис. 3.9, б струм колектора в активному режимі біполярного транзистора дорівнює

$$i_k = \alpha i_e + I_{кб0}. \quad (3.13)$$

Якщо використовується включення біполярного транзистора зі спільним емітером, то зручніше використовувати моделі, представлені на рис. 3.10.

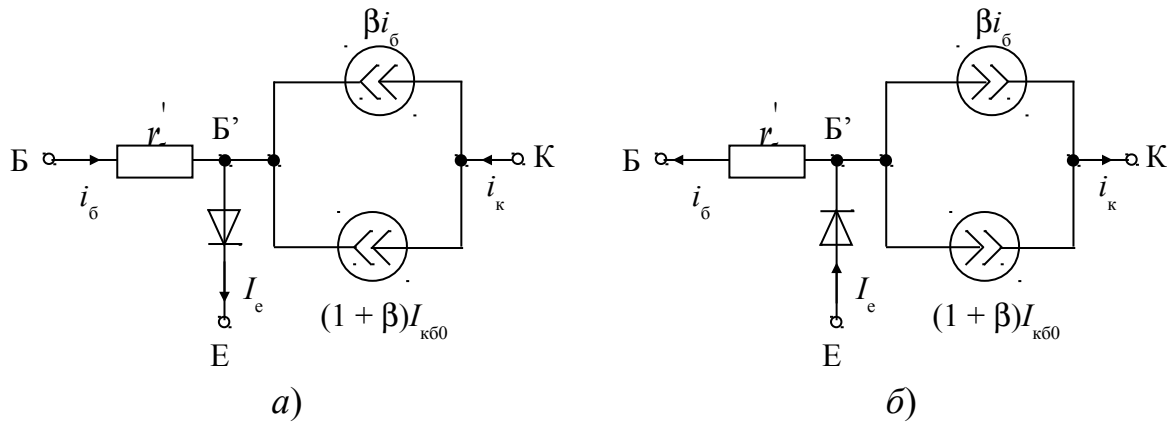


Рис. 3.10. Нелінійні моделі біполярного транзистора для схеми зі спільним емітером: а) *n-p-n* транзистора; б) *p-n-p* транзистора

У моделях рис. 3.10, підставивши $i_e = i_b + i_k$, отримаємо

$$\beta = \frac{i_k}{i_b} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (3.14)$$

статичний коефіцієнт передачі струму бази, причому $\beta \gg 1$, так як $i_b \ll i_k$, тоді

$$\alpha = \frac{i_k}{i_e} = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (3.15)$$

Підставивши у вираз (3.13) вираз (3.15), знайдемо струм колектора

$$i_k = \beta i_b + (1 + \beta) I_{kб0}, \quad (3.16)$$

що відображено в моделях (3.10).

Нелінійні моделі біполярного транзистора (рис. 3.9 і 3.10) використовуються при аналізі питань, пов'язаних з постійними складовими і великим сигналом, так як в цьому випадку необхідно враховувати нелінійність вольт-амперних характеристик транзистора.

3.4.2. Лінійні моделі біполярного транзистора для малого сигналу

При малих рівнях сигналу (порівняно з постійними складовими струмів і напруг) використовувані ділянки вольт-амперних характеристик БТ можна вважати лінійними, тобто при малих сигналах транзистор працює в лінійному режимі, наприклад, для каскаду зі СЕ виконуються наступні нерівності: $I_{бт} \ll I_{б0}$, $U_{бет} \ll U_{бе0}$, $I_{кт} \ll I_{к0}$, $U_{кет} \ll U_{ке0}$. Для інших схем включення БТ аналогічні нерівності також виконуються. При цьому параметри транзистора не залежать від сигналу, а визначаються тільки положенням робочої точки на статичних вольт-амперних характеристиках. Це дозволяє замінити транзистор його лінійної моделлю і скористатися диференціальними параметрами транзистора.

До числа основних диференціальних параметрів біполярного транзистора відносяться:

1) Диференціальний коефіцієнт передачі емітерного струму, званий також коефіцієнтом передачі струму схеми зі спільною базою,

$$h_{21б} = \left(\frac{di_k}{di_e} \right)_{U_{кб} = \text{const}},$$

можна вважати, що $h_{21б} \approx \alpha$.

2) Диференціальний коефіцієнт передачі струму бази, званий також коефіцієнтом підсилення струму схеми зі спільним емітером,

$$h_{21е} = \left(\frac{di_k}{di_b} \right)_{U_{ке} = \text{const}},$$

можна вважати, що $h_{21е} \approx \beta$.

Між $h_{21е}$ і $h_{21б}$ існує однозначний зв'язок

$$h_{21е} = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}}, \quad h_{21б} = \frac{h_{21е}}{1 + h_{21е}}, \quad (3.17)$$

$h_{21е} \gg 1$, $h_{21б} < 1$, $h_{21б} \approx 0,98 \dots 0,995$ – близький до 1.

Значення $h_{21е}$ із зазначенням технологічного розкиду ($h_{21е \text{ min}} \dots h_{21е \text{ max}}$) цього параметра наводяться у довідковій літературі.

3) Диференціальний опір емітерного переходу

$$r_e = \left(\frac{du_{еб}}{di_e} \right)_{U_{кб} = \text{const}}.$$

Вольт-амперну характеристику ідеального емітерного переходу можна апроксимувати наступною функцією

$$i_e = I_{еб0} \left(e^{\frac{u_{еб}}{\phi_T}} - 1 \right), \quad (3.18)$$

де $I_{еб0}$ – зворотний струм емітерного переходу,

$u_{еб}$ – напруга емітер-база,

$\phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурний потенціал,

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – стала Больцмана,

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона,

T – абсолютна температура в град. К.

Для температури $T = \text{°K}$ значення $\phi_T \approx 0,026$ В.

Знайдемо диференціальний опір емітерного переходу в робочій точці O , коли для кремнієвих транзисторів $U_{еб0} \approx (0,5 \dots 0,7)$ В, для германієвих транзисторів $U_{еб0} \approx (0,3 \dots 0,4)$ В. Таким чином, для обох типів транзисторів виконується умова $U_{еб0} \gg \phi_T$. У цьому випадку вираз (3.18) можна спростити

$$i_e = I_{еб0} e^{\frac{u_{еб}}{\phi_T}},$$

а величина

$$\frac{1}{r_e} = \frac{di_e}{du_{eб'}} = \frac{1}{\varphi_T I_{eб0}} e^{\frac{u_{eб'}}{\varphi_T}}$$

Диференціальний опір r_e знаходимо в робочій точці, тому

$$i_{e0} = I_{eб0} e^{\frac{u_{eб'}}{\varphi_T}}, \text{ тоді } \frac{1}{r_e} = \frac{I_{e0}}{\varphi_T}$$

Так як можна вважати, що $I_{e0} \approx I_{к0}$, то

$$r_e = \frac{\varphi_T}{I_{к0}} = \frac{0,026}{I_{к0}} \quad (3.19)$$

Формула (3.19) зазвичай використовується для розрахунку r_e германієвих транзисторів, для кремнієвих транзисторів уводиться поправочний коефіцієнт, тоді

$$r_{eSi} = \frac{0,034}{I_{к0}} \quad (3.20)$$

4) Коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку за напругою

$$\mu_{ек} = \left(\frac{du_{eб}}{du_{кб}} \right)_{I_e = \text{const}}$$

Значення цього коефіцієнта незначне, і надалі впливом цього параметра можна знехтувати.

5) Омичний опір тіла бази $r'_б$ залишається незмінним як для постійного струму, так і для прирощень. Його значення може наводитися у довідниках у вигляді двох параметрів:

- для низькочастотних транзисторів наводиться значення $r'_б$;

- для високочастотних та НВЧ транзисторів наводиться значення постійної часу кола зворотного зв'язку $\tau_k = r'_б C_k$ і значення ємності колекторного переходу

$$C_k, \text{ тоді } r'_б \approx \frac{\tau_k}{C_k}$$

Крім диференціальних параметрів важливу роль у роботі транзистора відіграє зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$, значення якого при різних значеннях температури навколишнього середовища наводяться у довідковій літературі. Струм $I_{кб0}$ малий, у кремнієвих транзисторів він, принаймні, на (2...3) порядки менший, ніж у германієвих при $T = 300$ °К. Але струм $I_{кб0}$ різко зростає при збільшенні температури: у 2 рази у германієвих транзисторів і у 3 рази у кремнієвих транзисторів при зміні температури на 10 °К, тому вплив струму $I_{кб0}$ необхідно враховувати при розрахунку нестабільності режиму.

Для виконання синтезу та аналізу схем необхідна модель транзистора для сигналу. Модель транзистора обирається замість реального підсилювального елемента. Кожна теоретична модель строго описує поведінку реального транзистора лише при виконанні певного комплексу умов-обмежень, накладених при побудові моделі. Тому, перш ніж застосовувати ту чи іншу модель, необхідно переконатися у виконанні обмежень, прийнятих при побудові моделі.

У теорії аналогових пристроїв набули поширення два класи моделей підсилюючих елементів:

- 1) формалізовані моделі;
- 2) фізичні моделі.

Формалізовані моделі підсилюючих елементів

Формалізовані моделі засновані на поданні підсилювального елемента як активного чотириполюсника, який може бути описаний однією з шести систем рівнянь, що зв'язують між собою вхідні і вихідні струми і напруги. Найбільш часто використовуються системи рівнянь із z -, y - та h -параметрами. Для біполярних транзисторів найчастіше використовується система h -параметрів, які легко визначити експериментально, для польових транзисторів і електронних ламп частіше використовується система y -параметрів.

У режимі малого сигналу амплітуди струмів і напруг змінних складових у багато разів менші постійних складових цих самих струмів і напруг. У цьому випадку для підсилювального елемента можна користуватися диференціальними параметрами, що характеризують його в робочій точці, а сам підсилювальний елемент вважати активним лінійним чотириполюсником. Як приклад розглянемо систему рівнянь з h -параметрами, що зв'язує струми і напруги біполярного транзистора у схемі зі СЕ:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{бe}} &= h_{11e}I_{\text{б}} + h_{12e}U_{\text{кe}}, \\ I_{\text{к}} &= h_{21e}I_{\text{б}} + h_{22e}U_{\text{кe}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

У загальному випадку струми, напруги і h -параметри є комплексними величинами, це показано рисками в позначеннях. Для області середніх частот, де можна не враховувати частотні властивості транзисторів, h -параметри представляють собою наступні дійсні величини:

$$h_{11e} = \left. \frac{\partial U_{\text{бe}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{кe}} = \text{const}} \quad - \text{вхідний опір транзистора у схемі зі СЕ при короткому}$$

замиканні у вихідному колі ($\Delta U_{\text{кe}} = 0$, $U_{\text{кe0}} = \text{const}$);

$$h_{12e} = \left. \frac{\partial U_{\text{бe}}}{\partial U_{\text{кe}}} \right|_{I_{\text{б0}} = \text{const}} \quad - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою у схемі зі}$$

СЕ при холостому ході у вхідному колі ($\Delta I_{\text{б}} = 0$, $I_{\text{б0}} = \text{const}$);

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{кe0}} = \text{const}} \quad - \text{коефіцієнт передачі струму бази (коефіцієнт підсилен-}$$

ня струму в схемі зі СЕ) при короткому замиканні у вихідному колі ($\Delta U_{\text{кe}} = 0$, $U_{\text{кe0}} = \text{const}$);

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{кe}}} \right|_{I_{\text{б0}} = \text{const}} \quad - \text{вихідна провідність транзистора у схемі зі СЕ при хо-}$$

лостому ході у вхідному колі ($\Delta I_{\text{б}} = 0$, $I_{\text{б0}} = \text{const}$).

Визначення холостий хід і коротке замикання відносяться до сигналу, постійні напруги і струми (положення робочої точки) залишаються незмінними.

Еквівалентну схему біполярного транзистора у схемі зі СЕ для системи h -параметрів наведено на рис. 3.11.

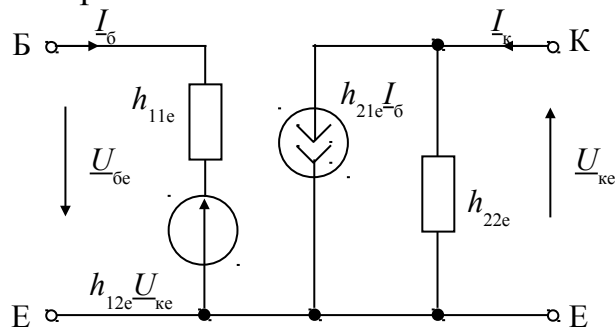


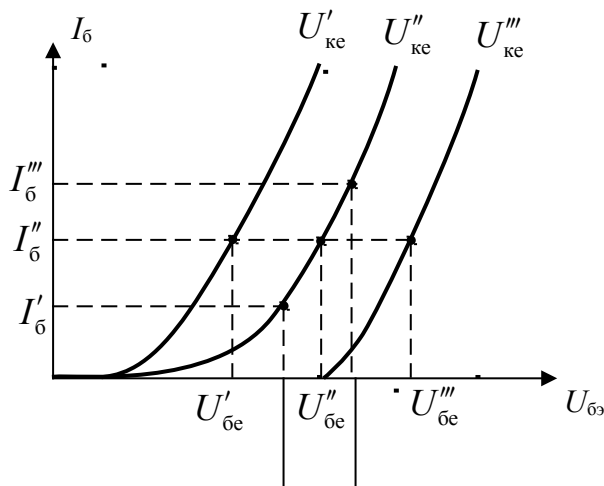
Рис. 3.11. Модель транзистора в схемі зі спільним емітером для h -параметрів

Аналогічно можна визначити параметри і для інших систем рівнянь і схем включення підсилювального елемента. Так як параметр $h_{12e} \ll 1$, то в моделі рис. 3.11 можна виключити генератор $h_{12e}U_{ке}$ (закоротивши його).

Чисельні значення деяких параметрів у режимі малого сигналу наводяться у довідковій літературі. Слід пам'ятати, що наведені у довідковій літературі значення параметрів є усередненими і справедливі тільки при зазначеному положенні робочої точки в режимі вимірювання параметрів, а також частоти, на якій проводилося це вимірювання. У довідковій літературі зазвичай наводяться графіки, що показують залежності параметрів транзистора від положення робочої точки. Користуючись цими графіками, можна перерахувати параметри для іншого режиму.

Параметри в режимі малого сигналу можна визначити і за сімействами ВАХ транзистора методом скінченного приросту, оскільки частинні похідні у системі рівнянь (3.11) наближено можна замінити відношеннями скінченних приростів.

На рис. 3.12 і 3.13 показано побудову, що дозволяє визначити h -параметри біполярного транзистора у схемі зі СЕ у заданій робочій точці O .



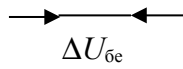


Рис. 3.12. Визначення параметрів h_{11e} і h_{12e} за вхідними ВАХ транзистора

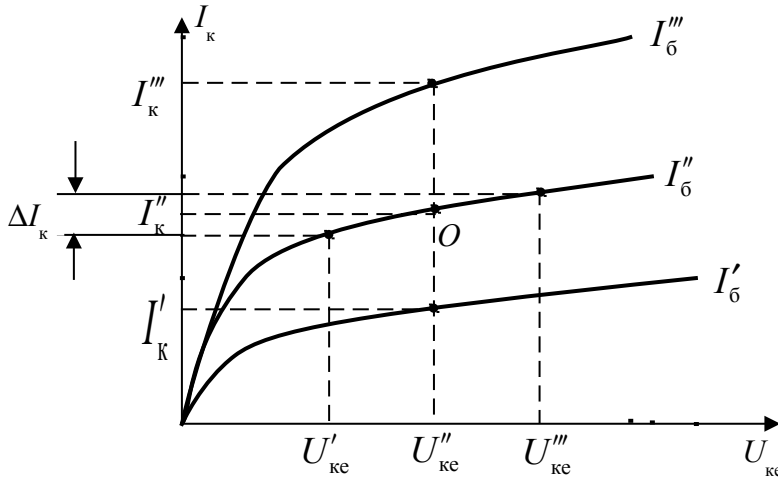


Рис. 3.13. Визначення параметрів h_{21e} і h_{22e} за вихідними ВАХ транзистора

Для отримання більш точних значень диференціальних параметрів приріст струмів і напруг поблизу робочої точки O повинен бути невеликим і симетричним.

Визначимо диференціальні параметри транзистора у схемі зі СЕ:

$$\begin{aligned}
 h_{11e} &= \left. \frac{\Delta U_{бe}}{\Delta I_{б}} \right|_{U_{ке} = \text{const}} = \left. \frac{\Delta U_{бe}}{I_{б}''' - I_{б}'} \right|_{U_{ке} = \text{const}} ; \\
 h_{12e} &= \left. \frac{\Delta U_{бe}}{\Delta U_{ке}} \right|_{I_{б} = \text{const}} = \left. \frac{U_{бe}''' - U_{бe}'}{U_{ке}''' - U_{ке}'} \right|_{I_{б} = \text{const}} ; \\
 h_{21e} &= \left. \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} \right|_{U_{ке} = \text{const}} = \left. \frac{I_{к}''' - I_{к}'}{I_{б}''' - I_{б}'} \right|_{U_{ке} = \text{const}} ; \\
 h_{22e} &= \left. \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{ке}} \right|_{I_{б} = \text{const}} = \left. \frac{\Delta I_{к}}{U_{ке}''' - U_{ке}'} \right|_{I_{б} = \text{const}} .
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Дуже часто у довідниках наводиться тільки одна вхідна (базова) характеристика. У такому випадку коефіцієнт зворотного зв'язку h_{12e} можна прийняти рівним нулю.

Диференціальні h -параметри транзистора можна визначати експериментально, не користуючись сімействами статичних характеристик, підставляючи у формули (3.22) чисельні значення, виміряні у заданій робочій точці.

Фізичні моделі біполярного транзистора

Наочнішими є фізичні моделі біполярного транзистора. Вони досить наочно відображають фізичні властивості транзистора.

Раніше було розглянуто нелінійні моделі біполярного транзистора (рис. 3.9, 3.10). Ці моделі використовуються при аналізі роботи схем, пов'язаних з великим сигналом, наприклад, при аналізі *вихідних каскадів*.

Як зазначалося вище, для аналізу схем з малими сигналами можна скористатися *диференціальними параметрами* біполярного транзистора. Візьмемо за основу модель рис. 3.10, а, так як на практиці частіше використовують кремнієві біполярні транзистори *n-p-n*-типу. Генератор постійного струму $(1 + h_{21e})I_{к60}$ виключимо, оскільки нас цікавлять змінні складові, і замість нього уведемо *диференціальний опір колекторного переходу* r_k . Емітерний перехід також замінимо його *диференціальним опором* r_e . Диференціальний опір колекторного переходу в активному режимі біполярного транзистора (коли колекторний перехід закритий, а емітерний перехід відкритий) можна вважати приблизно рівним $r_k = (1...2)$ МОм. Диференціальний опір відкритого емітерного переходу можна апроксимувати виразами (3.19) або (3.20).

Диференціальний коефіцієнт передачі струму бази (коефіцієнт підсилення струму) позначимо

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial i_k}{\partial i_b} \right|_{U_{кe0} = \text{const}},$$

так як він рівний коефіцієнту підсилення струму схеми зі спільним емітером.

Із збільшенням частоти коефіцієнт підсилення струму h_{21e} зменшується, залежність h_{21e} від частоти можна апроксимувати наступною функцією

$$\underline{h}_{21e} = \frac{h_{21e0}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21e}}}}, \quad (3.23)$$

де h_{21e0} – коефіцієнт підсилення струму транзистора на низькій частоті. Можна вважати, що $h_{21e0} \approx \beta$, тобто він дорівнює статичному коефіцієнту передачі струму бази. Таким чином, h_{21e} є комплексною величиною. Залежність модуля коефіцієнта підсилення струму бази від частоти наведено на рис. 3.14 (за обома осями використано логарифмічний масштаб).

У формулі (3.23) і на рис. 3.14 частота $f_{h_{21e}}$ називається *граничною частотою коефіцієнта передачі струму бази біполярного транзистора*. На частоті $f_{h_{21e}}$ коефіцієнт передачі $|h_{21e}(f)| = 0,707 h_{21e0} = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{2}}$. Частотні властивості біполярних транзисторів частіше оцінюють *граничною частотою* $f_{гp}$, на якій модуль $|h_{21e}(f)| = 1$ (рис. 3.14). У довідниках зазвичай наводять значення модуля $|h_{21e}|$ на зумовленій частоті f , тоді

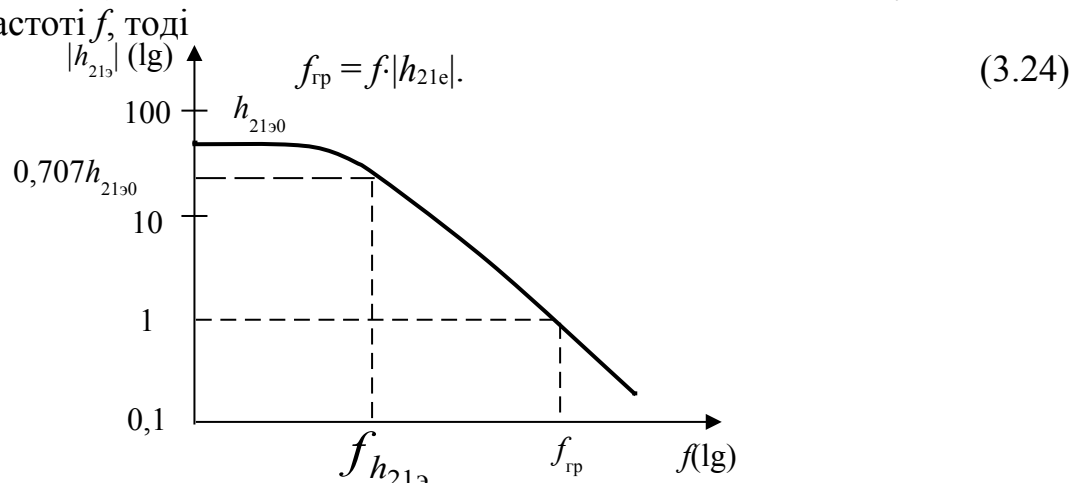


Рис. 3.14. Залежність модуля коефіцієнта підсилення струму від частоти

За значенням граничної частоти $f_{гр}$ виконується класифікація біполярних транзисторів за частотними властивостями: низькочастотні ($f_{гр} \leq 3$ МГц), високочастотні ($3 \text{ МГц} < f_{гр} \leq 30 \text{ МГц}$), надвисокочастотні ($f_{гр} > 30 \text{ МГц}$).

Наприклад: для транзистора КТ909 Б у довіднику зазначається, що на частоті $f = 100$ МГц модуль коефіцієнта підсилення струму дорівнює: 1) не менше 5 ($|h_{21e}| = 5$), тоді $f_{гр \text{ min}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 5 = 500$ МГц; 2) типове значення 6,5 ($|h_{21e \text{ тип}}| = 6,5$), тоді $f_{гр \text{ тип}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 6,5 = 650$ МГц.

Причиною зменшення коефіцієнта підсилення h_{21e} на високих частотах є відставання по фазі змінного струму колектора від змінного струму емітера. Воно викликане інерційністю процесу переміщення носіїв через базу від емітерного переходу до колектора, а також інерційністю процесів накопичення і розсмоктування заряду у базі. Час пробігу носіїв у базі невеликий, але на високих частотах у десятки мегагерц і вище він порівнянний з періодом коливань сигналу і викликає помітний фазовий зсув між струмами колектора і емітера. За рахунок зсуву фаз на високих частотах зростає змінний струм бази, а від цього зменшується коефіцієнт підсилення струму h_{21e} .

Відповідно, можна визначити частоту h_{216} – граничну частоту коефіцієнта передачі струму емітера (коефіцієнта передачі струму схеми зі спільною базою), якщо апроксимувати залежність h_{216} від частоти аналогічною функцією

$$\underline{h}_{216} = \frac{h_{2160}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{216}}}} \quad (3.25)$$

Так як $h_{2160} \approx 1$, то отримаємо $f_{h_{216}} \approx f_{гр}$. Якщо врахувати, що $h_{21e} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}}$,

можна показати, що

$$f_{h_{21e}} \approx \frac{f_{гр}}{1 + h_{21e0}} \quad (3.26)$$

Таким чином, біполярний транзистор, включений за схемою зі СБ, має кращі частотні властивості, ніж у схемі зі СЕ.

На високих частотах необхідно враховувати також ємності переходів: колекторного та емітерного. Ці ємності визначаються між внутрішньою точкою бази Б' і відповідними виводами колектора К й емітера Е. В активному режимі транзистора колекторний перехід (Б'-К) закритий, тому ємність колекторного переходу C_k зумовлена, в основному, зарядною (бар'єрною) ємністю. Значення цієї ємності наводиться у довідниках. Ємність емітерного переходу являє собою

суму зарядної та дифузійної ємностей. Так як дифузійна ємність для відкритого переходу значно перевищує значення зарядної ємності, у більшості схем можна враховувати тільки дифузійну ємність емітерного переходу, яку можна розрахувати за формулою

$$C_{\sigma'e} \approx \frac{1}{2\pi f_{гр} r'_e} \quad (3.27)$$

Омічний опір бази r'_b (рис. 3.10) залишається незмінним як для постійних, так і для змінних складових. Високочастотні властивості біполярного транзистора можна характеризувати також параметром

$$\tau_k = r'_b \cdot C_k, \quad (3.28)$$

який називається *постійною часу кола зворотного зв'язку*, так як через ємність C_k і резистор r'_b частина колекторної вихідної напруги передається на вхід транзистора. Цей зворотний зв'язок називається внутрішнім, він погіршує високочастотні властивості транзистора, тому, чим τ_k менше, тим частотні властивості транзистора кращі. Отже, якщо не зазначено значення r'_b , його можна розрахувати за формулою:

$$r'_b = \frac{\tau_k}{C_k}, \quad (3.29)$$

так як τ_k і C_k зазвичай вказуються у довідниках.

Таким чином, з нелінійної моделі біполярного транзистора (рис. 3.10) отримана фізична лінійна Т-подібна модель біполярного транзистора для малого сигналу, яка зображена на рис. 3.15.

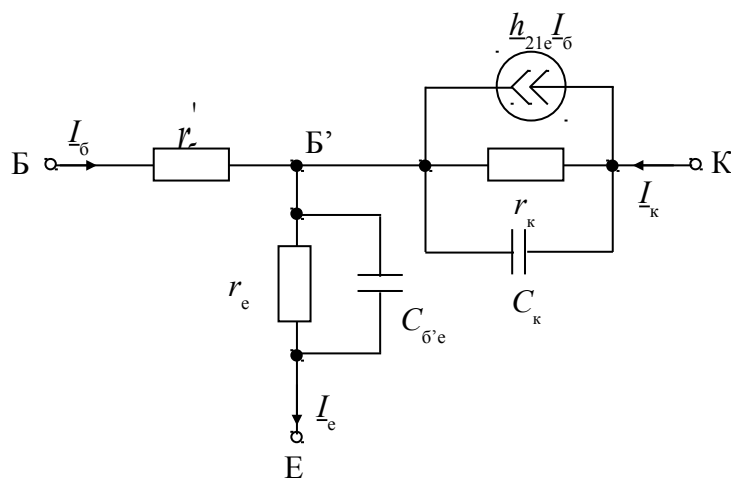


Рис. 3.15. Т-подібна модель біполярного транзистора для малого сигналу

Напрямок стрілок залежного генератора струму визначається напрямком задаючого (управляючого) струму бази I_{δ} і рівнянням, що зв'язує струми в транзисторі $I_e = I_{\delta} + I_k$. Він не залежить від типу транзистора: $n-p-n$ або $p-n-p$. Якщо напрямок струму бази I_{δ} змінити на протилежний, що відповідає іншому півперіоду вхідного сигналу, напрямок стрілок I_k та I_e також необхідно змінити на протилежний.

Фізична Т-подібна модель наочна і відповідає нашим уявленням про фізичні процеси, що відбуваються у біполярному транзисторі. Вона може бути використана для будь-якої схеми включення біполярного транзистора, тому що являє собою триполюсну схему.

Т-подібну модель зручно використовувати на низьких і середніх частотах, коли можна не враховувати вплив міжелектродних ємностей C_k та $C_{\delta'e}$ і комплексність коефіцієнта передачі h_{21e} .

На високих частотах використання цієї моделі при аналізі роботи схем призводить до громіздких виразів через досить складні формули (3.23). На більш високих частотах (близьких до f_{TP}) наведену модель (рис. 3.15) необхідно ускладнювати, враховуючи індуктивності виводів, а також інші паразитні параметри транзистора.

Більш універсальною є П-подібна модель біполярного транзистора, зображена на рис. 3.16. Ця модель отримана шляхом еквівалентних перетворень з Т-подібної моделі (рис. 3.15). У П-подібній моделі позначено:

$$r_{\delta'e} = r_e(1 + h_{21e}); \quad (3.30)$$

$$r_{ке} = \frac{r_k}{1 + h_{21e}}; \quad (3.31)$$

$$S_{\Pi} = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\Pi}} = \frac{h_{21\delta}}{r_e} = \frac{h_{21e}}{(1 + h_{21e})r_e}, \quad (3.32)$$

тут S_{Π} – крутизна транзистора, U_{Π} – напруга на переході Б'-Е. Генератор струму $I = S_{\Pi} \cdot U_{\Pi}$ характеризує підсилювальні властивості біполярного транзистора.

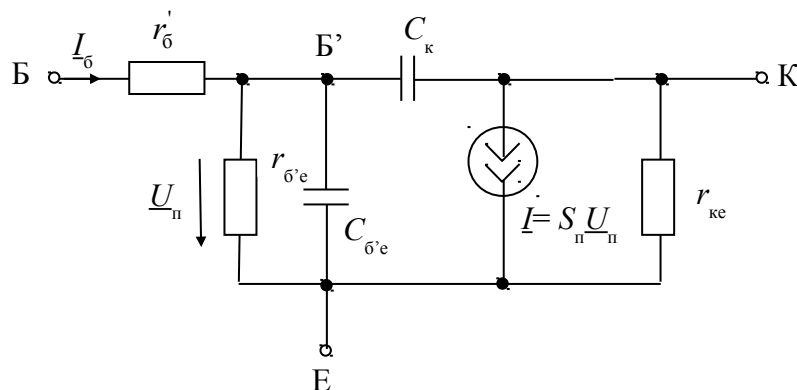


Рис. 3.16. П-подібна модель біполярного транзистора

3.5. Робота біполярного транзистора у схемі

3.5.1. Схеми включення БТ за змінним струмом та їх властивості

Як зазначалося раніше, біполярний транзистор для змінного струму в якості чотирьохполюсника може бути включений за трьома схемами: зі спільним емітером (СЕ), зі спільною базою (СБ) та спільним колектором (СК).

Принцип підсилення у всіх цих схемах однаковий, але властивості схем різні. Схеми підсилювачів за змінним струмом представлені на рис. 3.17.

Порівнюємо основні властивості різних схем включення БТ. Порівняння виконаємо за основними показниками: зміни фази вихідного сигналу відносно фази вхідного (інвертування або неінвертування сигналу); наскрізного коефіцієнту підсилення; вхідного і вихідного опору; частотними властивостями; нелінійними спотвореннями.

Схему зі *спільним емітером* за змінним струмом (без кіл живлення) подано на рис. 3.17, а; $R_{н-}$ – опір навантаження змінному струму; схема зі *спільною базою* – на рис. 3.17, б; схема зі *спільним емітером* – на рис. 3.17, в.

На цих схемах зазначено полярність змінних напруг і струмів.

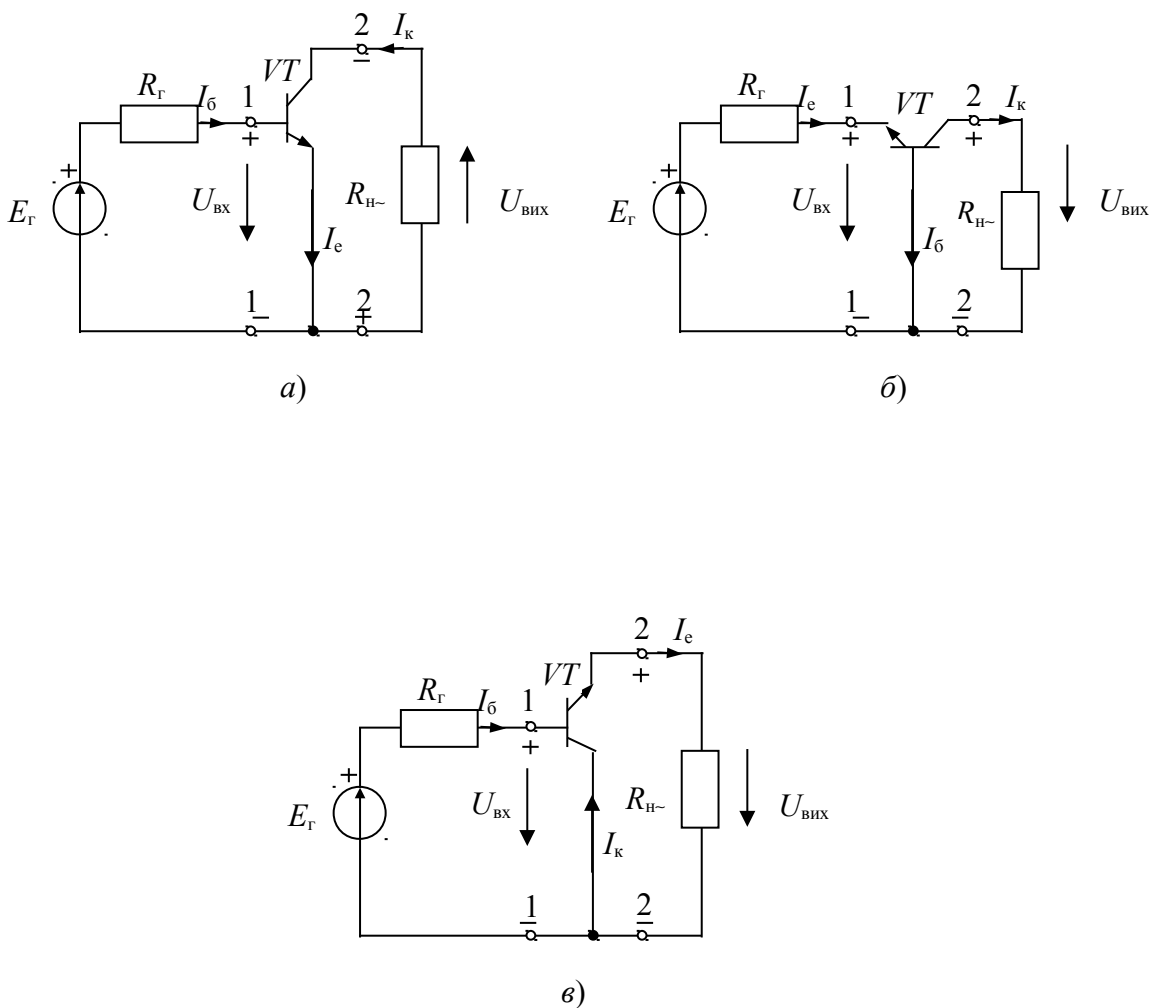


Рис. 3.17. Схеми включення БТ за змінним струмом:

а) зі спільним емітером; б) зі спільною базою; в) зі спільним колектором

Характерним для підсилювача із *спільним емітером* є зміна фази підсилюваного сигналу на π , тобто підсилювач інвертує сигнал (*інвертуючий підсилювач*). Розглянутий підсилювач забезпечує найбільший наскрізний коефіцієнт підсилення, так як підсилює і струм, і напругу; має середні значення вхідного і вихідного опорів. Однак підсилювач із спільним емітером має найгірші частотні властивості і найбільші нелінійні спотворення.

У схемі із *спільною базою* полярність підсилюваного сигналу не змінюється (*неінвертуючий підсилювач*). Наскрізний коефіцієнт підсилення менший, ніж у схемі із спільним емітером, так як не підсилює струм, але підсилює напругу. Вхідний опір мінімальний порівняно з іншими схемами включення, вихідний опір максимальний. Схема має найкращі частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

У схемі із *спільним колектором* полярність підсилюваного сигналу не змінюється (*неінвертуючий підсилювач*). Коефіцієнт підсилення напруги трохи менший одиниці, але схема підсилює струм. Схема має максимальний вхідний і мінімальний вихідний опір, досить хороші частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

Оскільки напруга на виході підсилювача, зібраного за схемою із спільним колектором, за величиною і фазою близька до вхідної напруги і ніби повторює її, такий підсилювач називають *емітерним повторювачем*.

Властивості розглянутих підсилювачів визначили області їх застосування. Найбільш широко застосовуються підсилювальні каскади із спільним емітером, так як він має найбільший наскрізний коефіцієнт підсилення.

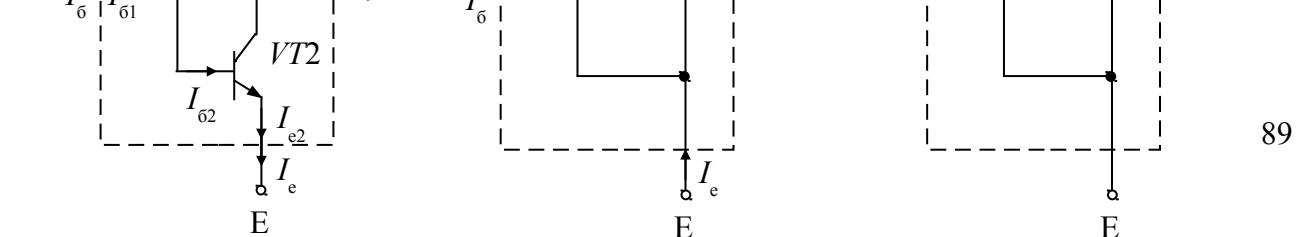
Підсилювальні каскади із спільною базою (СБ) що мають найкращі частотні властивості, застосовуються на ВЧ та НВЧ, а також у *каскадних схемах*. Каскадна схема являє собою з'єднання двох каскадів, зібраних за схемою: спільний емітер-спільна база (СЕ-СБ). Каскадні схеми широко використовуються на ВЧ та НВЧ.

Підсилювальні каскади із спільним колектором (емітерні повторювачі) використовуються в якості вхідних та вихідних каскадів, а також в якості узгоджувальних каскадів (трансформаторів опорів).

3.5.2. Складені транзистори. Каскадні схеми

В якості підсилювального елемента можна використовувати не тільки один транзистор, а і комбінацію з двох або більше транзисторів. Таку комбінацію називають *складеним транзистором*. Найбільш часто складений транзистор являє собою комбінацію з двох транзисторів з безпосереднім зв'язком між ними. Складений транзистор має три виводи, еквівалентні за своїм використанням базі, колектору та емітеру, тобто він веде себе як одиночний транзистор, але має свої параметри (рис. 3.5.2).

Схеми і параметри найбільш часто вживаних складених транзисторів наведені на рис. 3.5.2.



a)
б)
в)
 Рис. 3.18. Складені транзистори: *a)* *n-p-n*-типу; *б)* *p-n-p*-типу;
в) каскодна схема

Найбільшого поширення отримала схема рис. 3.18, *a*, відома під назвою схеми Дарлінгтона.

Знайдемо еквівалентний коефіцієнт підсилення струму пари Дарлінгтона.

$$h_{21e} = \frac{I_k}{I_b} = \frac{I_{k1} + I_{k2}}{I_{b1}} = \frac{h_{21e1} \times I_{b1} + h_{21e2} \times I_{b2}}{I_{b1}},$$

але $I_{b2} = I_{e1} = (1 + h_{21e1})I_{b1}$, тоді

$$h_{21e} = \frac{(h_{21e1} + h_{21e2}(1 + h_{21e1})) \times I_{b1}}{I_{b1}} = h_{21e1} + h_{21e2} + h_{21e1} \times h_{21e2}.$$

Якщо h_{21e1} і h_{21e2} мають значення (50...100), то еквівалентний коефіцієнт підсилення струму дорівнює

$$h_{21e} \approx h_{21e1} \cdot h_{21e2} \approx (2,5 \dots 10) \cdot 10^3,$$

тобто має велике значення.

Транзистори *VT1* і *VT2* у парі Дарлінгтона працюють при різних значеннях струмів колекторів: $I_{k1} = h_{21e1} \cdot I_{b1}$, $I_{k2} = h_{21e2} \cdot (1 + h_{21e1}) \cdot I_{b1}$, тобто струм $I_{k2} \gg I_{k1}$. Для вирівнювання струмів I_{e1} і I_{e2} , отже, вирівнювання I_{k1} і I_{k2} , паралельно емітерному переходу Б-Е транзистора *VT2* ставлять шунтуючий резистор.

На рис. 3.18, *б* наведено схему складеного транзистора *p-n-p*-типу. У цій схемі використані транзистори різного типу провідності: *VT1* – *p-n-p* типу, *VT2* – *n-p-n* типу. Еквівалентний коефіцієнт підсилення струму цієї схеми дорівнює

$$\begin{aligned} h_{21e} &= \frac{I_k}{I_b} = \frac{I_{e2}}{I_{b1}} = \frac{(1 + h_{21e2})I_{k1}}{I_{b1}} = \frac{(1 + h_{21e2})h_{21e1}I_{b1}}{I_{b1}} = \\ &= h_{21e1} + h_{21e2} \times h_{21e1} \approx h_{21e2} \times h_{21e1}. \end{aligned}$$

Таким чином, обидві схеми рис. 3.18, *a* і *б* мають великий еквівалентний коефіцієнт підсилення струму, рівний

$$h_{21e} \approx h_{21e2} \times h_{21e1}. \quad (3.33)$$

Складені транзистори широко застосовуються у сучасних підсилювачах з безтрансформаторним двотактним виходом.

Каскодна схема утворена з каскадно з'єднаних транзисторів, включених за схемою із СЕ та СБ. Еквівалентний коефіцієнт підсилення каскодної схеми дорівнює

$$h_{21e} = \frac{I_{к2}}{I_{б1}} = \frac{I_{e2} h_{21б2}}{I_{б1}}, \quad \text{де} \quad h_{21б2} = \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}}, \quad \text{але} \quad I_{e2} = I_{к1} = h_{21e1} \cdot I_{б1},$$

тоді

$$h_{21e} = h_{21e1} \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}} \approx h_{21e1}, \quad (3.34)$$

якщо $h_{21e2} \gg 1$.

Отже, коефіцієнт підсилення струму каскодної схеми практично рівний коефіцієнту підсилення струму транзистора $VT1$. Вхідний опір каскодного підсилювача визначається вхідним опором транзистора $VT1$.

Однак, каскодний підсилювач має важливу перевагу: слабкий вплив ємності колекторного переходу $C_{к1}$ транзистора $VT1$, оскільки транзистор $VT1$ навантажений на малий вхідний опір каскаду із СБ. У цьому випадку негативний зворотний зв'язок через ємність $C_{к1}$ малий і збільшення вхідної динамічної ємності суттєво менше, частотні властивості першого каскаду поліпшуються. А схема із СБ є дуже широкосмуговою. Тому каскодна схема має більш широку смугу пропускання, ніж один каскад із СЕ.

Хороша розв'язка входу і виходу в каскодних підсилювачі зменшує паразитний зв'язок, підвищує стійкість підсилювача. Так як транзистор $VT2$ включений за схемою із СБ, то і нелінійні спотворення каскодної схеми виходять меншими, ніж каскаду із СЕ. Практичних варіантів виконання каскодних схем існує багато. Каскодні підсилювачі широко застосовуються в резонансних каскадах, широкосмугових підсилювачах та мікросхемах.

3.5.3. Режими роботи підсилювального елемента у схемі

Режим роботи підсилювального елемента визначається положенням робочої точки O на наскрізній динамічній характеристиці підсилювального елемента. Точка спокою визначає величину струмів і напруг на виводах підсилювального елемента за відсутності вхідного сигналу.

Наскрізною динамічною характеристикою називають залежність вихідного струму $i_{\text{вих}}$ підсилювального елемента (ПЕ) від ЕРС джерела сигналу e_r : $i_{\text{вих}}(e_r)$, де $e_r = i_{\text{вх}} R_r + U_{\text{вх}}$. Для побудови цієї характеристики використовують статичні ВАХ підсилювального елемента і навантажувальну пряму.

Наскрізна динамічна характеристика дозволяє врахувати нелінійності як вхідного, так і вихідного кіл ПЕ.

Якщо підсилювальним елементом є *біполярний транзистор*, то наскрізна динамічна характеристика для схеми із СЕ являє собою залежність $i_k(e_r)$, де $e_r = i_b R_r + u_{бe}$.

Підсилювальні елементи можуть працювати в різних режимах, які відрізняються один від одного тим, що струм у вихідному колі ПЕ може протікати протягом різної частини періоду сигналу, що діє на його вході. *Розрізняють такі основні режими роботи підсилювальних елементів: А, В, С, D.*

Режим А. У режимі *А* точка спокою $I_{\text{вих}0}$ вибирається на прямолінійній ділянці наскрізної динамічної характеристики таким чином, щоб вхідний сиг-

нал знаходився у межах прямолінійної ділянки (рис. 3.19). Як впливає з рис. 3.19, в режимі *A* вихідний струм $i_{\text{вих}}$ існує протягом усього періоду підсилюваного сигналу e_r і практично повторює форму вхідного сигналу. Нелінійні спотворення вихідного сигналу виходять мінімальними. При цьому середнє значення вихідного струму дорівнює $I_{\text{вих сер}} \approx I_{\text{вих0}}$, воно більше амплітуди змінної складової $I_{\text{вих0}} > I_{\text{вих м}}$. Тому ККД каскаду в режимі *A* виходить невеликим: максимальний ККД в резисторних каскадах не перевищує 25 %, у трансформаторних – 50 %, реальний ККД значно менший.

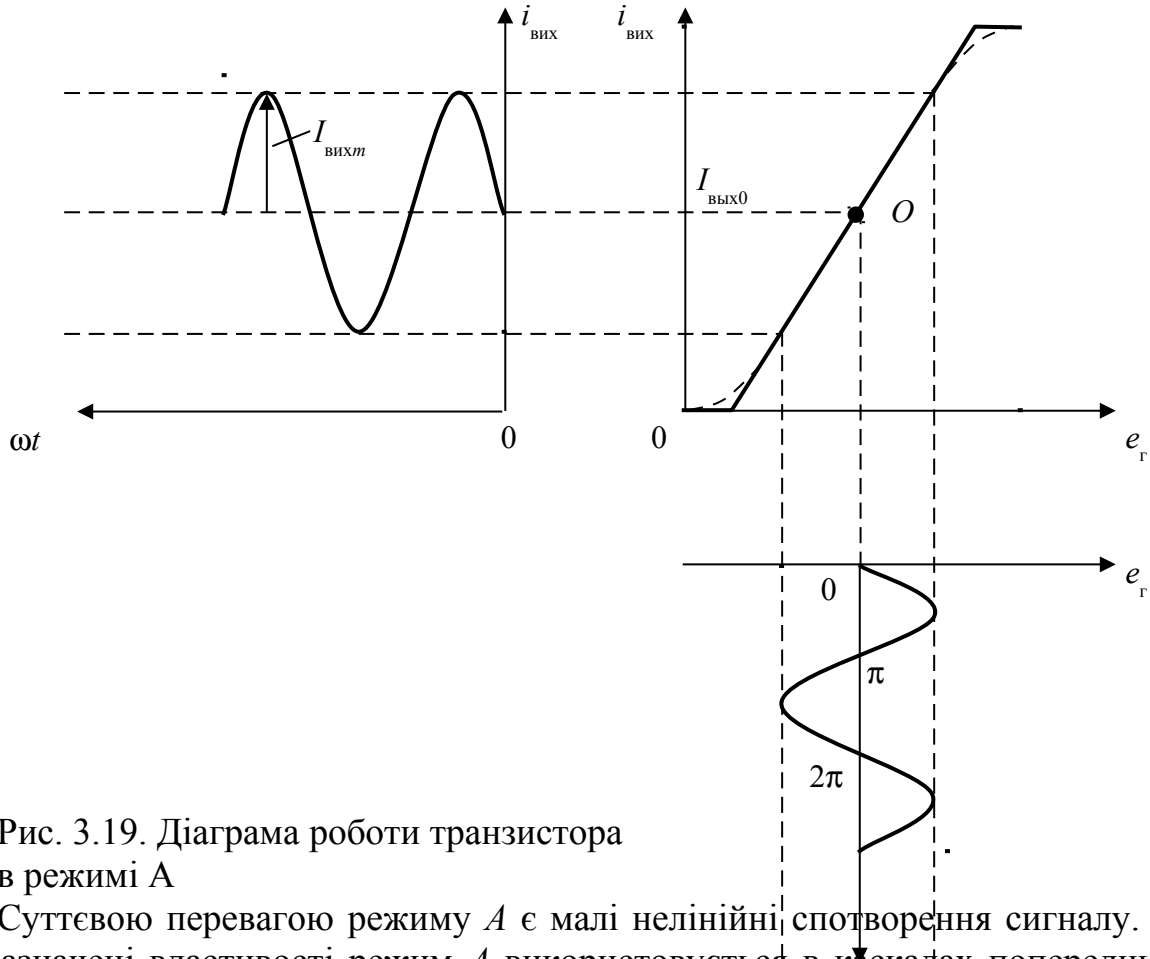


Рис. 3.19. Діаграма роботи транзистора в режимі *A*

Суттєвою перевагою режиму *A* є малі нелінійні спотворення сигналу. Через зазначені властивості режим *A* використовується в каскадах попереднього підсилення, а також у вихідних каскадах невеликої потужності ωt сті.

Режим B. При роботі транзистора в режимі *B* його вихідний струм існує протягом половини періоду підсилюваного сигналу, протягом іншої половини періоду струм дорівнює нулю, тобто каскад працює з відсічкою струму. Однак таке визначення режиму *B* справедливе тільки для ідеалізованого випадку, коли наскрізну динамічну характеристику апроксимують лінійно-ламаною прямою. При такій ідеалізації струм спокою $I_{\text{вих0}}$ в режимі *B* дорівнює нулю, проте в реальному випадку струм має мале кінцеве значення. На рис. 3.20, що ілюструє роботу транзистора в режимі *B*, безперервною лінією показана ідеальна наскрізна характеристика, штриховою – реальна.

При роботі транзистора з відсічкою вихідного струму вводять поняття кута відсічки Θ . Кут відсічки називають половиною тієї частини періоду, протягом якої існує вихідний струм. Вимірюється кут відсічки в радіанах або в градусах. Як впливає з діаграми рис. 3.20 в режимі *B*, в ідеалізованому випадку

ку $\theta = \frac{\pi}{2}$, в реальному $\theta > \frac{\pi}{2}$. У режимі *A* кут відсічки $\Theta = \pi$, тому що струм протікає протягом усього періоду вхідного сигналу.

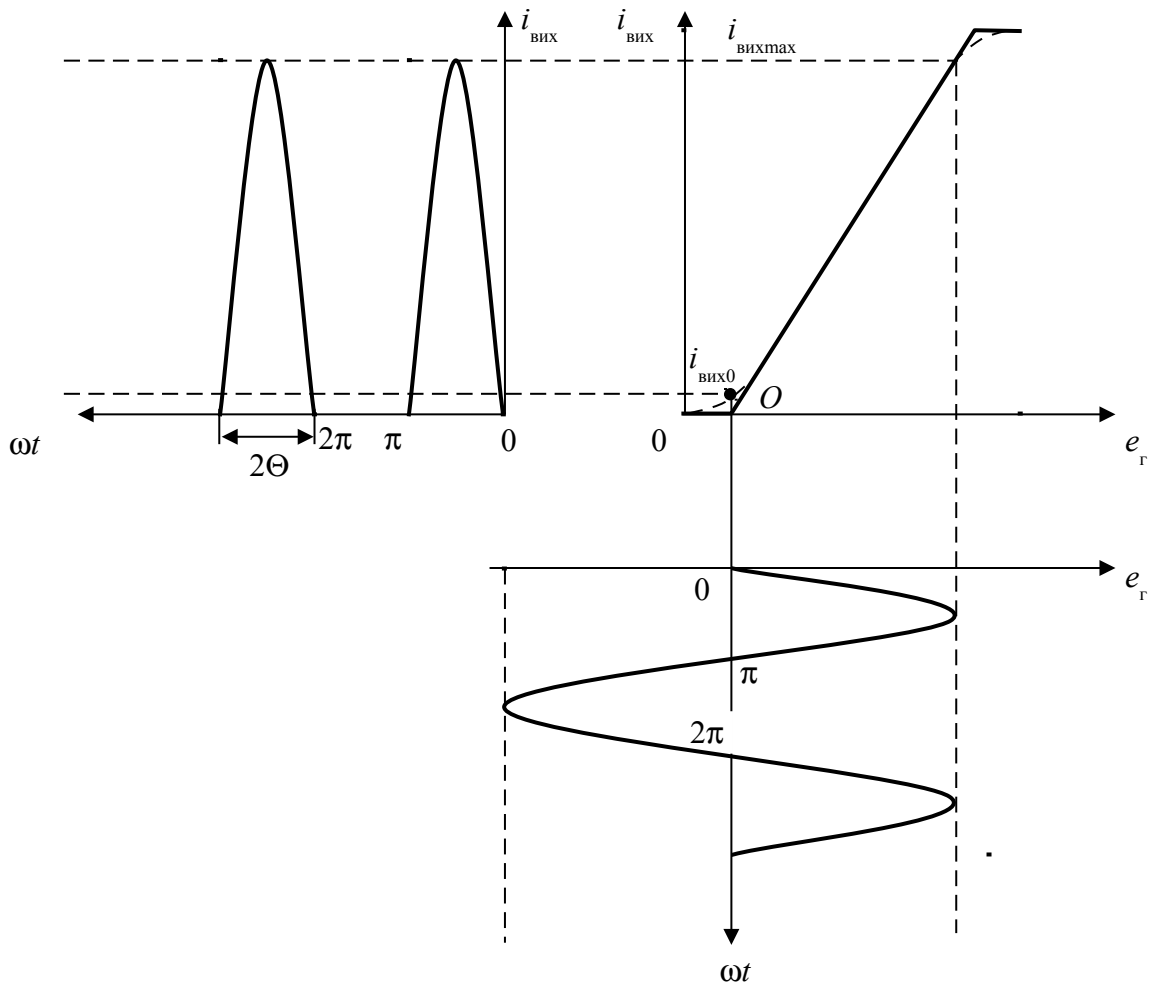


Рис. 3.20. Діаграма роботи транзистора в режимі *B*

Для визначення ККД каскаду в режимі *B* розкладемо імпульси вихідного струму в ряд Фур'є, вважаючи $\theta = \frac{\pi}{2}$:

$$i_{\text{вих}} = i_{\text{вих max}} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right), \quad (3.35)$$

де $i_{\text{вих max}}$ – максимальне значення вихідного струму.

Перший доданок виразу (3.35) являє собою середнє значення (постійну складову) вихідного струму

$$I_{\text{вих сер}} = \frac{1}{\pi} i_{\text{вих max}}, \quad (3.36)$$

далі розраховуються амплітуди гармонік.

Аналізуючи вираз (3.35), можна зробити низку важливих практичних висновків.

1. Середнє значення вихідного струму $I_{\text{вих сер}}$ залежить від рівня вхідного сигналу, за відсутності сигналу в ідеалізованому випадку струм від джерела живлення не споживається ($I_{\text{вих сер}} = 0$). У реальній схемі споживається слабкий струм $I_{\text{вих0}}$. При тривалій роботі підсилювача в режимі B витрата енергії джерела живлення виявляється значно меншою, ніж при роботі в режимі A . Це одна з головних переваг режиму B .

2. Амплітуда першої гармоніки в режимі B у $\pi/2 = 1,57$ разів більша середнього значення. В результаті максимальне значення ККД в режимі B (для ідеалізованого випадку) дорівнює

$$\eta_B = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{вих1m}} \times U_{\text{вих1m}}}{I_{\text{вих сер}} \times E_{\text{ж}}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{вих1m}}}{E_{\text{ж}}} \approx 0,785$$

(при $U_{\text{вих1m}} \approx E_{\text{ж}}$), для реальних схем – $\eta_B = 0,6$.

Істотним недоліком режиму B є високий рівень вищих гармонічних складових. Для підсилення гармонічних сигналів режим B можна використовувати тільки у двотактному вихідному каскаді. У двотактному каскаді одне плече працює протягом позитивного півперіоду сигналу, а інше – протягом негативного. У навантаженні обидва сигналу складаються, утворюючи повний сигнал.

В ідеальному двотактному каскаді (при повній симетрії схеми) парні гармоніки вихідного сигналу компенсуються, що призводить до зменшення нелінійних спотворень каскаду. Якщо у схемі існує несиметрія, нелінійні спотворення зростають. Через нелінійності реальної наскрізної характеристики (пунктирна лінія) нелінійні спотворення великі при малому рівні сигналу: у вихідному сигналі з'являється так звана «сходінка узгодження» (рис. 3.21).

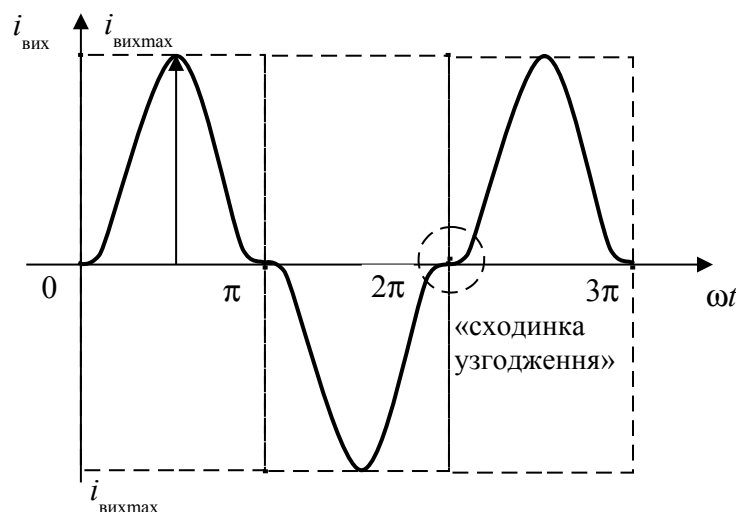


Рис. 3.21. Спотворений вихідний сигнал у двотактному каскаді в режимі B (при малому рівні сигналу)

Для зменшення «сходинки узгодження» необхідно збільшувати значення струму $I_{\text{вих}0}$, що призводить до зменшення ККД двотактного каскаду.

Режим С. Кут відсічки вихідного струму транзистора, що працює в режимі *С*, менший $\pi/2$, що забезпечується вибором точки спокою на осі абсцис лівіше точки перетину з нею ідеальної наскрізної характеристики (рис. 3.22). Характерним для режиму *С* є те, що за відсутності сигналу, а також при малому його рівні, вихідний струм дорівнює нулю.

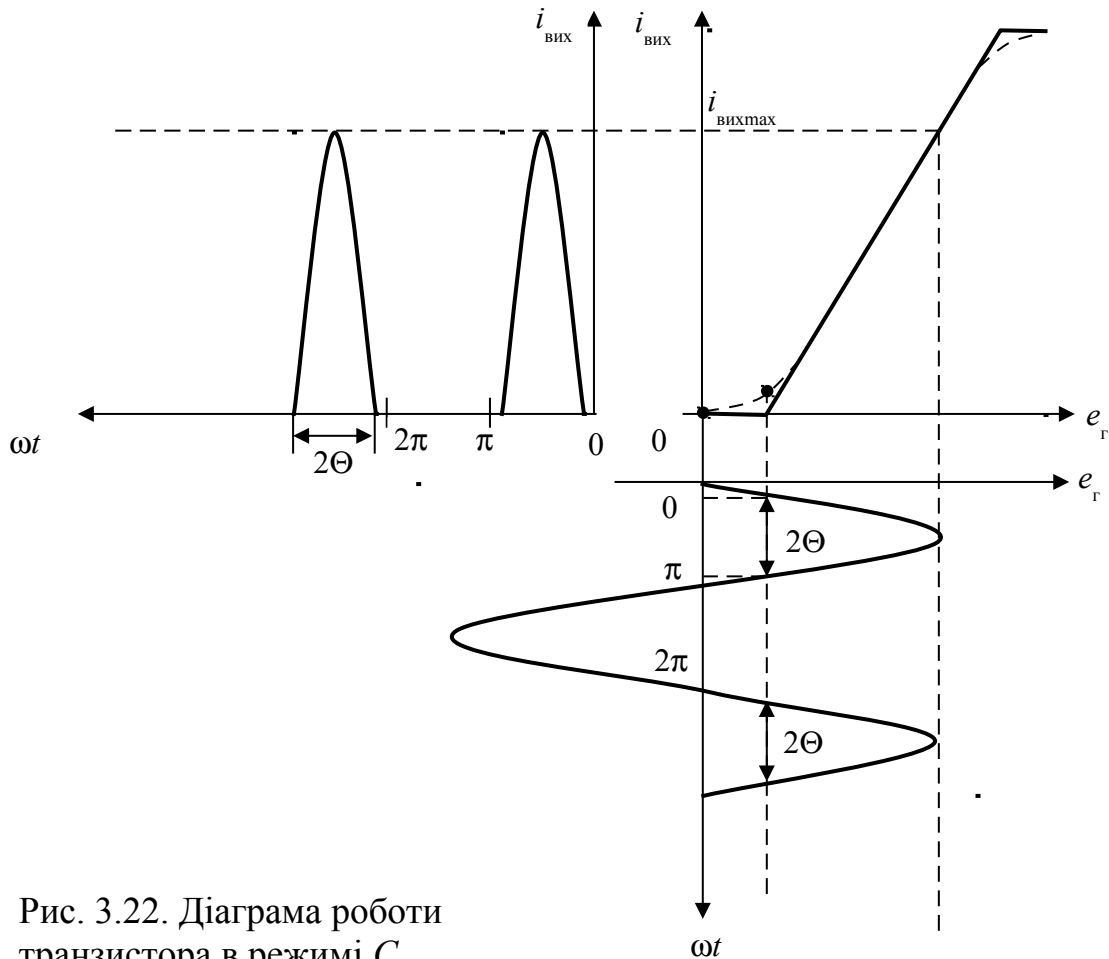


Рис. 3.22. Діаграма роботи транзистора в режимі *С*

Перевагою режиму *С* порівняно з режимами *А* і *В* є більш висока економічність. Але нелінійні спотворення сигналу в каскадах, що працюють у режимі *С*, значно більші. Через високий ККД режим *С* використовується у потужних каскадах, навантаженням яких є вибіркові кола, що здійснюють ефективне придушення вищих гармонік.

Режим D. Одним з недоліків режимів *А*, *В* і *С* є зменшення ККД при зменшенні амплітуди підсилюваного сигналу. Тому зміна в широких межах амплітуди сигналу призводить до зниження середнього ККД порівняно з його максимально можливим значенням. Цей недолік усунуто у каскадах з режимом *D*. У підсилюючих каскадах з режимом *D* транзистор працює у *ключовому режимі*, тобто знаходиться або у закритому, або у відкритому стані. Якщо підсилювальним елементом служить біполярний транзистор (БТ), то закритий стан БТ відповідає *режиму відсічки*, а відкритий – *режиму насичення*. У *режимі відсічки* вихідний струм транзистора у схемі із СЕ $i_{\text{вих}} = i_{\text{к}} + I_{\text{кб}0}(1 + h_{21\text{е}})$ мінімальний, а вихідна напруга $u_{\text{вих}} = u_{\text{кє}} \approx E_{\text{ж}}$ близький до максимального. У режимі насичення

вихідний струм у схемі із СЕ $i_{\text{вих}} = I_{\text{к нас}}$ максимальний, вихідна напруга мінімальна $u_{\text{вих}} = U_{\text{ке нас}}$. При ключовому режимі втрати енергії всередині біполярного транзистора малі, що дає можливість реалізувати ККД пристрою, близького до одиниці. Режим D широко використовується в імпульсних пристроях та цифровій техніці.

3.5.4. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах

Для роботи біполярного транзистора в каскадах, схеми яких наведено на рис. 3.17, необхідно увести кола живлення. Кола живлення забезпечують необхідний режим роботи транзистора, який визначається положенням точки спокою, як показано на рис. 3.19, 3.20, 3.22. Струми і напруги спокою БТ встановлюються подачею відповідних постійних напруг і струмів від джерела живлення. Під каскадом розуміють схему, в якій використовується, як правило, один біполярний транзистор (один підсилювальний елемент) або його еквівалент, як, наприклад, у разі використання складених транзисторів або каскодних схем.

Живлення кіл колекторів у підсилювачах на біполярних транзисторах зазвичай здійснюється від спільного джерела живлення, до якого паралельно підключаються живлячі кола (рис. 3.23).

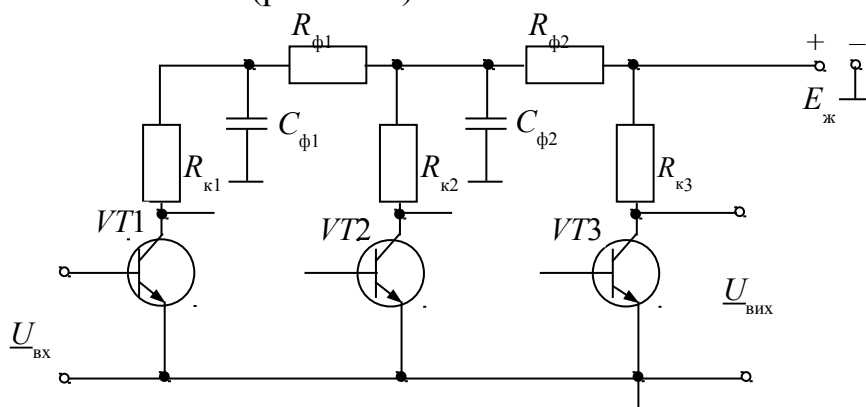
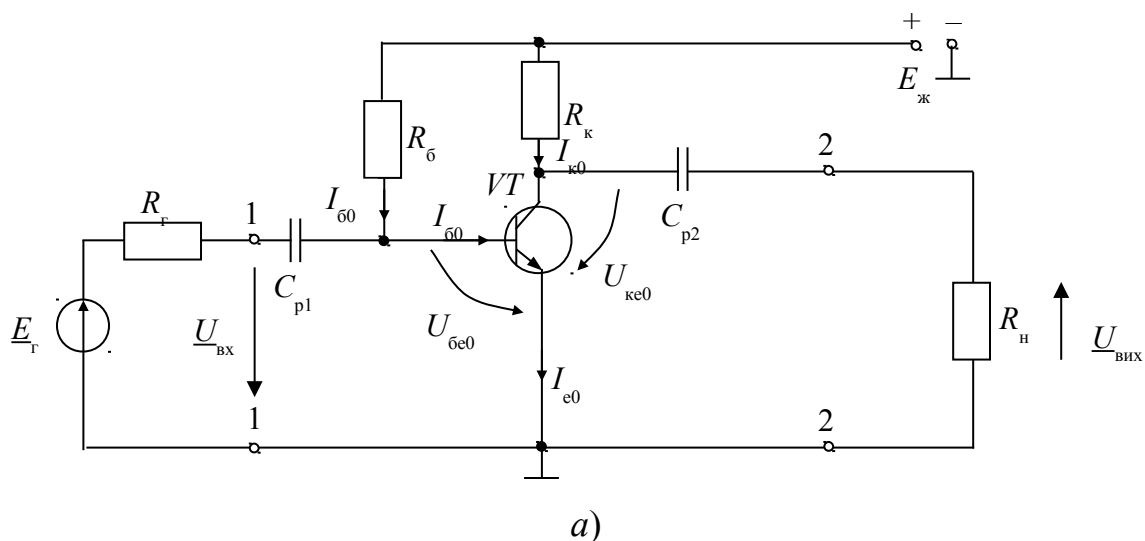


Рис. 3.23. Кола живлення колекторів від спільного джерела

При підключенні до одного джерела живлення колекторних кіл кількох каскадів змінна складова колекторного струму кожного з них створює змінну складову напруги на затискачах джерела живлення. Ця змінна складова напруги на затискачах $E_{\text{ж}}$ потім потрапляє на входи каскадів. Це призводить до виникнення паразитного міжкаскадного зв'язку через джерело живлення $E_{\text{ж}}$, який спотворює характеристики підсилювача, а іноді викликає його самозбудження. Для ослаблення цього зв'язку у колекторні кола включають розв'язуючі фільтри $C_{\text{ф}1}R_{\text{ф}1}$, $C_{\text{ф}2}R_{\text{ф}2}$, як показано на рис. 3.23. Фільтри послаблюють змінну складову напруги при передачі її від джерела живлення до колекторних кіл каскадів. Останній каскад зазвичай не має розв'язуючого фільтра, так як потребує найбільшої напруги живлення.

Для встановлення необхідного режиму роботи на базу транзистора подають напругу зміщення, яка задає положення точки спокою O (рис. 3.19, 3.20). Це зміщення бажано отримати від джерела колекторної напруги $E_{\text{ж}}$, так як при цьому для живлення всього підсилювача буде потрібно тільки одне джерело.

На рис. 3.24 показані найпростіші схеми подачі зміщення у коло бази біполярного транзистора. В обох каскадах транзистор працює в режимі *A* (рис. 3.19), тобто в режимі спокою (за відсутності вхідного сигналу) в транзисторі протікають постійні складові струму колектора $I_{к0}$, струму бази $I_{б0}$ і струму емітера $I_{е0} = I_{к0} + I_{б0}$. Оскільки зазвичай $I_{к0} \gg I_{б0}$, то можна вважати, що струм $I_{е0} \approx I_{к0}$. На виводах транзистора утворюються постійні напруги $U_{ке0}$ і $U_{бе0}$ (стрілки, як прийнято, спрямовані від плюса до мінуса). Розділяльні конденсатори C_{p1} і C_{p2} розділяють джерело сигналу, підсилювальний каскад і навантаження за постійним струмом. Значення ємностей розділяльних конденсаторів вибирають великими, щоб їх опори для нижньої частоти підсилюваного діапазону були невеликими.



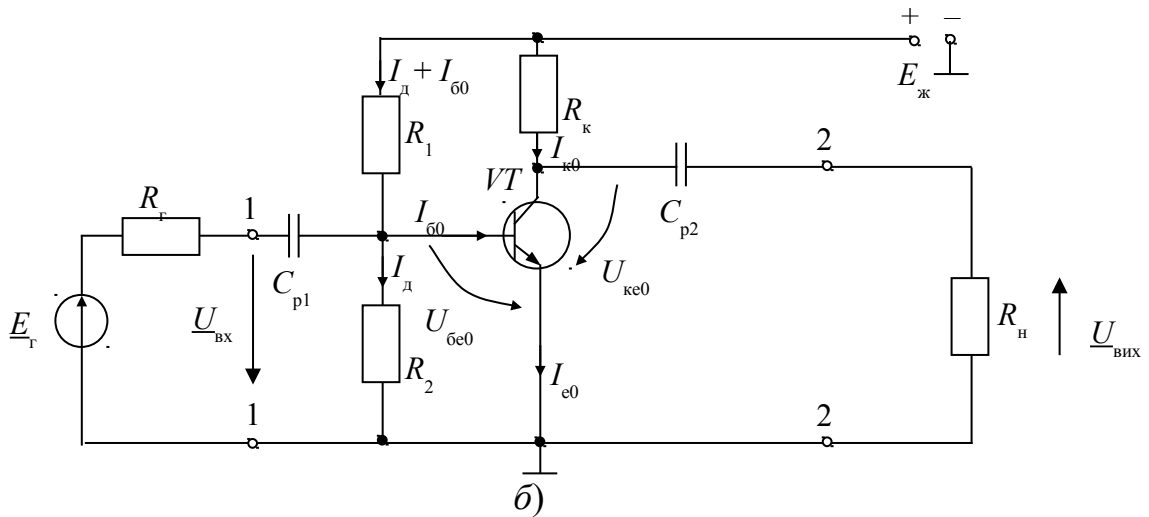


Рис. 3.24. Найпростіші схеми подачі зміщення у коло бази біполярного транзистора: а) фіксованим струмом бази; б) фіксованою напругою база – емітер

Схема подачі зміщення фіксованим струмом бази (рис. 3.24, а).

Розглянемо кола протікання постійних струмів і згідно з другим законом Кірхгофа складемо рівняння для цих кіл.

Струм бази $I_{б0}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{ж}$ через опір $R_{б}$, через перехід база – емітер і на спільний провід (корпус, мінус $E_{ж}$). Запишемо рівняння для кіл базового струму

$$E_{ж} = I_{б0}R_{б} + U_{бе0}. \quad (3.37)$$

З рівняння (3.37) знайдемо струм зміщення $I_{б0}$

$$I_{б0} = \frac{E_{ж} - U_{бе0}}{R_{б}} \approx \frac{E_{ж}}{R_{б}}, \quad (3.38)$$

так як зазвичай виконується нерівність $E_{ж} \gg U_{бе0}$.

З формули (3.38) випливає, що струм зміщення $I_{б0}$ практично не залежить від параметрів транзистора, має фіксоване значення, яке визначається лише напругою джерела живлення $E_{ж}$ і опором $R_{б}$. Значення $I_{б0}$ і $U_{бе0}$ задані режимом роботи транзистора (точка спокою O), тому для забезпечення заданого режиму необхідно визначити значення опору $R_{б}$

$$R_{б} = \frac{E_{ж}}{I_{б0}}. \quad (3.39)$$

Струм колектора протікає від плюса джерела живлення $E_{ж}$ через опір $R_{к}$, через перехід колектор – емітер і на корпус. Запишемо рівняння для кола колекторного струму

$$E_{ж} = I_{к0}R_{к} + U_{ке0}. \quad (3.40)$$

Значення $I_{к0}$ і $U_{ке0}$ задані режимом роботи, тоді опір $R_{к}$ дорівнюватиме

$$R_{к} = \frac{E_{ж} - U_{ке0}}{I_{к0}}. \quad (3.41)$$

Схема подачі зміщення фіксованою напругою база – емітер (рис. 3.24, б).

У схемі рис. 3.24, б необхідна напруга зміщення $U_{\text{бe0}}$ забезпечується за допомогою подільника напруги R_1 і R_2 у колі бази. Розглянемо кола протікання постійних струмів у цій схемі. Струм подільника $I_{\text{д}}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опори R_1 і R_2 на корпус. Струм бази $I_{\text{б0}}$ протікає від плюса $E_{\text{ж}}$ через опір R_1 , перехід база – емітер і на корпус. Для цих двох кіл складемо рівняння:

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}})R_1 + I_{\text{д}}R_2, \quad (3.42)$$

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}})R_1 + U_{\text{бe0}}. \quad (3.43)$$

Напруга зсуву

$$U_{\text{бe0}} = I_{\text{д}}R_2,$$

струм подільника знайдемо з рівняння (3.42)

$$I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{ж}} - I_{\text{б0}}R_1}{R_1 + R_2}.$$

Якщо вибрати $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б0}}$, то відповідно до рівняння (3.42) $I_{\text{д}} \approx \frac{E_{\text{п}}}{R_1 + R_2}$, а напруга зміщення

$$U_{\text{бe0}} = E_{\text{п}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (3.44)$$

тобто напруга зсуву $U_{\text{бe0}}$ має фіксоване значення, яке визначається лише напругою джерела живлення $E_{\text{ж}}$ і опорамі подільника R_1 і R_2 .

Для колекторного струму $I_{\text{к0}}$ коло протікання аналогічне схемі рис. 3.24, а, рівняння колекторного кола – формулі (3.40).

3.5.5. Розрахунок підсилювача зі спільним емітером

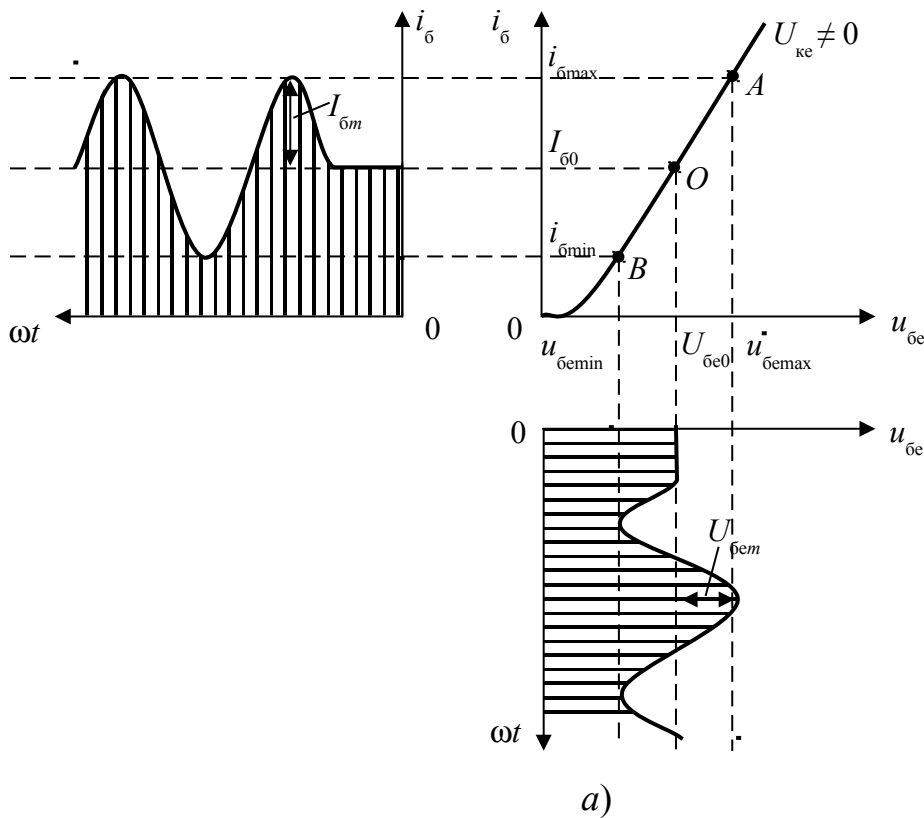
Розглянемо роботу підсилювального каскаду зі спільним емітером (рис. 3.24, а), коли на його вхід поданий гармонічний сигнал. За наявності ЕРС сигналу на вході підсилювача у колах транзистора з'являються змінні складові струмів і напруг. Розрахунок каскаду виконаємо графо-аналітичним методом, використовуючи статичні вольт-амперні характеристики транзистора, як показано на рис. 3.25. Каскад працює в режимі А. Для отримання невеликих нелінійних спотворень сигнал повинен розташовуватися в межах лінійних ділянок вхідної і вихідної ВАХ. Для цього необхідно задати режим роботи транзистора. Постійні струми і напруги у колах біполярного транзистора (БТ), що відповідають стану спокою ($I_{\text{б0}}$, $U_{\text{бe0}}$, $I_{\text{к0}}$, $U_{\text{ке0}}$), визначають *точку спокою* O на статичних характеристиках біполярного транзистора.

Графо-аналітичний аналіз наочний і дозволяє краще усвідомити роботу підсилювача. Для проведення графічного аналізу на сімействі вихідних характеристик транзистора будується лінія навантаження, тобто залежність $i_{\text{к}}(u_{\text{ке}})$ при включеному опорі навантаження.

Так як опори колекторного кола для постійного і змінного струмів різні: $R_{н=} = R_{к}$, $R_{н-} = \frac{R_{н} \cdot R_{к}}{R_{н} + R_{к}}$ (паралельного з'єднання $R_{к}$ і $R_{н}$), будують дві навантажувальні прямі: постійного струму $R_{н=}$ (штрихова лінія) і змінного струму $R_{н-}$ (неперервна лінія, $\text{tg } \alpha = \frac{1}{R_{н}}$). Обидві навантажувальні прямі перетинаються у точці спокою O . Найбільшу інформацію про роботу каскаду дає навантажувальна пряма змінного струму.

Для побудови навантажувальної прямої постійного струму скористаємося рівнянням (3.40). У координатах $I_{к}(u_{ке})$ це рівняння прямої лінії, яку побудуємо як лінію у відрізках:

- 1) при $i_{к} = 0$, $u_{ке} = E_{ж}$;
- 2) при $u_{ке} = 0$, $i_{к} = E_{ж}/R_{к}$ – це розрахункове значення координати.



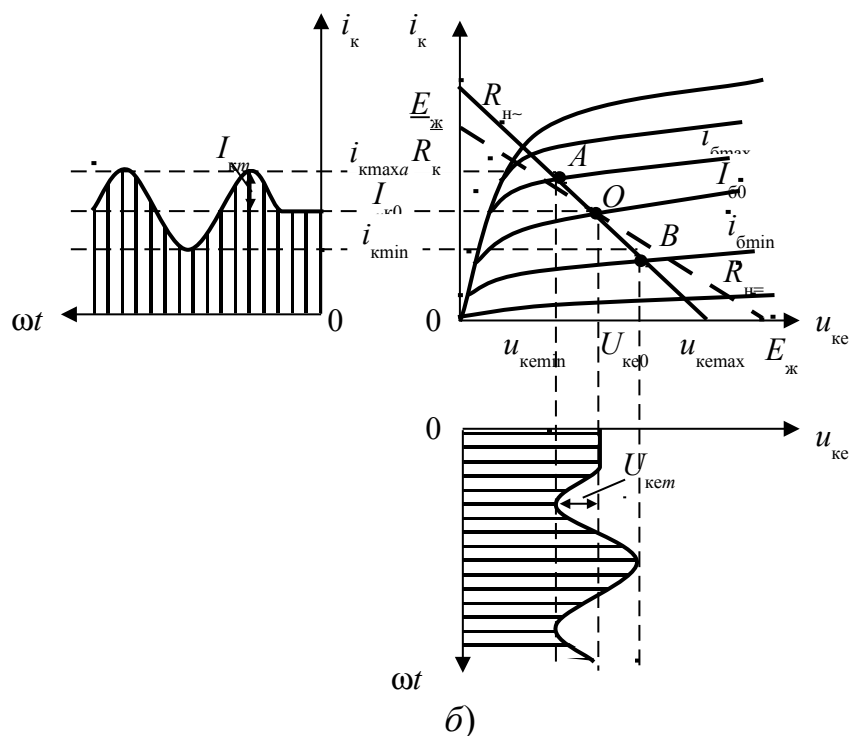


Рис. 3.25. Діаграма роботи підсилювача зі спільним емітером в режимі А

Відкладаючи точки 1 і 2 на відповідних осях і з'єднуючи їх прямою лінією, побудуємо навантажувальну пряму постійного струму (пунктирна лінія на рис. 3.25, б). У схемі рис 3.24, а положення точки спокою O на вхідній ВАХ задається фіксованим струмом бази (струмом зсуву)

$$I_{\text{б}0} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{б}e0}}{R_{\text{б}}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{R_{\text{б}}}, \quad (3.45)$$

так як $E_{\text{ж}} \gg U_{\text{б}e0}$.

У цьому випадку положення точки O на вихідній ВАХ задано точкою перетину статичної вихідної характеристики при $I_{\text{б}} = I_{\text{б}0}$ і навантажувальної прямої постійного струму (рис. 3.25, б). Координати цієї точки визначають струм спокою $I_{\text{к}0}$ і напругу спокою $U_{\text{к}e0}$. Між струмом $I_{\text{к}0}$ і напругою $U_{\text{к}e0}$ є однозначний зв'язок:

$$U_{\text{к}e0} = E_{\text{ж}} - I_{\text{к}0}R_{\text{к}}. \quad (3.46)$$

Нахил навантажувальної прямої постійного струму залежить від опору $R_{\text{к}}$.

Як видно з рис. 3.25, а, при подачі на вхід каскаду гармонічного сигналу

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \sin \omega t,$$

миттєва напруга між базою і емітером транзистора стає рівною

$$u_{\text{б}e} = U_{\text{б}e0} + U_{\text{б}em} \sin \omega t, \quad (3.47)$$

де $U_{\text{б}em} = U_{\text{вх}m}$.

При цьому положення робочої точки на вхідній характеристиці починає періодично змінюватися від точки A до точки B , миттєве значення струму бази змінюється з амплітудою $I_{\text{б}m}$:

$$i_{\text{б}} = I_{\text{б}0} + I_{\text{б}m} \sin \omega t.$$

З рис. 3.25, б випливає, що при зміні струму бази від величини $i_{бmax}$ до величини $i_{бmin}$ змінюється також положення робочої точки на вихідних характеристиках від точки A до точки B на навантажувальній прямій $R_{н-}$. При цьому змінюються струм колектора з амплітудою $I_{км}$ і напруга колектор – емітер з амплітудою $U_{кем}$; миттєві значення їх рівні:

$$i_k = I_{к0} + I_{км} \sin \omega t; \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} u_{ке} &= E_{ж} - I_{к0}R_{к} - I_{км} \sin \omega t \cdot R_{н-} = \\ &= U_{ке0} - I_{км} \sin \omega t \cdot R_{н-} = U_{ке0} - U_{кем} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Ординати на епюрах показують миттєві значення струмів і напруг (заштриховані ділянки на епюрах рис. 3.25).

За рівнянням (3.49) будемо навантажувальну пряму змінного струму (суцільна лінія), де кут нахилу цієї лінії дорівнює

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_{н-}} \quad (3.50)$$

Обидві навантажувальні прямі перетинаються у точці спокою O . У схемі рис. 3.24, а $R_{н=} > R_{н-}$, тому навантажувальні прямі проходять під різними кутами.

Зміна напруги $u_{ке}$ відбувається у протифазі зі зміною напруги $u_{бе}$. Вихідна напруга каскаду дорівнює змінній складовій напруги колектор – емітер, отже,

$$u_{вих} = U_{кем} \sin(\omega t - \pi), \quad (3.51)$$

а

$$u_{вих} = U_{бем} \sin \omega t.$$

Таким чином, каскад зі СЕ інвертує вхідний сигнал.

Амплітуда колекторного струму $I_{км}$ у багато разів більша амплітуди струму бази $I_{бм}$, так як коефіцієнт передачі струму бази у схемі зі СЕ $h_{21е} = \frac{I_{к}}{I_{б}} \gg 1$. Амплітуда колекторної напруги $U_{кем}$ у багато разів більша амплітуди вхідного сигналу $U_{бем} = U_{вхм}$, так як колекторна напруга у багато разів більша управляючої напруги на базі. Отже, каскад зі СЕ підсилює і струм, і напругу вхідного сигналу.

Користуючись графіками, наведеними на рис. 3.25, можна визначити основні параметри каскаду:

коефіцієнт підсилення струму

$$K_i = \frac{I_{км}}{I_{бм}}, \quad (3.52)$$

коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{U_{кем}}{U_{бем}}, \quad (3.53)$$

коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = K_u \cdot K_i;$$

вихідну потужність

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} I_{\text{км}} U_{\text{кем}} = \frac{1}{2} I_{\text{км}}^2 R_{\text{н}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{кем}}^2}{R_{\text{н}}}; \quad (3.54)$$

вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{бем}}}{I_{\text{бм}}}. \quad (3.55)$$

Потужність, споживана підсилювальним каскадом від джерела живлення, дорівнює

$$P_{\text{сп}} = E_{\text{ж}} \cdot I_{\text{к сер}} \approx E_{\text{ж}} \cdot I_{\text{к0}}, \quad (3.56)$$

так як в режимі *A* при малих нелінійних спотвореннях $I_{\text{к сер}} = I_{\text{к0}}$.

Частина цієї потужності, у вигляді потужності змінного струму, віддається навантаженню, частина витрачається на опорі $R_{\text{к}}$, а залишок розсіюється на колекторі. За відсутності сигналу $P_{\text{вих}} = 0$, потужність розсіювання на колекторі максимальна і дорівнює

$$P_{\text{к0}} = U_{\text{ке0}} \cdot I_{\text{к0}}. \quad (3.57)$$

Спожита колектором енергія переходить в тепло і призводить до нагрівання колекторного переходу. Для того, щоб транзистор не вийшов з ладу, повинна виконуватися така нерівність

$$P_{\text{к0}} \leq 0,9 P_{\text{к макс}}, \quad (3.58)$$

де $P_{\text{к макс}}$ – максимально допустима потужність розсіювання на колекторі. Значення потужності $P_{\text{к макс}}$ залежить від типу транзистора, максимальної температури навколишнього середовища $T_{\text{с макс}}^{\circ}$, максимально допустимої температури переходу $T_{\text{п макс}}^{\circ}$ і теплового опору перехід – навколишнє середовище $R_{\text{т (п-с)}}$ град / Вт:

$$P_{\text{к макс}} = \frac{T_{\text{п макс}}^{\circ} - T_{\text{с макс}}^{\circ}}{R_{\text{т(п-с)}}}. \quad (3.59)$$

Значення $P_{\text{к макс}}$, $T_{\text{п макс}}^{\circ}$ и $R_{\text{т(п-с)}}$ зазвичай зазначаються у довідковій літературі.

Повний коефіцієнт корисної дії (ККД) каскаду дорівнює відношенню корисної потужності (вихідної) до спожитої

$$\eta = P_{\text{вих}} / P_{\text{сп}}.$$

Для резисторних каскадів (рис. 3.24) повний ККД $\eta < 0,25$.

3.5.6. Резисторні каскади на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації

На рис. 3.26 наведено принципові схеми резисторних каскадів на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму: на рис. 3.26, *a* – схема зі спільним емітером; на рис. 3.26, *б* – схема зі спільною базою; на рис. 3.26, *в* – схема зі спільним колектором.

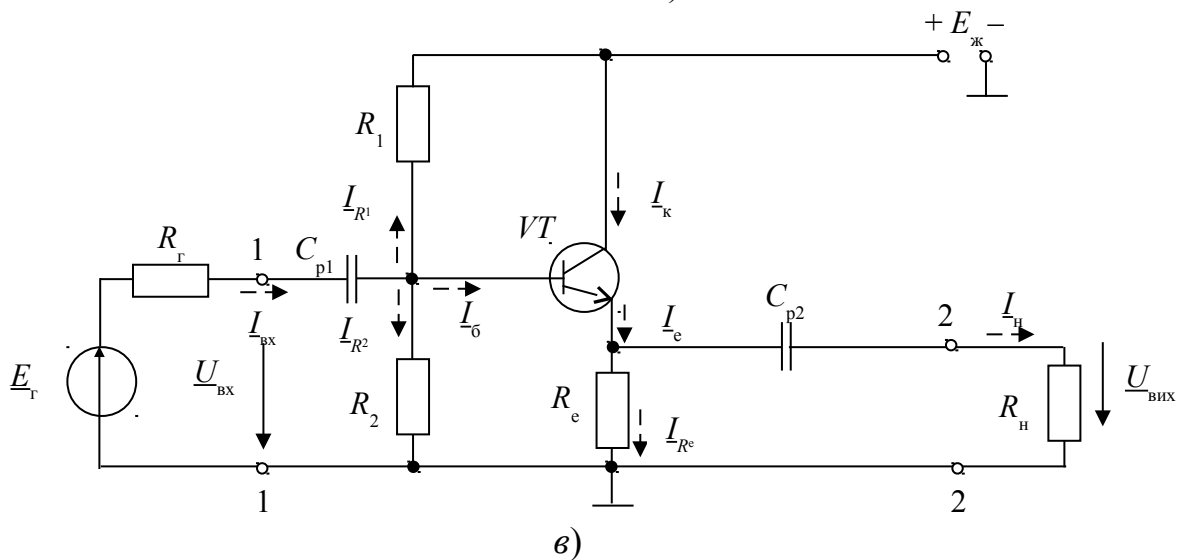
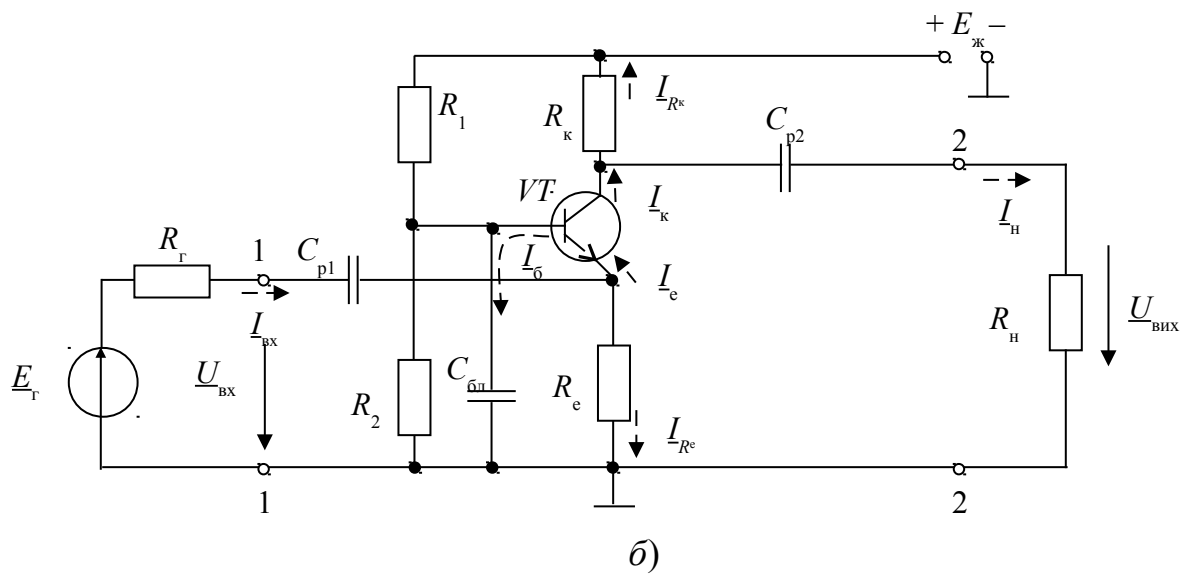
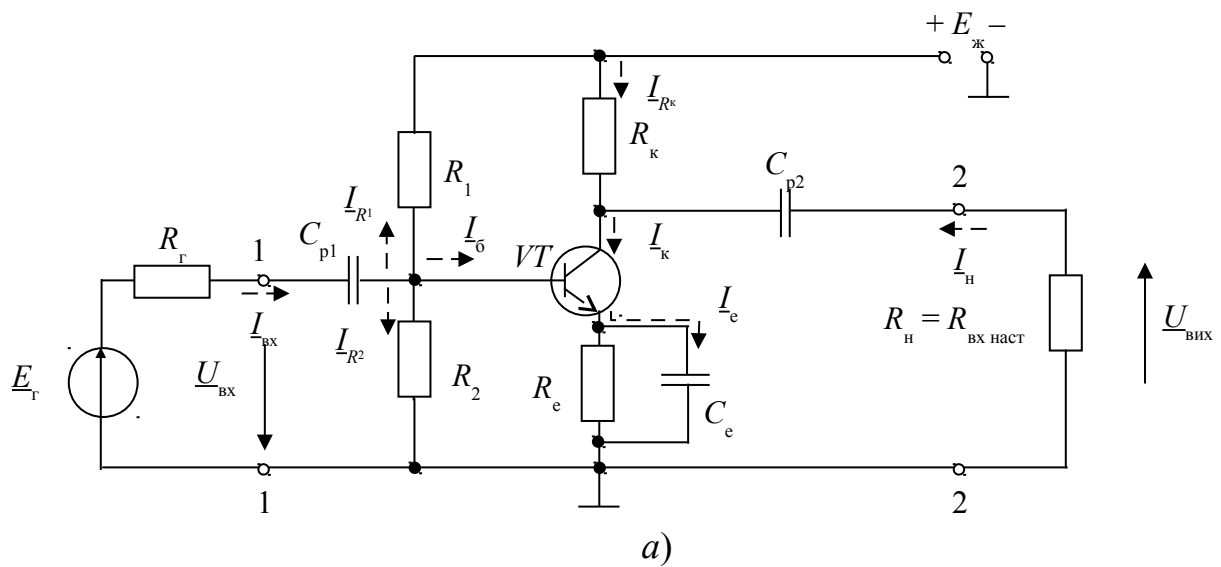


Рис. 3.26. Резисторні каскади на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму: а) зі спільним емітером; б) зі спільною базою; в) зі спільним колектором

У всіх схемах рис. 3.26 використовуються однакові кола живлення колекторного кола і подачі зміщення у коло бази від спільного джерела живлення $E_{ж}$. Каскади працюють в режимі *A*. Для подачі зміщення використовується резистивний подільник R_1, R_2 . Для стабілізації режиму у коло емітера включений резистор R_e , падіння напруги на якому дорівнює

$$U_{R_e} = I_{e0}R_e \approx I_{k0}R_e, \quad (3.60)$$

тобто прямо пропорційно постійної складової струму колектора I_{k0} . Напруга зсуву в цих схемах дорівнює

$$U_{бэ0} = I_d R_2 - U_{R_e} = I_d R_2 - I_{k0} R_e, \quad (3.61)$$

де струм подільника I_d дорівнює $I_d = \frac{E_{ж}}{R_1 + R_2}$.

При збільшенні температури струм колектора I_{k0} збільшується. Як випливає з формули (3.61) напруга зміщення $U_{бэ0}$ при цьому зменшується, зменшується також струм зміщення $I_{б0}$. Так як струм колектора дорівнює $I_{k0} = h_{21e} I_{б0}$, тобто прямо пропорційний струму бази $I_{б0}$, то струм колектора I_{k0} також зменшується. Такий негативний зворотній зв'язок за постійним струмом призводить до стабілізації струму I_{k0} , при цьому стабілізується і напруга $U_{кe0}$. Отже, стабілізується положення робочої точки (точки спокою O) на вихідних характеристиках.

Шляхи протікання змінних струмів у схемах рис. 3.26 показані пунктирними лініями. Напрямки цих струмів задає полярність джерела сигналу $E_{г}$ і рівняння, що зв'язує струми транзистора $I_e = I_k + I_b$. Змінні струми і напруги у загальному випадку є комплексними величинами.

У схемах використані розділяльні конденсатори C_{p1} і C_{p2} , які розділяють каскад, джерело сигналу і навантаження за постійним струмом. Ці конденсатори повинні пропускати змінні струми навіть найнижчої частоти підсилюваного діапазону, тому значення ємностей цих конденсаторів вибирають великими.

У схемі зі *СЕ* (рис. 3.26, *а*) емітер з'єднаний з корпусом за змінним струмом через блокувальний конденсатор C_e великої ємності і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом підсилювального каскаду. Вхідна напруга $U_{вх}$ подається на базу, вихідна напруга $U_{вих}$ знімається з колектора, як показано на рис. 3.17, *а*.

У схемі зі *СБ* (рис. 3.26, *б*) база з'єднана з корпусом за змінним струмом через блокувальний конденсатор $C_{бл}$ великої ємності і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом каскаду.

Вхідна напруга $U_{вх}$ подається на емітер, вихідна напруга $U_{вих}$ знімається з колектора, як показано на рис. 3.17, *б*.

Так як у схемі зі *СБ* вхідним струмом є струм емітера I_e , а вихідним – струм колектора I_k , то коефіцієнт підсилення струму схеми зі *СБ*

$K_i \approx h_{21б} = \frac{I_k}{I_e} \approx \alpha$ менший одиниці. Значить, схема зі *СБ* не підсилює струм, але підсилює напругу.

У схемі зі СК (рис. 3.26, в) колектор з'єднаний з корпусом за змінним струмом через низькоомне джерело живлення $E_{ж}$, і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом каскаду. Вхідна напруга $U_{вх}$ подається на базу, вихідна напруга $U_{вих}$ знімається з емітера, як показано на рис. 3.17, в. Як впливає з рис. 3.26, в, у схемі зі СК вхідна напруга $U_{вх}$ дорівнює сумі напруг

$$U_{вх} = U_{б\epsilon} + U_{вих},$$

тобто вхідна напруга більша вихідної. Тому коефіцієнт підсилення напруги схеми зі СК $K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$ менший одиниці. Значить, схема зі СК не підсилює напругу,

але підсилює струм $K_i \approx \frac{I_e}{I_b} = 1 + h_{21\epsilon} = 1 + \beta$.

3.5.7. Двотактні вихідні каскади на біполярних транзисторах

Двотактними називають каскади, що містять два (або дві групи) біполярних транзистора, що працюють на спільне навантаження, вихідні струми яких зміщені на π . Кожен БТ з відповідними колами утворює плече двотактного каскаду. Зазвичай кажуть, що плечі працюють у протифазі. Двотактні каскади дозволяють використовувати режим B і забезпечити необхідну потужність у навантаженні при високому ККД і допустимих нелінійних спотвореннях.

Трансформаторний двотактний вихідний каскад

Принципову схему двотактного трансформаторного каскаду зі спільним емітером наведено на рис. 3.27.

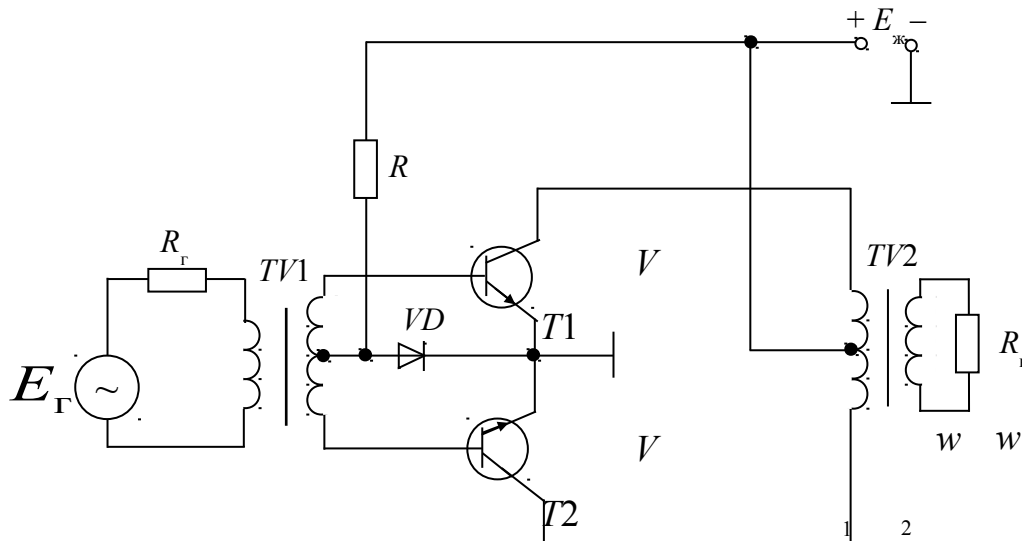


Рис. 3.27. Двотактний трансформаторний каскад зі спільним емітером

Схема повинна бути симетричною, у цьому випадку суттєво зменшуються нелінійні спотворення каскаду. У схемі використано два трансформатори: вхідний $TV1$ і вихідний $TV2$. Вхідний трансформатор дозволяє отримати на транзисторах $VT1$ і $VT2$ вхідні напруги, зміщені за фазою на π , тобто попередній кас-

кад повинен бути *фазоінверсним*. Вихідний трансформатор дозволяє створити транзисторам оптимальний опір навантаження колектора змінному струму кожного плеча $R_{н-пл}$ при заданому опорі навантаження підсилювача R_n . За допомогою резистора R і діода VD у каскаді подається напруга зміщення, при якій відсутня "сходінка узгодження", як показано на рис. 3.21. Крім того, діод VD служить елементом температурної компенсації для стабілізації точки спокою транзисторів $VT1$ і $VT2$. Отже, каскад працює у режимі AB , що також дозволяє зменшити нелінійні спотворення каскаду.

У схемі транзистори $VT1$ і $VT2$ працюють по черзі. Якщо на базу транзистора $VT1$ подається позитивна напівхвиля вхідної синусоїдальної напруги, то на базу транзистора $VT2$ у цей момент подається напруга у протифазі – негативна напівхвиля. В результаті транзистор $VT1$ відкривається, транзистор $VT2$ закривається. Працює верхнє плече схеми. Змінний струм колектора транзистора $VT1$ $i_{к1}$ протікає через верхню напівобмотку трансформатора $TV2$ і джерело живлення $E_{ж}$, створюється змінний магнітний потік, який у вторинній обмотці індукуює ЕРС. Під дією цієї ЕРС у навантаженні з'являється струм і створюється вихідна напруга певного знака.

Через півперіода ситуація зміниться на протилежну: $VT1$ – закриється, $VT2$ – відкриється, буде працювати нижнє плече. Напрямок струму колектора транзистора $VT2$ $i_{к2}$ у напівобмотці трансформатора $TV2$ протилежний напрямку струму $i_{к1}$, тому магнітний потік змінить свій напрямок і напруга на навантаженні змінить свій знак. Таким чином, на навантаженні отримуємо повний підсилений синусоїдальний сигнал.

Широке застосування двотактних вихідних каскадів зумовлено цілою низкою позитивних властивостей цих схем.

1) Струм у навантаженні, а, отже, і *вихідний сигнал не містить парних гармонік*. Компенсація парних гармонік дозволяє використовувати економічний режим B .

2) *На виході каскаду компенсуються всі синфазні завади*. Це знижує чутливість двотактного каскаду до пульсацій напруги живлення, що дозволяє спростити згладжуючі фільтри випрямлячів, що живлять підсилювальний каскад. При цьому збільшується динамічний діапазон підсилювача.

3) *Відсутнє постійне підмагнічування осердя вихідного трансформатора $TV2$* , так як різницевий струм не містить середньої складової $I_{сер}$. Це дозволяє при заданій вихідній потужності значно знизити масу, габарити і вартість трансформатора $TV2$.

4) *Струм, що протікає через спільне джерело живлення $E_{ж}$, не містить основну частоту (першу гармоніку) сигналу*, так як загальний струм у колах живлення дорівнює сумі струмів плечей

$$i_{\Sigma} = i_{к1} + i_{к2} = 2I_{сер} + 2I_{m2}\cos 2\omega t + \dots \quad (3.62)$$

і містить тільки постійну складову і парні гармоніки, непарні гармоніки компенсуються. Завдяки цьому помітно знижується паразитний міжкаскадний зв'язок через спільне джерело живлення, спрощуються розв'язуючі фільтри.

Безтрансформаторний двотактний вихідний каскад

Використання трансформаторів у підсилювачах потужності призводить до низки істотних недоліків. Трансформатор вносить додаткові частотні, фазові, перехідні й нелінійні спотворення сигналу і має великі масу, габарити та вартість. У трансформаторі втрачається частина потужності, тому зменшується

ККД підсилювача. Але, найголовніше, трансформатор неможливо виконати за інтегральною технологією.

На даний час широкого застосування набули бестрансформаторні транзисторні двотактні вихідні каскади, особливо у зв'язку з можливістю використання таких каскадів в інтегральних мікросхемах (ІМС).

Найбільшого поширення набули двотактні схеми, в яких використовуються комплементарні пари. *Комплементарну пару* утворюють транзистори з однаковими параметрами, але різними типами провідності, наприклад, біполярні транзистори *n-p-n* і *p-n-p* типу. У цьому випадку входи обох плечей двотактної схеми можна об'єднати. Тоді сигнал, що відкриває транзистор *n-p-n* типу, буде відповідно закривати транзистор *p-n-p* типу, і навпаки. Таким чином, схема буде працювати як двотактна.

Для отримання високого ККД бестрансформаторні вихідні каскади найчастіше працюють в режимі *B* (*AB*). Транзистори у вихідних каскадах включаються як повторювачі, тобто використовуються двотактні емітерні повторювачі. Для отримання великої потужності промисловість спеціально випускає комплементарні пари потужних транзисторів з великими струмами колекторів і великими коефіцієнтами підсилення струму. Ці комплементарні пари широко використовуються у побутовій апаратурі. Для збільшення потужності можна використовувати комплементарні пари, виконані на складених транзисторах, як показано на рис. 3.18, *a* і *б*. Використання комплементарних пар дозволило суттєво спростити і здешеввити схеми вихідних каскадів.

Схема двотактного бестрансформаторного каскаду на біполярних транзисторах, що працює в режимі *B* (*AB*), наведена на рис. 3.28. У схемі використано безпосередній зв'язок між каскадами та з навантаженням (відсутні розділяльні конденсатори), що полегшує використання інтегральної технології. У схемі транзистори *VT1* і *VT2* включені як емітерні повторювачі. Тому схему назвали *двотактним емітерним повторювачем*.

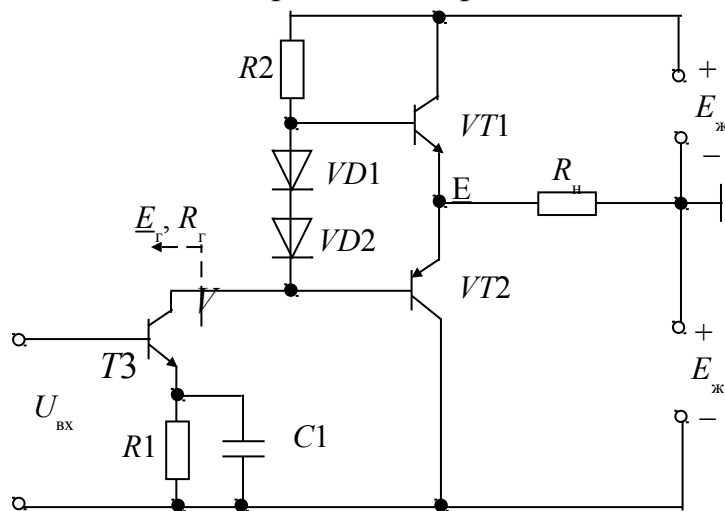


Рис. 3.28. Двотактний бестрансформаторний вихідний каскад на біполярних транзисторах

У схемі використане двополярне джерело живлення. Транзистори *VT1* і *VT2* утворюють комплементарних пару.

Зупинимось детальніше на роботі схеми рис. 3.28. У схемі використані два діоди *VD1* і *VD2* для отримання невеликої напруги зсуву на транзисторах *VT1* і *VT2* та забезпечення режиму роботи *AB*. Число діодів вибрано рівним числу проміжків база-емітер. Постійна напруга, існуюча на діодному колі, над-

ходить на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$. Сигнал на транзистори $VT1$ і $VT2$ надходить з колекторного кола транзистора $VT3$ передвхідного одноконтурного каскаду, що працює в режимі A . Постійний струм колектора транзистора $VT3$ створює на діодах необхідну (подвоєну) напругу зміщення транзисторів $VT1$ і $VT2$. Резистор R_1 призначений для стабілізації режиму роботи транзистора $VT3$. Опори відкритих діодів $VD1$ і $VD2$ для сигналу малі, тому можна вважати, що бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ безпосередньо приєднані за сигналом до колектора транзистора $VT3$. Діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують також стабільність струмів спокою вихідних транзисторів (компенсацію). Транзистори $VT1$ і $VT2$ включені за схемою зі спільним колектором (емітерні повторювачі), так як колектори для сигналу підключені до корпусу через джерела живлення, а навантаження включене у кола емітерів.

Каскад працює таким чином. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу) транзистори $VT1$ і $VT2$ майже закриті, через них протікає невеликий струм спокою $I_{к0}$, як показано на рис. 3.20. При появі на колекторі транзистора $VT3$ миттєвої напруги сигналу, наприклад, *позитивної полярності*, $n-p-n$ транзистор $VT1$ відкривається і через навантаження R_n протікає струм колектора $i_{к1}$ транзистора $VT1$. Транзистор $VT2$ у цей час практично закритий. Імпульс струму $i_{к1}$ спрямований від точки E до корпусу, на навантаженні утворюється вихідна напруга *позитивної полярності* відносно корпусу.

У другому напівперіоді вхідного сигналу полярність напруги на колекторі $VT3$ змінюється на протилежну, стає *негативної полярності*. Тепер відкривається $p-n-p$ транзистор $VT2$, транзистор $VT1$ практично закритий. Імпульс струму тепер спрямований від корпусу до точки E . На навантаженні утворюється вихідна напруга *негативної полярності*. У результаті на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу.

3.5.8. Ключі на біполярних транзисторах

Транзисторні ключі є одним з основних елементів цифрових інтегральних мікросхем. Транзисторні ключі являють собою підсилювачі, що працюють у *ключовому режимі* – режимі D . У цифрових пристроях вхідний сигнал має тільки два дискретних рівня: логічний нуль – U^0 і логічну одиницю – U^1 . Якщо рівень U^1 вищий рівня U^0 , то таку логіку називають *позитивною*; якщо рівень U^1 нижчий рівня U^0 , то таку логіку називають *негативною*. Далі, за замовчуванням, будемо розглядати схеми, в яких використовується *позитивна логіка*.

Схему ключа на біполярному транзисторі зі спільним емітером наведено на рис. 3.29. У схемі рис. 3.29: опір R_k – колекторне навантаження, опір R_b обмежує струм бази I_b , E_k – джерело живлення.

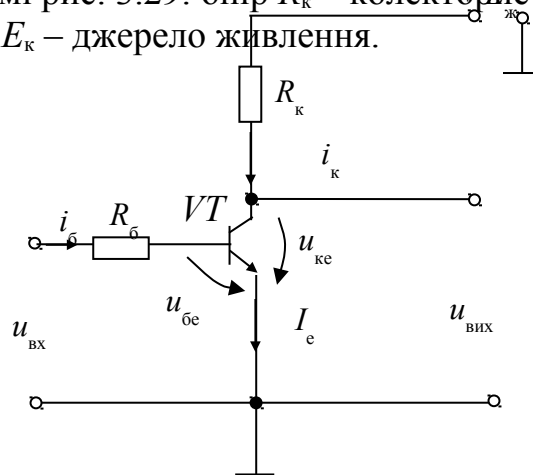
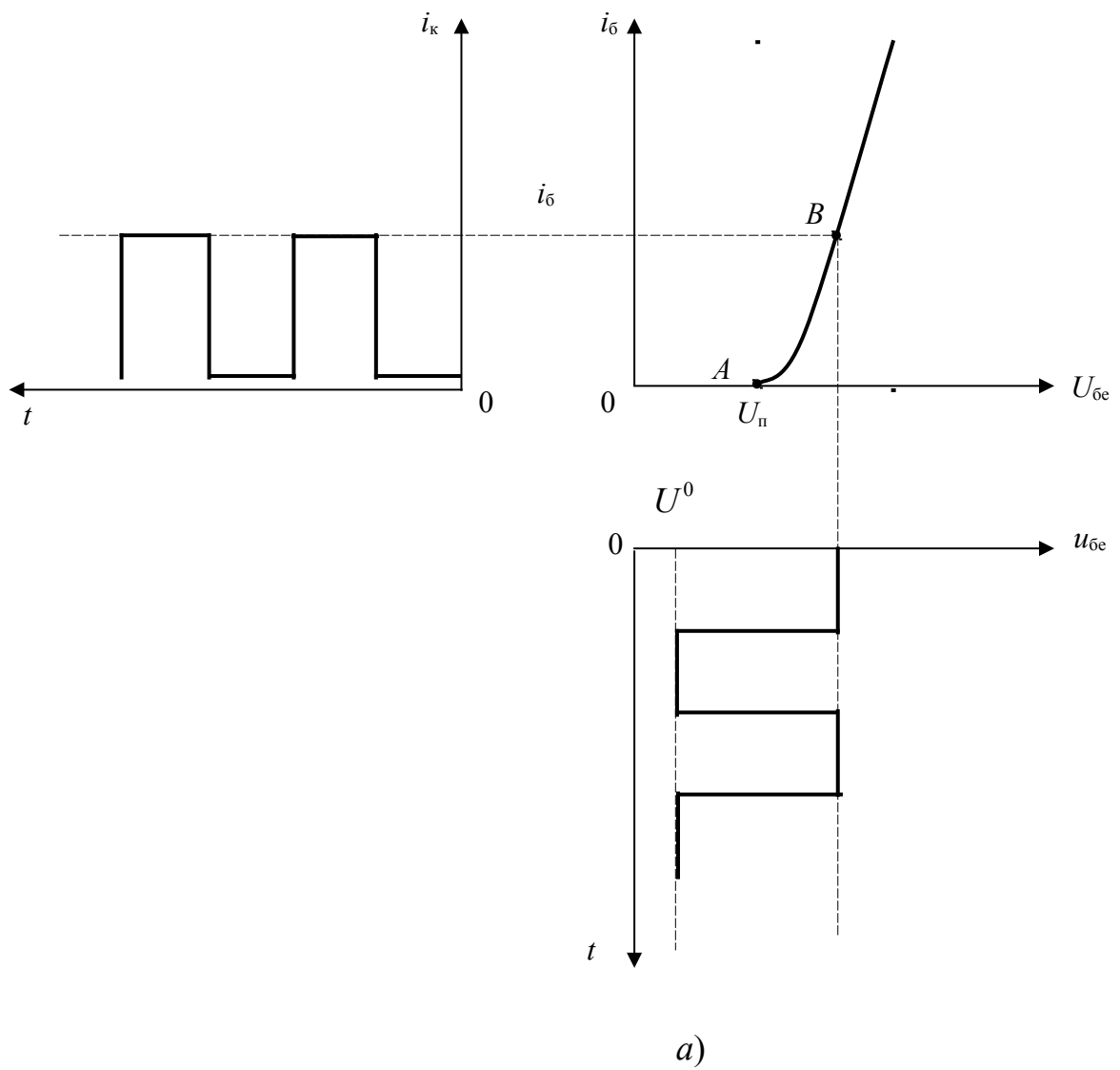


Рис. 3.29. Ключ на біполярному транзисторі зі СЕ

Транзисторний ключ може знаходитися в одному з двох станів: *вимкнено*, коли транзистор закритий і ключ розімкнутий, і *включено*, коли транзистор відкритий і ключ замкнутий. Керують ключем, подаючи на його вхід управляючу напругу $u_{\text{вх}}$. Вимкненому стану ключа відповідає низький рівень вхідного сигналу $u_{\text{вх}} = U^0$, включений стан забезпечується високим рівнем вхідного сигналу $u_{\text{вх}} = U^1$. Ключ утримується в одному зі станів до тих пір, поки на вході зберігається відповідний рівень сигналу.

Розглянемо роботу ключа за допомогою ВАХ транзистора (рис. 3.30). На вихідних ВАХ (рис. 3.30, б) побудована лінія навантаження.



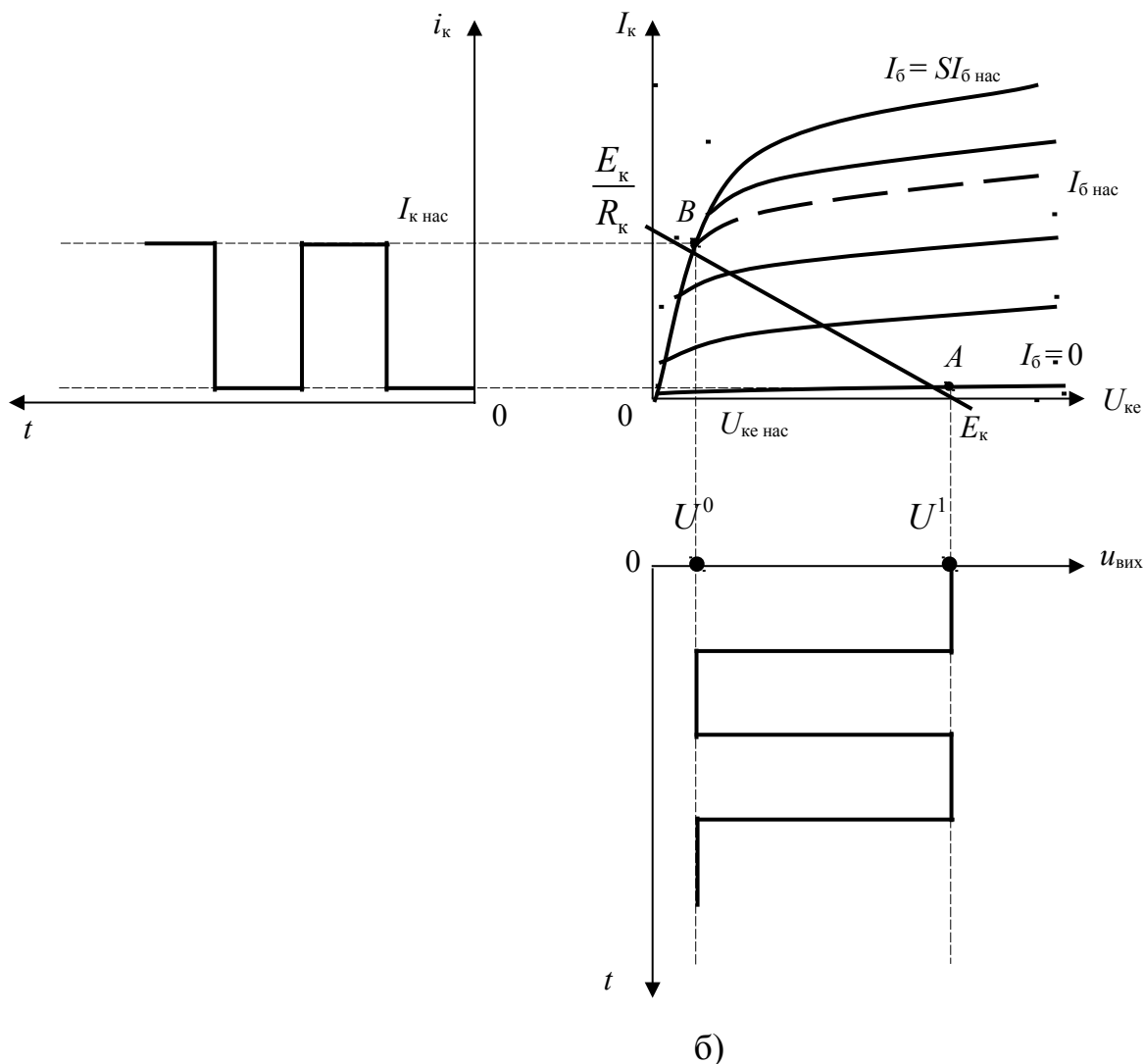


Рис. 3.30. Ключовий режим біполярного транзистора у схемі зі СЕ:
 а) вхідна ВАХ; б) вихідна ВАХ

Особливістю вхідних характеристик кремнієвого біполярного транзистора є досить велике значення порогу відмикання $U_{п}$ (рис. 3.30, а). Якщо напруга на базі менша порога відмикання ($u_{бe} < U_{п}$), транзистор закритий ($I_{б} = 0$) і перебуває у режимі відсічки. Робоча точка на рис. 3.30, б знаходиться у т. А. У режимі відсічки у колекторному колі протікає дуже маленький струм $I_{к\text{відс}} = I_{кб0}(1 + h_{21e})$. Вихідна напруга $u_{\text{вих}} = U^1 \approx E_{к}$ практично дорівнює напрузі живлення, так як вихідна ВАХ при струмі $I_{б} = 0$ практично зливається з віссю $U_{ке}$.

При подачі на вхід великої відмикаючої напруги $u_{\text{вх}} = U^1$ транзистор переходить у режим насичення, робоча т. В на рис. 3.30, б. У колекторному колі протікає великий струм $I_{к\text{нас}}$, значення якого визначається точкою перетину навантажувальної прямої і характеристики для струму бази $I_{б}$, яке зазначено на вхідних ВАХ (рис. 3.30, а). Напруга на виході мінімальна і дорівнює $u_{\text{вих}} = U_{ке\text{нас}} = U^0$.

Отже, на виході транзисторного ключа зі СЕ рівень логічної одиниці в режимі відсічки практично дорівнює напрузі живлення $U^1 = E_{к}$, рівень логічного

нуля дорівнює напрузі колектор – емітер в режимі насичення $U^0 = U_{\text{ке нас}}$ і становить десяті частки вольтя.

Як впливає з рис. 3.30, ключ на біполярному транзисторі зі СЕ (рис. 3.29) реалізує логічну операцію інверсії: 1) при входній напрузі $u_{\text{вх}} = U^0$ вихідна напруга дорівнює $u_{\text{вих}} = U^1$, 2) при входній напрузі $u_{\text{вх}} = U^1$ вихідна напруга дорівнює $u_{\text{вих}} = U^0$. Якщо позначити входню напругу $u_{\text{вх}} = x$, а вихідну $u_{\text{вих}} = y$, то можна записати логічну функцію інверсії, яку виконує ключ: $y = \bar{x}$. Таким чином, ключ зі СЕ є інвертором.

При зміні базового струму I_b робоча точка переміщується уздовж навантажувальної прямої від точки A до точки B , визначаючи у кожен момент часу режими роботи біполярного транзистора.

У ключі транзистор може знаходитися в одному з двох статичних режимів: режимі відсічки (транзистор закритий) і режимі насичення (транзистор відкритий і насичений). Активний режим роботи зумовлений переходом з одного статичного режиму в інший.

У режимі відсічки робоча точка знаходиться у т. A . Для забезпечення режиму відсічки повинна виконуватися умова

$$U_{\text{п}} > U^0 + I_{\text{кб0}} \cdot R_{\text{б}}, \quad (3.63)$$

у кремнієвих транзисторів зворотний струм колекторного переходу $I_{\text{кб0}}$ дуже малий. При виконанні умови (3.63) обидва переходи (емітерний і колекторний) будуть закриті, транзистор знаходиться в режимі відсічки.

В активному режимі транзистор знаходиться короткий час, рівний часу перемикання з одного статичного стану в інший, в цей час через електроди транзистора протікають прямі струми i_e, i_k, i_b . При деякому значенні струму бази $I_{\text{б нас}}$ (струм бази насичення) робоча точка потрапляє до т. B , яка відповідає режиму насичення транзистора. У колекторному колі протікає струм колектора $I_{\text{к нас}}$ (струм колектора насичення).

У режимі насичення на вході діє напруга $u_{\text{вх}} = U^1$, яка викликає в базовому колі струм $I_b > I_{\text{б нас}}$. У режимі насичення транзистор повністю відкритий і колекторний струм обмежується тільки резистором R_k , тому значення $I_{\text{к нас}}$ близьке до значення

$$I_{\text{к нас}} \approx \frac{E_k}{R_k}.$$

Для кількісної оцінки глибини насичення використовують коефіцієнт насичення

$$S = \frac{I_b}{I_{\text{б нас}}}, \quad (3.64)$$

який показує, у скільки разів струм I_b , який втікає до бази транзистора, перевищує струм бази, при якому транзистор опиняється на межі насичення $I_{\text{б нас}}$.

Перехідні процеси в ключі на біполярному транзисторі

При подачі на вхід ключа прямокутного імпульсу вихідна напруга буде змінюватися не миттєво, а за кінцеві проміжки часу, які зумовлені тривалістю *перехідних процесів*. Виникнення перехідних процесів пов'язано з наявністю в транзисторі ємностей емітерного C_e й колекторного C_k переходів, які при перемиканні ключа заряджаються і розряджаються за кінцевий час, а також інерційністю процесів накопичення і рекомбінації заряду в базі при комутації ключа.

Розглянемо перехідні процеси, що відбуваються в ключі при подачі на його вхід прямокутного імпульсу. Часові діаграми, що ілюструють зміни струму бази $i_b(t)$, струму колектора $i_k(t)$ та $i_{\text{вих}}(t)$ зображені на рис. 3.31.

1) *Затримка фронту*. При подачі імпульсу вхідної напруги U^1 в момент часу t_1 відбувається затримка фронту. Цей перший етап перехідного процесу зумовлений зарядом вхідної ємності замкненого транзистора, який відбувається за експоненціальним законом. Вхідну ємність звичайно приймають рівною сумі бар'єрних ємностей емітерного й колекторного переходів: $C_{\text{вх}} = C_e + C_k$.

Коли напруга u_{be} стане рівною пороговій напрузі U_n , відмикається емітерний перехід транзистора, з'являється струм бази I_{b1} .

Час затримки фронту на рис. 3.31 дорівнює

$$t_{\text{зат}} = t_2 - t_1.$$

2) *Формування фронту*. Наростання колекторного струму i_k і спад вихідної напруги $u_{\text{вих}}$ (колекторної напруги $u_{\text{вих}} = u_{kc}$) відбувається при заданому струмі бази I_{b1} за час

$$t_{\text{ф}} = t_3 - t_2,$$

яке називають *тривалістю фронту*. Перехідний процес формування фронту закінчується, коли струм колектора досягає значення струму насичення $I_{k \text{ нас}}$.

3) *Накопичення заряду*. Після того, як транзистор почав працювати в режимі насичення, струм колектора $I_{k \text{ нас}}$ практично не змінюється, але триває накопичення заряду і у базовому, і у колекторному прошарках.

4) *Затримка зрізу*. Заряд, накопичений у шарах і переходах транзистора, не може змінитися миттєво. Відповідно не можуть миттєво змінюватися і напруги на емітерному та колекторному переходах. Значить у момент перемикання t_4 вхідної напруги від U^1 до U^0 зберігаються прямі напруги на обох переходах. При цьому колекторний струм не змінюється і залишається рівним $I_{k \text{ нас}}$, а базовий струм стрибком приймає значення замикаючого струму I_{b2} .

Стрибок базового струму від I_{b1} до I_{b2} тягне за собою розсмоктування (зменшення) заряду.

Час розсмоктування дорівнює

$$t_p = t_5 - t_4.$$

В кінці процесу розсмоктування на колекторному переході відновлюється зворотна напруга. Після цього колекторний струм починає зменшуватися, і формується зріз імпульсу.

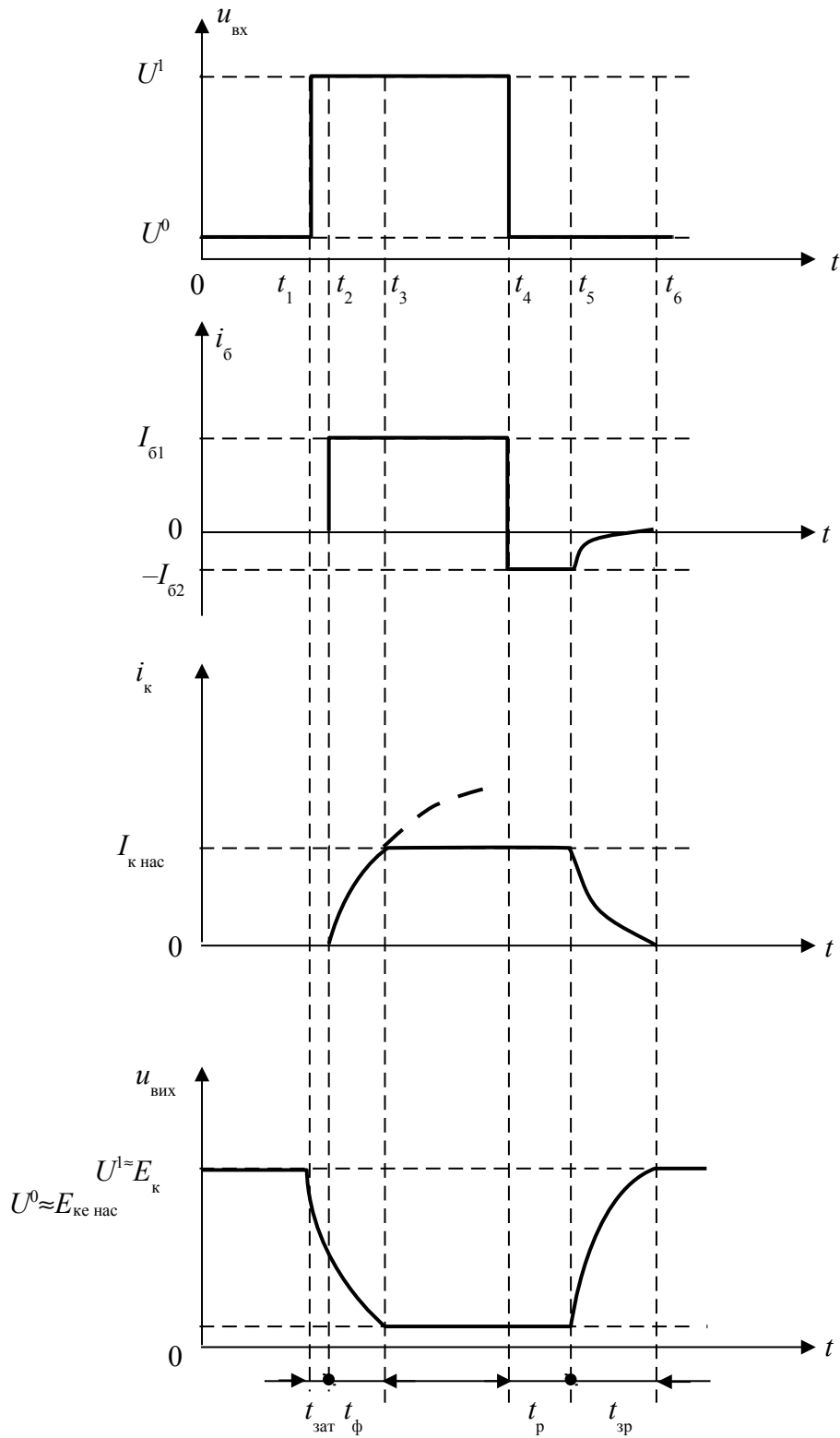


Рис. 3.31. Часові діаграми перехідних процесів у ключі на біполярному транзисторі зі СЕ

Тривалість формування зрізу

$$t_{зр} = t_6 - t_5.$$

У динамічному режимі ключ характеризується наступними часовими параметрами.

1) Час включення $t_{\text{вкл}}$ – проміжок часу від моменту подачі на вхід ключа напруги високого рівня $u_{\text{вх}} = U^1$ до моменту зниження вихідної напруги до нульового рівня $u_{\text{вих}} = U^0$. На рис. 3.31

$$t_{\text{вкл}} = t_3 - t_1 = t_{\text{зат}} + t_{\text{ф}}.$$

2) Час виключення $t_{\text{викл}}$ – проміжок часу від моменту подачі на вхід ключа напруги нульового рівня $u_{\text{вх}} = U^0$ (стрибок вхідної напруги від високого рівня U^1 до нульового U^0) до моменту збільшення вихідної напруги до високого рівня $u_{\text{вих}} = U^1$. На рис. 3.31

$$t_{\text{викл}} = t_5 - t_4 = t_{\text{р}} + t_{\text{зр}}.$$

3) Швидкодія – максимально допустима частота проходження вхідних сигналів, які чергуються (U^0 і U^1), кожен з яких призводить до комутації ключа. Для характеристики швидкодії ключа використовують середній час затримки сигналу

$$t_{\text{зат сер}} = 0,5(t_{\text{вкл}} + t_{\text{викл}}).$$

Збільшення $t_{\text{зат сер}}$ призводить до зменшення швидкодії ключа – зменшення максимальної частоти проходження вхідного сигналу.

Ключ з нелінійним зворотним зв'язком

Однією з головних проблем при підвищенні швидкодії ключів є зменшення часу розсмоктування $t_{\text{р}}$. Для цього треба зменшувати коефіцієнт насичення S , але при цьому збільшується тривалість фронту $t_{\text{ф}}$. Для зменшення часу розсмоктування у ключ вводять нелінійний зворотний зв'язок, виконаний за допомогою діода Шотткі, як показано на рис. 3.32.

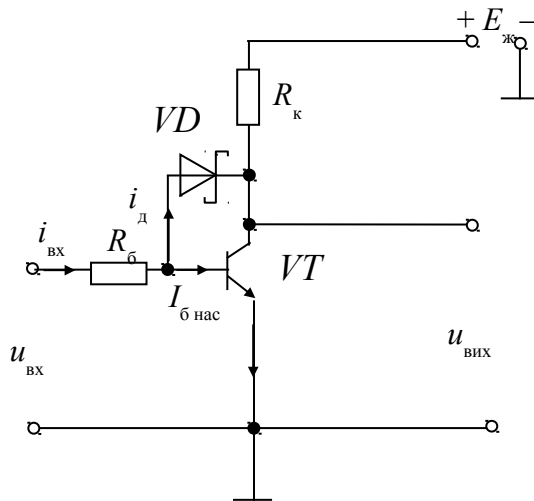


Рис. 3.32. Ключ на біполярному транзисторі з нелінійним зворотним зв'язком

При роботі в активному режимі напруга $U_{\text{ке}} > U_{\text{бе}}$, діод VD закритий. На межі області насичення змінюється полярність напруги $U_{\text{кб}}$, з'являється струм діода $i_{\text{д}}$, який відводить частину вхідного струму до кола колектора, так як $i_{\text{вх}} = i_{\text{д}} + I_{\text{б нас}}$. Струм бази у схемі рис. 3.32 зменшується порівняно зі струмом $I_{\text{б}}$ у схемі рис. 3.20, отже, при переході транзистора у режим відсічки час розсмоктування заряду $t_{\text{р}}$ зменшується. Опір резистора $R_{\text{б}}$ вибирають таким, щоб при відкритому

діоді VD струм бази транзистора суворо дорівнював струму бази насичення $I_{б\text{нас}} = i_{вх} - i_{д}$. У цьому випадку транзистор VT утримується на межі області насичення автоматично.

Для нормальної роботи ключа з нелінійним зворотним зв'язком необхідно, щоб діод VD , включений паралельно колекторному переходу транзистора VT , відкривався при порівняно малій напрузі, коли колекторний перехід ще закритий. З цією метою у схемі рис. 3.32 використаний діод з *бар'єром Шотткі*, у якого пряма відкриваюча напруга менша, ніж у звичайного кремнієвого діода, як це видно з табл. 2.2.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення біполярного транзистора.
2. Наведіть класифікацію біполярних транзисторів.
3. Назвіть схеми включення БТ.
4. Назвіть режими роботи БТ.
5. Поясніть принцип дії БТ.
6. Намалюйте статичні характеристики БТ у схемі зі СЕ і поясніть їх хід.
7. Намалюйте статичні характеристики БТ у схемі зі СБ і поясніть їх хід.
8. Назвіть h -параметри транзистора і розкажіть, як їх визначити за характеристиками.
9. Які параметри характеризують частотні властивості транзисторів?
10. Назвіть причини погіршення підсилювальних властивостей транзистора із зростанням частоти підсилюваного сигналу.
11. Яка з двох схем включення транзистора зі СЕ або зі СБ є більш високо-частотною?
12. Що таке складений транзистор?
13. Назвіть режими роботи підсилювального елемента у схемі.
14. Намалюйте модель Еберса-Молла БТ і поясніть її.
15. Намалюйте модель БТ у схемі зі СЕ для h -параметрів і поясніть її.
16. Намалюйте схему резисторного каскаду на БТ зі спільним емітером і поясніть, як вона працює.
17. Намалюйте схему ключа на БТ зі спільним емітером і поясніть, як вона працює.
18. Як можна збільшити швидкодію транзисторного ключа на БТ?

Глава 4 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польовим називається транзистор, керований електричним полем, тобто практично без витрат потужності керуючого сигналу. Тому вхідний опір польового транзистора дуже великий, його вважають рівним нескінченності. Робота польового транзистора (ПТ) зумовлена носіями однієї полярності, тому їх називають також уніполярними. Розрізняють шість основних типів польових транзисторів, їх умовні позначення і вигляд передавальних статичних характеристик наведено в табл. 4.1.

Керуючим електродом ПТ є *затвор* (З). Він дозволяє управляти величиною опору між *стоком* (С) і *витоком* (В). Керуючою є напруга $U_{зв}$. У польових транзисторів з ізолюваним затвором затвор відділений від каналу стік-витік тонким шаром діелектрика. Тому їх називають МДН-транзисторами: метал-діелектрик-напівпровідник, або МОН-транзисторами: метал-оксид-напівпровідник, так як затвор відділений від каналу діелектриком – шаром оксиду SiO_2 . У МОН-транзисторах часто роблять четвертий вивід від підкладки (П). Якщо необхідні два керуючі електрода, використовують двозатворні МОН-транзистори (МОН-тетроди), що мають два рівноцінних затвори.

Розглянемо принцип дії і ВАХ польових транзисторів.

4.1. Польові транзистори з керуючим *p-n*-переходом

Структуру ПТ з керуючим *p-n*-переходом і каналом *n*-типу показано на рис. 4.1.

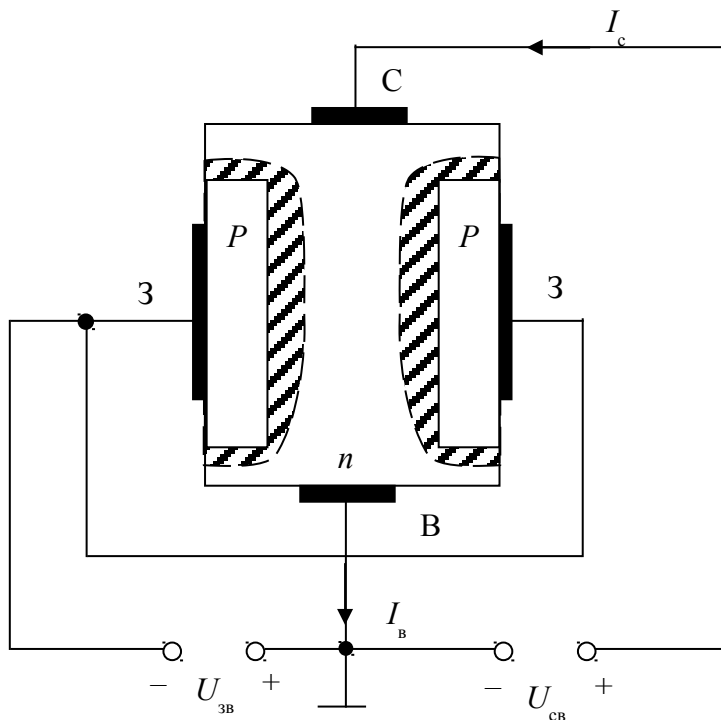
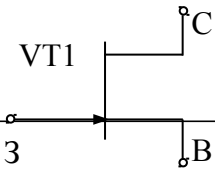
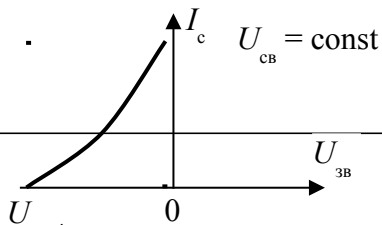
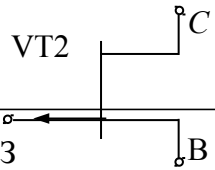
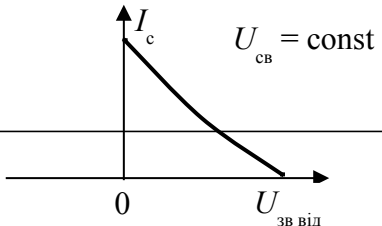
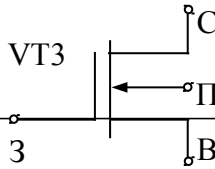
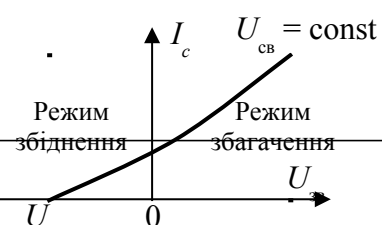
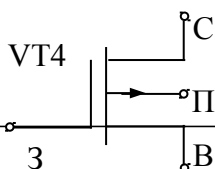

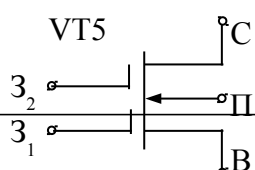
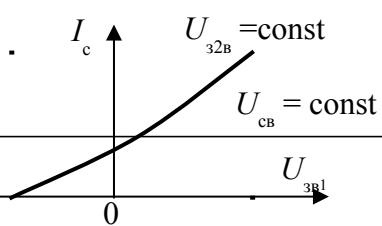
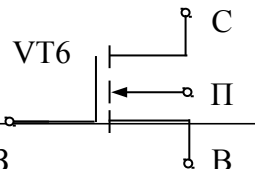
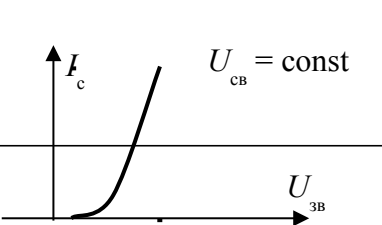
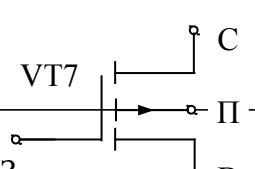
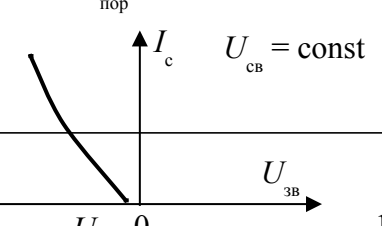


Рис. 4.1. Структура ПТ з управляючим *p-n*-переходом і каналом *n*-типу

Умовні позначення та вольт-амперні характеристики ПТ

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Вольт-амперні характеристики
1	ПТ з управляючим p - n -переходом та каналом n -типу		
2	ПТ з управляючим p - n -переходом та каналом p -типу		
3	МОН ПТ з ізолюваним затвором та вбудованим каналом n -типу		
4	МОН ПТ з ізолюваним затвором та вбудованим каналом p -типу		
5	МОН тетрод з ізолюваним затвором та вбудованим каналом n -типу (двозатворний ПТ)		
6	МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим каналом n -типу		
7	МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим каналом p -типу		

Пластина з напівпровідника n -типу являє собою канал. До торців пластини приєднані два металевих контакти, які називають *витоком* (В) і *стоком* (С). Між стоком і витоком включене джерело живлення $U_{\text{св}}$. Напруга $U_{\text{св}}$ має таку полярність, щоб струм основних носіїв (у каналі n -типу – електрони) протікав від В до С. Напрямок струму стоку I_c на рис. 4.1 показано, як прийнято, від плюса джерела живлення $U_{\text{св}}$ до мінуса. У схемі рис. 4.1 струми $I_c = I_b$ рівні, вважаємо $I_3 \approx 0$.

Біля каналу розташовані області напівпровідника з провідністю p -типу. Ці області з'єднані разом і утворюють єдиний електрод, званий *затвором* (З). Між каналом і затвором утворюються два p - n -переходи. Ширина p - n -переходів на рис. 4.1 показана штрихуванням.

На затвор відносно витоку подається зворотна (запираюча) напруга $U_{\text{зв}}$ (при n -каналі – негативна). При $U_{\text{зв}} = 0$ ширина p - n -переходу мінімальна, тому n -канал має максимальну ширину, його електричний опір мінімальний, а струм стоку I_c максимальний. При збільшенні негативної напруги $U_{\text{зв}}$ ширина запираючих шарів збільшується, ширина n -каналу зменшується, опір каналу збільшується, струм стоку I_c зменшується. Струм затвора при цьому дорівнює нулю ($I_3 = 0$). Таким чином, змінюючи управляючу напругу $U_{\text{зв}}$, можна змінювати струм в каналі I_c .

Канал може бути утворений напівпровідником p -типу, а область затвора – напівпровідником n -типу. У цьому випадку основними носіями в каналі будуть дірки. Тоді для протікання струму стоку I_c та управління ним полярності живлячих напруг $U_{\text{св}}$ й $U_{\text{зв}}$ необхідно змінити на протилежні.

Умовні позначення ПТ з керуючим p - n -переходом наведено в табл. 4.1: VT1 – з каналом n -типу; VT2 – з каналом p -типу.

Управляючий вплив затвора наочно ілюструє статична передавальна (стоко-затворна) ВАХ $I_c = f(U_{\text{зв}})$ при $U_{\text{св}} = \text{const}$, яка наведена на рис. 4.2.

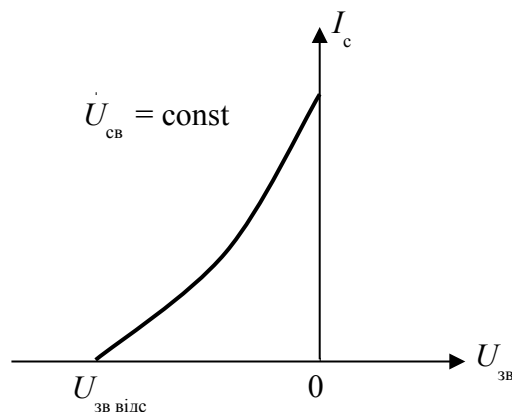


Рис. 4.2. Передавальна ВАХ польового транзистора з управляючим p - n -переходом й каналом n -типу

Як слідує з рис. 4.2, при значенні напруги $U_{\text{зв}} = U_{\text{зв відс}}$ канал повністю перекривається й струм стоку дорівнює нулю ($I_c = 0$).

На рис. 4.3 наведено статичні вихідні (стокові) ВАХ $I_c = f(U_{cb})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

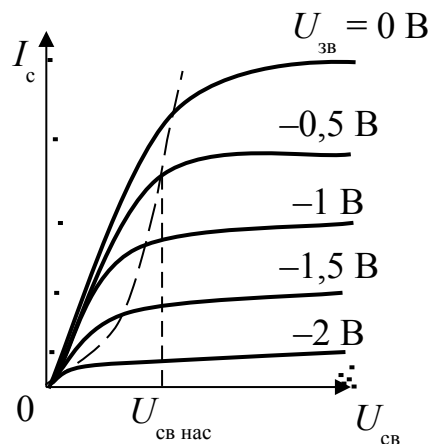


Рис. 4.3. Вихідні ВАХ польового транзистора з керуючим p - n -переходом і каналом n -типу

Робота ПТ зазвичай відбувається на пологих ділянках вихідних характеристик. Область пологих ділянок вихідних ВАХ називають *областю насичення*. Напруга, при якій починається ця область, називається *напругою насичення*. На рис. 4.3 напруги насичення $U_{cb \text{ нас}}$ показані пунктирною лінією, звідки випливає, що значення $U_{cb \text{ нас}}$ залежить від значення напруги $U_{зв}$.

Недоліком ПТ з керуючим p - n -переходом є велике, але кінцеве значення вхідного опору $R_{зв}$. Цей недолік усунуто у польових транзисторах з ізольованим затвором.

4.2. Польові транзистори з ізольованим затвором

У ПТ з ізольованим затвором металевий затвор відділений від напівпровідникового каналу тонким шаром діелектрика. Ці прилади називають польовими *МОН-транзисторами* (від слів метал-оксид-напівпровідник).

Польові транзистори з ізольованим затвором виконують двох типів: з вбудованим каналом та з індукованим каналом. Канали також виконують n -типу або p -типу.

Структуру МОН ПТ з ізольованим затвором і вбудованим каналом n -типу показано на рис. 4.4.

Підкладкою (основою) (П) транзистора служить кремнієва пластина з електропровідністю p -типу. У ній створено дві області з підвищеною провідністю n^+ -типу. Ці області є витоком (В) і стоком (С). Від них зроблені металеві виводи. Між стоком і витоком є тонкий приповерхневий вбудований канал з електропровідністю n -типу. Штрихуванням показаний шар діелектрика SiO_2 . Зверху діелектричного шару розташований затвор (З) у вигляді тонкого металевого шару. Від підкладки також зроблено вивід (П). На витік подається нульовий потенціал відносно стоку. Підкладка, як правило, з'єднується з витоком, тобто також має нульовий потенціал.

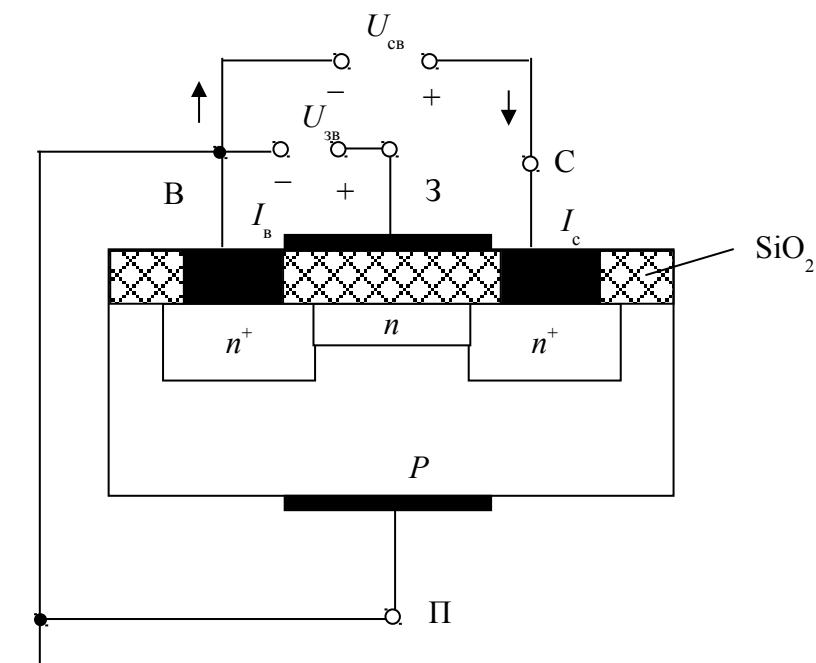


Рис. 4.4. Структура МОН ПТ з ізолюваним затвором і вбудованим каналом n -типу

Якщо при $U_{зв} = 0$ прикласти напругу $U_{св}$ позитивної полярності, як вказано на рис. 4.4, то через канал потече струм, що являє собою потік електронів. Напрямок струмів I_c і I_b показано на рис. 4.4. Через підкладку струм не тече, так як p - n -перехід підкладка – сток знаходиться під зворотною напругою.

Якщо на затвор подати *негативну напругу* $U_{зв}$, в каналі створюється електричне поле, яке виштовхує електрони з каналу до підкладки. Канал збіднюється електронами, опір його збільшується, а струм стоку I_c зменшується. Чим більша негативна напруга $U_{зв}$, тим менший струм стоку I_c . Такий режим транзистора називається *режимом збіднення*.

Якщо на затвор подати *позитивну напругу* $U_{зв}$, то під дією поля, створеного цією напругою, з областей витоку і стоку, а також з підкладки до каналу придуть електрони, провідність каналу при цьому збільшується, і струм стоку I_c зростає. Цей режим називається *режимом збагачення*. У всіх випадках струм затвора дорівнює нулю $I_3 = 0$. МОН польовий транзистор з вбудованим каналом може працювати як у режимі збіднення, так і у режимі збагачення.

Роботу МОН ПТ з вбудованим каналом n -типу наочно ілюструють його статичні вольт-амперні характеристики. На рис. 4.5 представлена передавальна (стоко-затворна) ВАХ $I_c = f(U_{зв})$ при $U_{св} = \text{const}$; на рис. 4.6 – вихідні (стокові) ВАХ $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

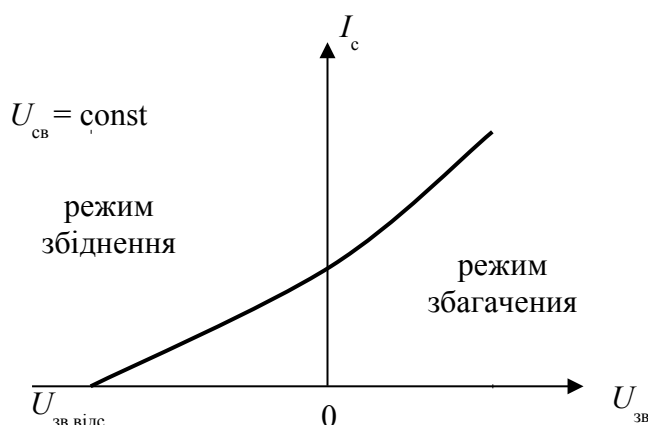


Рис. 4.5. Передавальна ВАХ МОН ПТ з ізолюваним затвором та вбудованим n -каналом

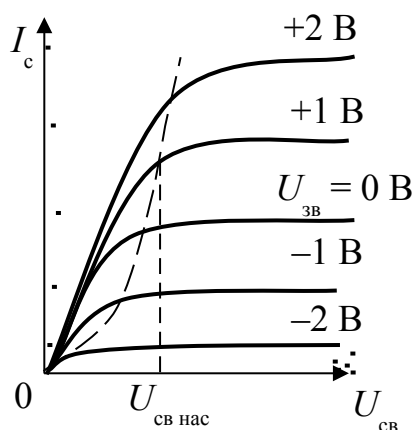


Рис. 4.6. Вихідні ВАХ МОН ПТ з ізолюваним затвором і вбудованим n -каналом

У МОН ПТ з ізолюваним затвором і вбудованим каналом p -типу полярність живлячих напруг $U_{св}$ й $U_{зв}$ необхідно змінити на протилежну.

Умовні позначення МОН ПТ з ізолюваним затвором наведено в табл. 4.1: $VT3$ – з вбудованим каналом n -типу; $VT4$ – з вбудованим каналом p -типу.

У табл. 4.1 наведено умовне позначення ($VT5$) МОН ПТ з двома ізолюваними затворами і вбудованим каналом n -типу (МОН тетрод). У МОН тетроді струм стоку I_c змінюється під дією обох напруг на затворі $U_{зв1}$ і $U_{зв2}$. МОН тетроди використовуються у схемах автоматичного регулювання підсилення (АРП), а також у схемах автоматики.

Структура МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим каналом n -типу наведено на рис. 4.7.

Від МОН ПТ з вбудованим каналом відрізняється тим, що канал виникає тільки при прикладі на затвор напруги певної полярності. Для транзистора з n -каналом з напруга затвор-витік $U_{зв}$ має бути позитивною (як показано на рис. 4.7) для транзистора з p -каналом – негативною.

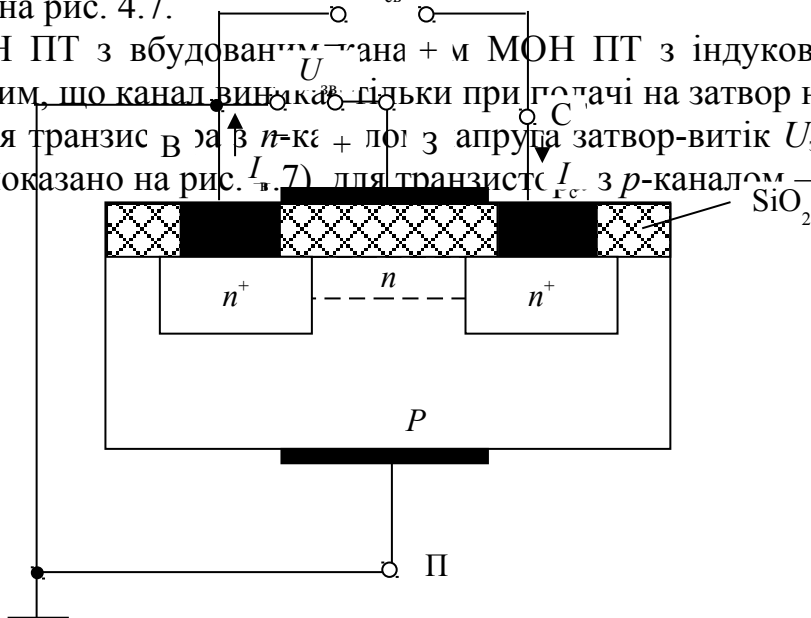


Рис. 4.7. Структура МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим каналом n -типу

Розглянемо принцип роботи МОН ПТ з індукованим n -каналом (рис. 4.7). При напрузі $U_{зв} = 0$ каналу немає, між стоком та витоким n^+ -типу розташована тільки підкладка p -типу і на переході сток-підкладка отримується зворотна напруга. У цьому стані опір між стоком і витоким дуже великий, тобто транзистор запертий, струм стоку дорівнює нулю $I_c = 0$.

Якщо подати на затвор позитивну напругу $U_{зв}$, то під впливом поля затвора електрони будуть переміщатися з областей стоку, витоким і підкладки у напрямку до затвору. Коли напруга $U_{зв}$ перевищить деяке відпираюче, або порогове $U_{зв\ пор}$, значення, то у приповерхневому шарі концентрація електронів настільки збільшиться, що утворюється тонкий n -канал, і транзистор почне проводити струм. З'явиться струм стоку I_c . Чим більша позитивна напруга $U_{зв}$, тим більша провідність каналу і більший струм стоку I_c . Статична передавальна ВАХ МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим n -каналом наведена на рис. 4.8: $I_c = f(U_{зв})$ при $U_{св} = \text{const}$; статичні вихідні ВАХ наведено на рис. 4.9: $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

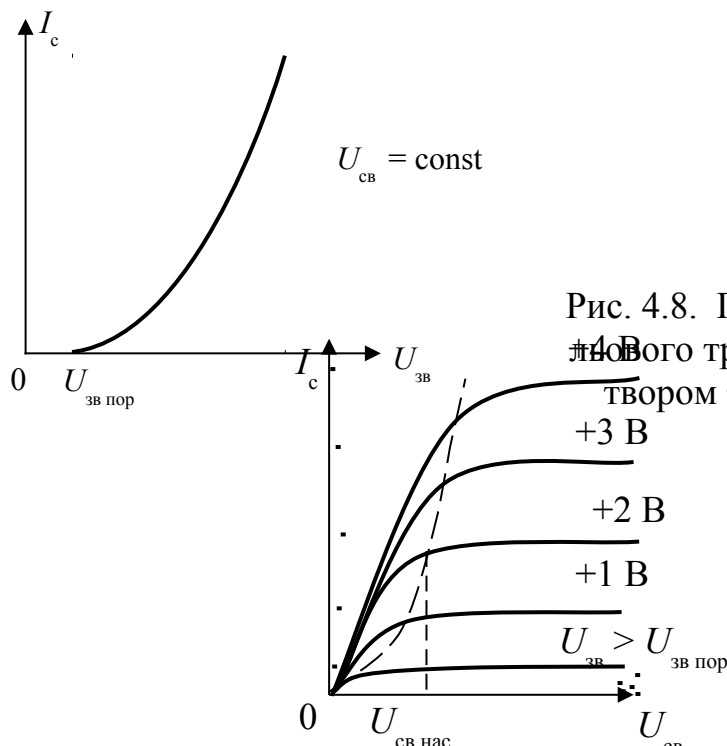


Рис. 4.8. Передавальна ВАХ МОН полевого транзистора з ізолюваним затвором та індукованим n -каналом

Рис. 4.9. Вихідні ВАХ МОН польового транзистора з ізолюваним затвором та індукованим каналом n -типу

У всіх випадках струм затвора дорівнює нулю $I_z = 0$. Умовні позначення МОН ПТ з ізолюваним затвором наведено в табл. 4.1: $VT6$ – з індукованим каналом n -типу; $VT7$ – з індукованим каналом p -типу.

Польові транзистори з ізолюваним затвором мають переваги відносно температурних, шумових, радіаційних та інших властивостей порівняно з польовими транзисторами з управляючим p - n -переходом. Крім того, вони мають ще низку переваг. Вхідний опір цих транзисторів на низьких частотах дорівнює опору ізоляції затвора і досягає великих значень $10^{12} \dots 10^{15}$ Ом. Важливо, що вхідний опір залишається великим за будь-якої полярності напруги $U_{зв}$. У польових транзисторів з управляючим p - n -переходом при прямій напрузі на затворі вхідний опір стає дуже маленьким. У МОН транзисторів кращі також високочастотні властивості.

4.3. Граничні експлуатаційні параметри польових транзисторів

У довідковій літературі наводяться такі основні граничні експлуатаційні параметри польових транзисторів:

$U_{св\ макс}$ – максимально допустима напруга стік-витік;

$U_{зв\ макс}$ – максимально допустима напруга затвор-витік;

$U_{зс\ макс}$ – максимально допустима напруга затвор-стік;

$I_{с\ макс}$ – максимально допустимий постійний струм стоку;

$P_{с\ макс}$ – максимально допустима постійна розсіювана потужність;

$T_{с\ мин}^{\circ} \dots T_{с\ макс}^{\circ}$ – температура навколишнього середовища.

Для різного типу польових транзисторів наводять також додаткові експлуатаційні параметри.

4.4. Малосигнальні моделі польового транзистора

Для польових транзисторів у якості *формалізованої моделі* використовується система Y -параметрів, що зв'язує малі прирости струмів транзистора і напруг на його електродах. Польовий транзистор має три виводи: витік, стік, затвор. При включенні польового транзистора за змінним струмом (для сигналу) в якості чотириполюсника один з його електродів є спільним між вхідним ко-

лом і вихідним. Тому розрізняють три схеми включення польового транзистора за змінним струмом: зі спільним витоком (СВ), зі спільним затвором (СЗ), зі спільним стоком (СС). Найчастіше використовується схема включення зі спільним витоком.

Тому розглянемо формалізовану модель польового транзистора для схеми зі СВ, яка представлена системою рівнянь (4.1), що зв'язує природи струмів і напруг у схемі

$$\begin{cases} dI_3 = \frac{\partial I_3}{\partial U_{3B}} \times dU_{3B} + \frac{\partial I_3}{\partial U_{CB}} \times dU_{CB}, \\ dI_{c3B} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{3B}} \times dU_{3B} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{CB}} \times dU_{CB}. \end{cases} \quad (4.1)$$

Природи незалежних змінних dU_{3B} і dU_{CB} розглядають як малі змінні напруги сигналу з комплексними амплітудами \underline{U}_{3B} і \underline{U}_{CB} . У цьому випадку збільшення струмів dI_3 й dI_c будуть представляти собою також гармонічні коливання з комплексною амплітудою \underline{I}_3 й \underline{I}_c , а частинні похідні – комплексні провідності. Позначимо провідності відповідно: Y_{11B} , Y_{12B} , Y_{21B} , Y_{22B} ; індекс «В» вказує на те, що це параметри для схеми зі спільним витоком (СВ).

Тоді систему рівнянь (4.1) для малих сигналів можна записати у наступному вигляді:

$$\begin{cases} \underline{I}_3 = Y_{11B} \underline{U}_{3B} + Y_{12B} \underline{U}_{CB}, \\ \underline{I}_c = Y_{21B} \underline{U}_{3B} + Y_{22B} \underline{U}_{CB}. \end{cases} \quad (4.2)$$

У системі (4.2) позначені наступні диференціальні параметри польового транзистора:

$$Y_{11B} = \left. \frac{I_3}{U_{3B}} \right|_{U_{CB}=0} \quad \text{– вхідна провідність транзистора;}$$

$$Y_{12B} = \left. \frac{I_3}{U_{CB}} \right|_{U_{3B}=0} \quad \text{– провідність зворотної передачі транзистора;}$$

$$Y_{21B} = \left. \frac{I_c}{U_{3B}} \right|_{U_{CB}=0} \quad \text{– провідність прямої передачі транзистора (крутість транзи-}$$

стора);

$$Y_{22B} = \left. \frac{I_c}{U_{CB}} \right|_{U_{3B}=0} \quad \text{– вихідна провідність транзистора.}$$

Всі Y -параметри визначаються в режимі короткого замикання для змінної складової на протилежній стороні чотириполюсника: на вході ($\underline{U}_{3B} = 0$) для Y_{22B} і Y_{12B} , на виході ($\underline{U}_{CB} = 0$) для Y_{11B} і Y_{21B} . У загальному випадку всі Y -параметри, як і струми, і напруги, є комплексними величинами. Система Y -параметрів широко використовується для опису високочастотних властивостей транзистора, оскільки режим вимірювання даних параметрів на високій частоті реалізується досить просто.

Розглянемо параметри польового транзистора на низьких частотах. У цьому випадку система рівнянь (4.2) спрощується. Так як на низьких частотах можна вважати, що струм затвора близький до нуля ($I_3 \approx 0$), то вхідна провідність транзистора дорівнює нулю: $Y_{11в} = \left. \frac{I_3}{U_{зв}} \right|_{U_{св}=0} \approx 0$, а вхідний опір польового транзистора $R_{вх} = \frac{1}{Y_{11в}} \rightarrow \infty$, дуже великий. Провідність зворотного зв'язку також

дорівнює нулю, так як при $I_3 = 0$ $Y_{12в} = \left. \frac{I_3}{U_{св}} \right|_{U_{зв}=0} \approx 0$.

Позначимо провідність прямої передачі $Y_{21в} = S$ – крутість транзистора, вихідну провідність $Y_{22в} = G_{вих}$. Іноді замість вихідної провідності беруть зворотну їй величину $R_i = \frac{1}{G_{вих}}$, яку називають внутрішнім опором транзистора.

Використовуючи ці позначення, система рівнянь (4.2) буде мати тільки одне рівняння (4.3)

$$I_{сзв} = S U_{вих} + G_{св} U \quad (4.3)$$

Розглянемо диференціальні параметри польового транзистора.

Крутість S характеризує управляючий вплив напруги затвор–витік $U_{зв}$ на струм стоку I_c . Зазвичай крутість виражають у наступних одиницях: для мало-потужних транзисторів – в міліамперах на вольт (мА/В), для потужних транзисторів – в амперах на вольт (А/В), або в мілісіменсах або сіменсах.

Вихідна провідність $G_{вих}$ характеризує вплив напруги стік–витік $U_{св}$ на струм стоку I_c . На пологих ділянках вихідних ВАХ польового транзистора вплив напруги $U_{св}$ на I_c малий, тому значення вихідної провідності $G_{вих}$ також мале, а значення внутрішнього опору R_i велике.

Фізична модель польового транзистора наведена на рис. 4.10.

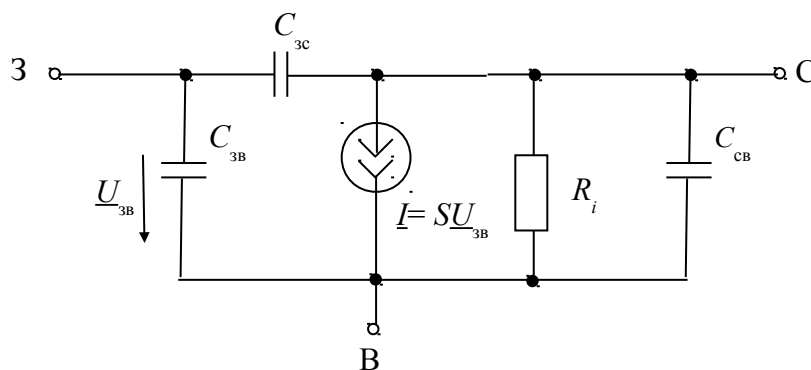


Рис. 4.10. П-подібна модель польового транзистора

У моделі рис. 4.10 позначені наступні параметри: $C_{зв}$ – ємність між затвором і витком (вхідна ємність ПТ); $C_{зс}$ – ємність між затвором і стоком (прохідна ємність ПТ); $C_{св}$ – ємність між стоком і витком (вихідна ємність ПТ); $S =$

$\frac{\Delta i_c}{\Delta u_{зв}}$ – крутість статичної наскрізної ВАХ польового транзистора у точці спокою; $R_i = \frac{\Delta u_{св}}{\Delta i_c}$ – внутрішній опір польового транзистора, що визначається за статичною вихідною характеристикою у точці спокою.

У моделі зазначені основні виводи польового транзистора: В – витік, З – затвор, С – стік. Цей триполюсник можна використовувати для моделювання будь-якої схеми включення ПТ, якщо сигнал малий порівняно з постійною складовою відповідного струму або напруги.

Частотні властивості польового транзистора зумовлені головним чином впливом міжелектродних ємностей $C_{зв}$, $C_{зс}$, $C_{св}$. На надвисоких частотах модель ПТ рис. 4.10 ускладнюють, так як необхідно враховувати вплив розподілених опорів каналу, стоку і витоку, залежність крутості від частоти, а також вплив індуктивностей ввідів та інших паразитних параметрів польового транзистора.

Залежність модуля крутості S від частоти можна апроксимувати наступною функцією

$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}, \quad (4.4)$$

де S_0 – значення крутості транзистора на низькій частоті;

f_s – гранична частота провідності прямої передачі, на якій $|S| = \frac{S_0}{\sqrt{2}}$.

4.5. Робота польового транзистора у схемі

4.5.1. Схеми включення польового транзистора за змінним струмом та їх властивості

Подібно біполярному транзистору польовий транзистор для змінного струму (для сигналу) можна включити за однією зі схем: зі спільним витоком (СВ), зі спільним затвором (СЗ) або зі спільним стоком (СС). Три схеми включення польового транзистора за змінним струмом без кіл живлення наведено на рис. 4.11. Ці схеми за своїми властивостями аналогічні схемам на біполярному транзисторі.

Схема зі спільним витоком (СВ) аналогічна схемі зі спільним емітером (СЕ) (рис. 4.11, а). Так як у польових транзисторів струм затвора практично дорівнює нулю, то $I_{вх} = I_3 = 0$, тому у схемі зі СВ визначається тільки коефіцієнт

підсилення напруги $K = K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = SR_{н-}$, де $R_{н-}$ – опір навантаження змінному

струму, S – крутість транзистора. Значення коефіцієнта підсилення K у схемах на малопотужних польових транзисторах зазвичай дорівнює кільком десяткам одиниць.

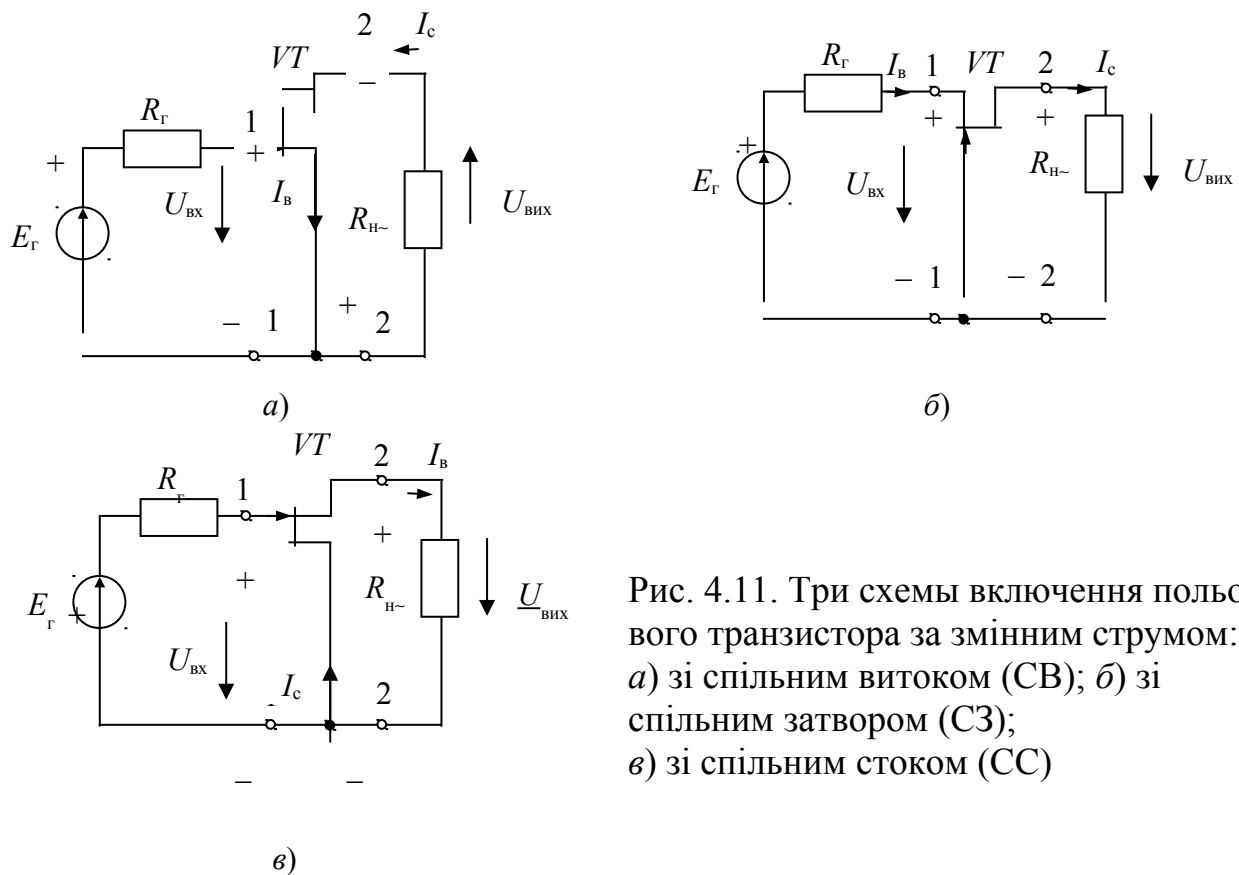


Рис. 4.11. Три схеми включення польового транзистора за змінним струмом:
 а) зі спільним витоком (СВ); б) зі спільним затвором (СЗ);
 в) зі спільним стоком (СС)

Так як вхідний опір польового транзистора дуже велике (вважають, що $R_{вх\ ПТ} \rightarrow \infty$), то вхідний опір каскаду зі СВ визначається колами живлення і зазвичай дорівнює (1...5) МОм. Вихідний опір каскаду зі СВ має порядок декількох десятків кОм. Як впливає з рис. 4.11, а, схема зі СВ інвертує сигнал: фаза вихідної напруги зміщена на π (протифазна) відносно вхідної напруги. З усіх схем включення польового транзистора схема зі СВ має найгірші частотні властивості.

Схема зі спільним затвором (СЗ) аналогічна схемі зі спільною базою (СБ) (рис. 4.11, б). У цій схемі вхідним струмом є струм витоку I_B , а вихідним – струм стоку I_C . Але так як ці струми рівні $I_C = I_B$, то схема зі СЗ не підсилює струм $K_i = 1$, але підсилює напругу $K_u = SR_{н-}$. Так як вхідний струм схеми зі СЗ великий ($I_{вх} = I_B$), то вхідний опір каскаду зі СЗ малий: $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$, і має порядок десятків-сотень Ом для малопотужних ПТ. Як впливає з рис. 4.11, б схема зі СЗ не інвертує сигнал: фази вхідної і вихідної напруг збігаються. З усіх схем включення польового транзистора схема зі СЗ має найкращі частотні властивості.

Схема зі спільним стоком (СС) аналогічна схемі зі спільним колектором (СК) (рис. 4.11, в), і тому її частіше називають *витіковим повторювачем*. Схема зі СС не підсилює напругу ($K_u = \frac{SR_{н-}}{1 + SR_{н-}}$), K_u менший одиниці, але близький до одиниці. Як впливає з рис. 4.11, в, схема зі СС не інвертує сигнал, має хороші частотні властивості, має великий вхідний опір і малий вихідний опір $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$. Тому каскади зі СС (витікові повторювачі) використовують в якості вхідних, вихідних або узгоджувальних каскадів.

4.5.2. Підсилювальні каскади на польових транзисторах

Схеми живлення каскадів на польових транзисторах відрізняються залежно від режиму роботи польового транзистора (A, B, C, D), його типу, полярності напруги зміщення, схеми включення розділяльних або блокувальних конденсаторів. У підсилювачах з безпосереднім зв'язком між каскадами кола живлення виконуються з урахуванням напруг в різних колах.

В якості прикладів розглянемо підсилювальні каскади на польових транзисторах.

Підсилювачі зі спільним витоком

Принципові схеми резисторних підсилюючих каскадів зі спільним витоком (СВ) наведені: на рис. 4.12, *а* – при негативному зміщенні на затворі; на рис. 4.12, *б* – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 4.12 показані пунктирними лініями.

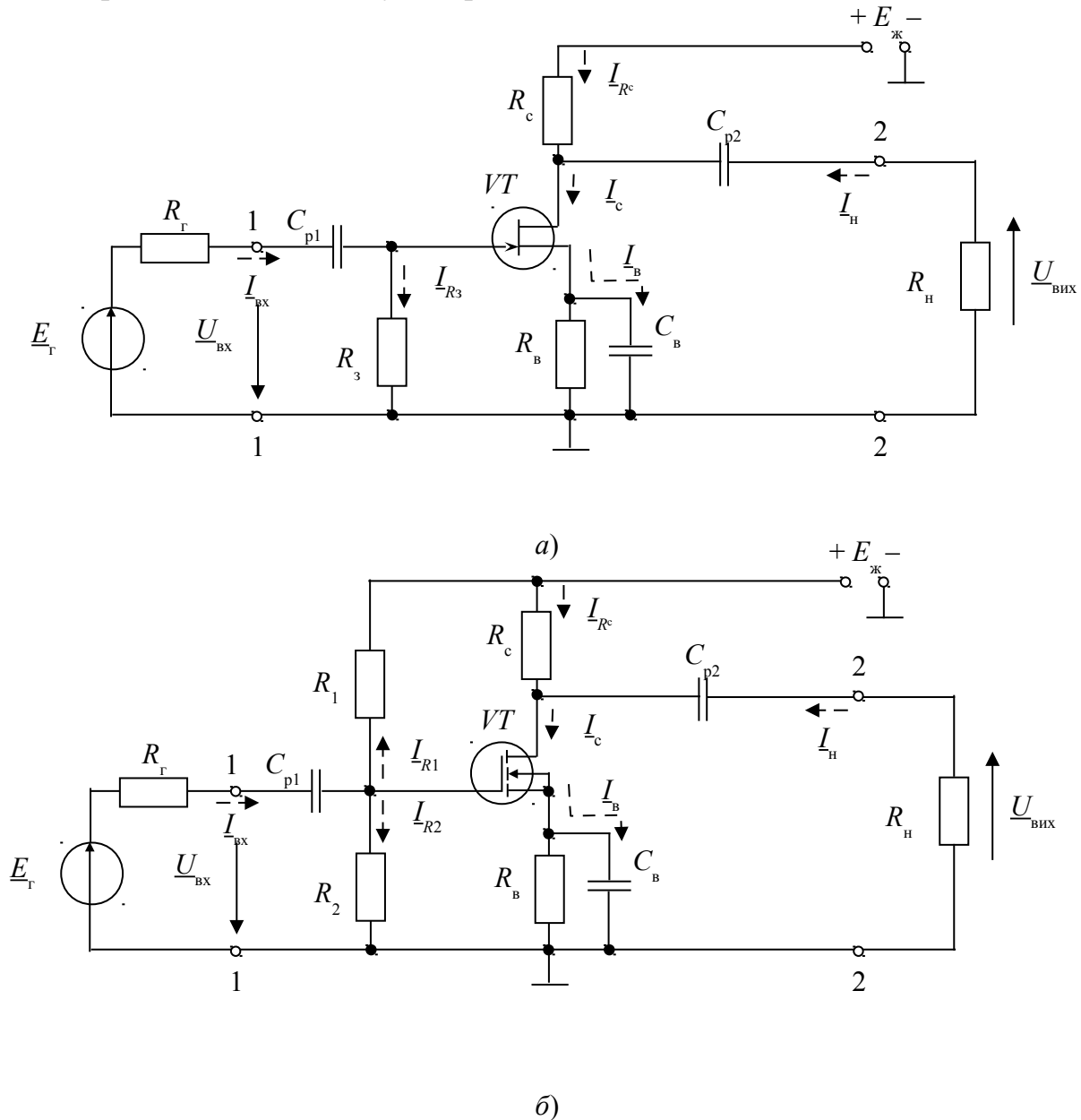


Рис. 4.12. Підсилювачі зі спільним витоком:
а) – при негативному зміщенні на затворі;
б) – при позитивному зміщенні на затворі

Однотактні підсилювачі (рис. 4.12) працюють в режимі *A*, тому робочу точку каскаду необхідно вибрати в межах лінійної ділянки передавальної ВАХ польового транзистора.

У схемі підсилювача рис. 4.12, *a* використаний ПТ з управляючим *p-n*-переходом і каналом *n*-типу. Як впливає з табл. 4.1, у транзистора типу *VT1* для вибору робочої точки на затвор необхідно подати негативну напругу $U_{зв0}$. Негативна напруга зміщення у схемі рис. 4.12, *a* утворюється на резисторі $R_и$ у колі витоку і дорівнює за модулем $|U_{зв0}| = I_{в0}R_в$, де $I_{в0}$ – постійна складова струму стоку в робочій точці. Резистор у колі затвора $R_з$ з'єднує затвор із корпусом. Так як $I_з = 0$, то корпус і затвор за постійним струмом еквіпотенційний. Напруга зміщення $U_{зв0}$ у схемі рис. 4.12, *a* прямо пропорційна струму $I_{с0}$. Таке зміщення називають *автоматичним*, воно дозволяє стабілізувати режим роботи схеми.

У схемі підсилювача рис. 4.12, *б* використаний МОН ПТ з індукованим каналом *n*-типу. Як впливає з табл. 4.1, у транзистора типу *VT6* для вибору робочої точки на затвор необхідно подати позитивну напругу $U_{зв0}$. Позитивна напруга на затвор у схемі рис. 4.12, *б* подається за допомогою резистивного подільника R_1, R_2 . У коло витоку включений резистор $R_в$ для стабілізації режиму роботи схеми. В результаті напруга зміщення дорівнює

$$U_{зв0} = I_д R_2 - I_{с0} R_в,$$

де струм подільника дорівнює

$$I_д = \frac{E_ж}{R_1 + R_2}.$$

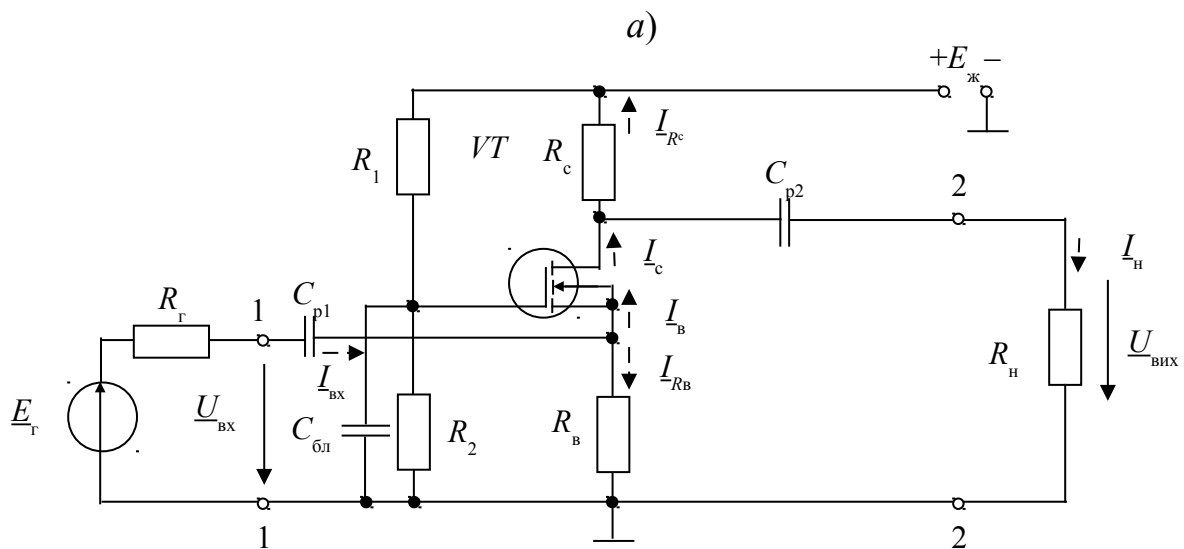
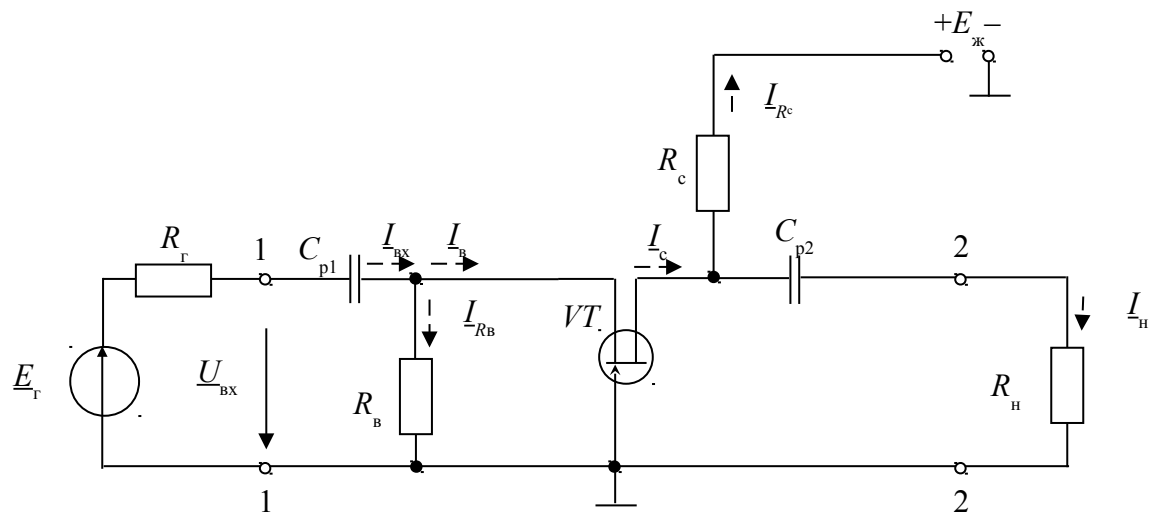
Щоб опір $R_з$ у схемі рис. 4.12, *a* і подільник напруги $R_д = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ у схемі рис. 4.12, *б* не шунтував входи підсилювачів за змінним струмом (за сигналом), їх вибирають великих значень: $R_з, R_1, R_2$ – (1...2) МОм. У колах стоку резистор $R_с$ служить для подачі живлячої напруги на стік транзистора *VT* і спільно з опором навантаження $R_н$ створює опір навантаження для змінного струму

$$R_{н-} = \frac{R_с \cdot R_н}{R_с + R_н}.$$

$C_{р1}$ і $C_{р2}$ – розділяльні конденсатори, $C_в$ – шунтуючий конденсатор, який з'єднує витік з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 4.12 мають витік спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним витоком.

Підсилювачі зі спільним затвором

Принципові схеми резисторних підсилювальних каскадів зі спільним затвором (СЗ) наведено на рис. 4.13, *a* – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 4.13, *б* – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 4.13 показані пунктирними лініями.



б)

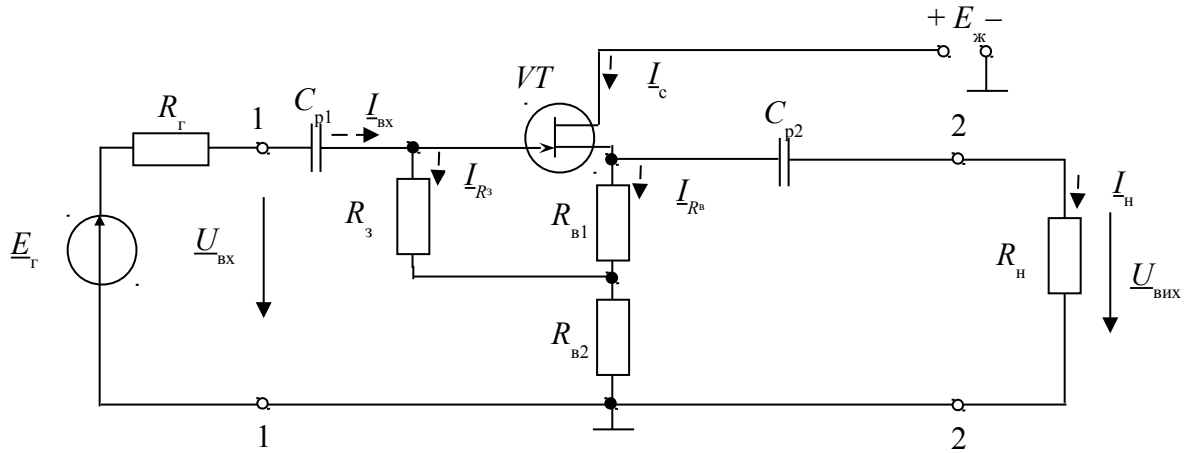
Рис. 4.13. Резисторні каскади зі спільним затвором:

а) при негативному зміщенні на затворі; б) при позитивному зміщенні на затворі

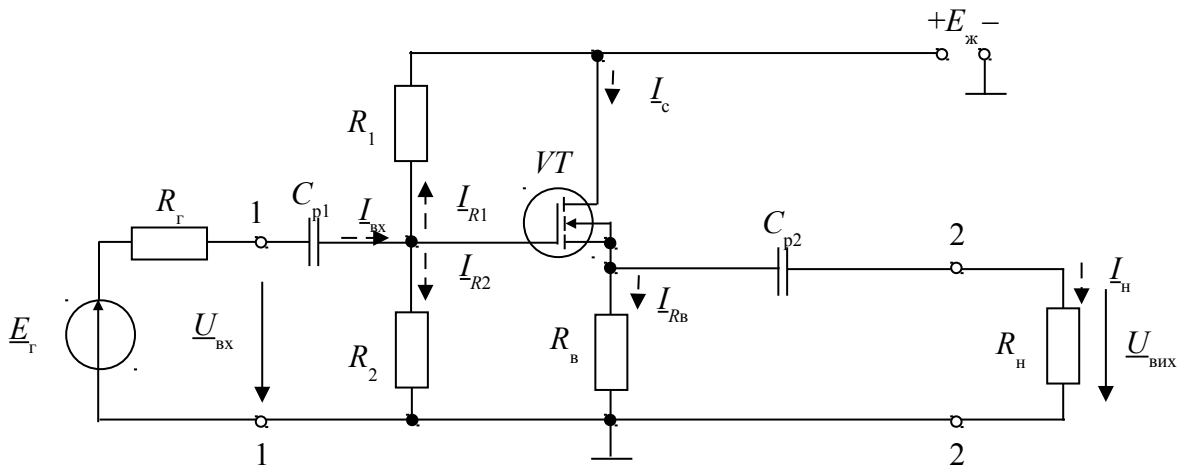
Розрахунок елементів за постійним струмом аналогічний розрахунку елементів схеми зі спільним витоком (рис. 4.12). Блокувальний конденсатор $C_{\text{бл}}$ великої ємності з'єднує затвор з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 4.13 мають затвор спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним затвором.

Підсилювачі зі спільним стоком

Принципові схеми резисторних підсилювальних каскадів зі спільним стоком (СС) наведені: на рис. 4.14, а – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 4.14, б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання струмів на рис. 4.14 показані пунктирними лініями.



а)



б)

Рис. 4.14. Підсилювачі зі спільним стоком:

а) при негативному зміщенні на затворі; б) при позитивному зміщенні на затворі

У схемі рис. 4.14, а опір у колі витoku задано у вигляді двох резисторів R_{B1} і R_{B2} ($R_B = R_{B1} + R_{B2}$). Таке включення опору R_B дозволяє подати необхідну напругу зміщення на затвор

$$|U_{зв0}| = I_{c0} \cdot R_{B1},$$

а також збільшити опір навантаження для змінного струму

$$R_{H\sim} = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H}.$$

При цьому також зменшується шунтуюча дія резистора R_3 у вхідному колі каскаду.

У обох схемах рис. 4.14 стоки з'єднані за змінним струмом з корпусом через низькоомні джерела живлення $E_{ж}$. Тому підсилювачі рис. 4.14 мають стік спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним стоком.

Двотактний підсилювач зі спільним стоком

Принципова схема двотактного безтрансформаторного підсилювального каскаду зі спільним стоком наведена на рис. 4.15.

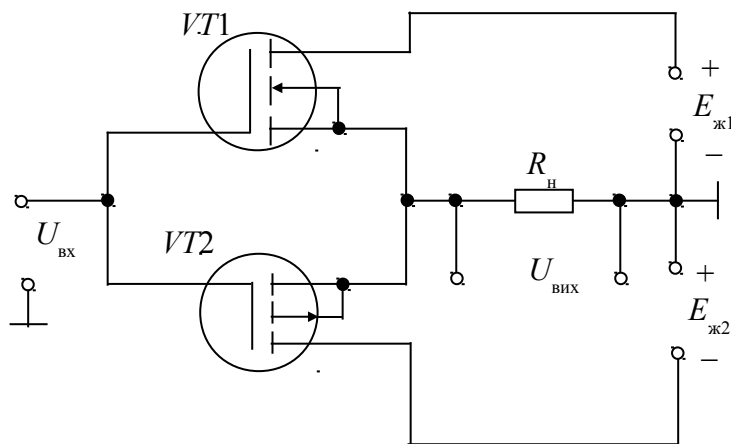


Рис. 4.15 – Двотактний безтрансформаторний підсилювач зі спільним стоком

У схемі рис. 4.15 використана комплементарна пара МОН польових транзисторів з ізольованим затвором та індукованим каналом: $VT1$ – з n -каналом, $VT2$ – з p -каналом.

Опір навантаження R_n включено у колі витоків обох транзисторів, а стоки за змінним струмом з'єднані з корпусом через низькоомні джерела живлення $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$. Вважаємо, що джерела живлення $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$ є практично ідеальними генераторами ЕРС, отож тому їхні внутрішні опори рівні нулю ($r_i \approx 0$). Тому підсилювач (рис. 4.15) називають *двотактним витіковим повторювачем*.

Каскад працює в режимі B . У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу $U_{вх} = 0$) обидва транзистора $VT1$ і $VT2$ закриті, тому вихідна напруга дорівнює нулю $U_{вих} = 0$.

При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ позитивної полярності відкривається транзистор $VT1$ (з n -каналом), транзистор $VT2$ (з p -каналом) у цей час закритий. Через транзистор $VT1$ протікає струм стоку $I_{c1} = I_{b1}$ від плюса джерела живлення $E_{ж1}$ через транзистор $VT1$, через опір навантаження R_n до мінуса джерела живлення $E_{ж1}$, тобто на корпус. На навантаженні утворюється *вихідна напруга* $U_{вих} = I_{b1}R_n$ позитивної полярності відносно корпусу.

При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ негативної полярності відкривається транзистор $VT2$ (з p -каналом), транзистор $VT1$ (з n -каналом) у цей час закритий. Через транзистор $VT2$ протікає струм стоку $I_{c2} = I_{b2}$ від плюса джерела живлення $E_{ж2}$ (тобто від корпусу) через опір навантаження R_n , через транзистор $VT2$ до мінуса джерела живлення $E_{ж2}$. На навантаженні утворюється *вихідна напруга* $U_{вих} = I_{b2}R_n$ негативної полярності відносно корпусу.

Якщо схема симетрична, то на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу. Вихідна напруга і за фазою, і за значенням повторює вхідний сигнал ($K_u \approx 1$). Двотактний витіковий повторювач має великий вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$) і малий вихідний опір.

4.5.3. Ключі на польових транзисторах

Транзисторні ключі на ПТ широко використовуються у цифровій техніці. Їх суттєвими перевагами перед ключами на біполярних транзисторах є:

- 1) мала залишкова напруга на відкритому ключі;
- 2) мала потужність, споживана від джерела управляючої напруги (сигналу);
- 3) високий ККД при використанні в одному ключі комплементарної пари;
- 4) хороша електрична розв'язка між вхідними і вихідними колами;
- 5) висока технологічність при виконанні мікросхем.

У ключах використовують МОН ПТ з індукованим каналом: транзистори $VT6$ і $VT7$ в табл. 4.1. Відомі три різновиди МОН-транзисторних ключів, схеми яких наведено на рис. 4.16: а) з резистивним навантаженням; б) з динамічним навантаженням; в) ключ на комплементарній парі (КМОН-ключ). В інтегральному виконанні використовують ключі на МОН-транзисторах, схеми яких наведено на рис. 4.16, б і 4.16, в.

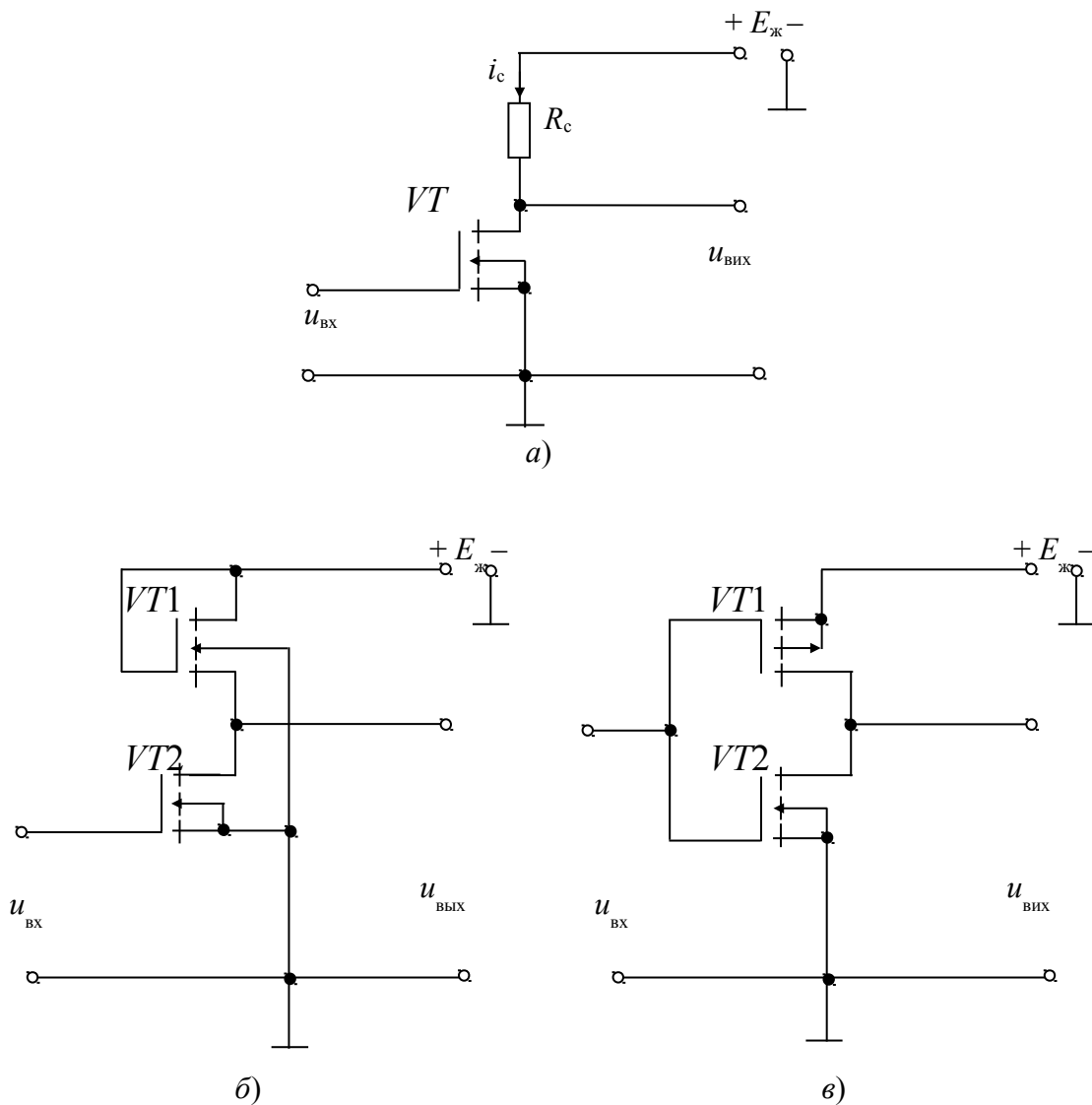


Рис. 4.16. Ключі на МОН польових транзисторах: а) з резистивним навантаженням; б) з динамічним навантаженням; в) на комплементарній парі (КМОН-ключ)

Схему МОН-ключа з резистивним навантаженням наведено на рис. 4.16, а, резистор R_c служить опором навантаження. Розглянемо роботу ключа за допомогою вихідних ВАХ МОН-транзистора (рис. 4.17).

При низькій вхідній напрузі, що відповідає рівню логічного нуля $U_{вх} = U^0 = U_{зв} < U_{пор}$, яка менша порогової напруги МОН-транзистора, транзистор закритий, струм стоку дорівнює нулю $I_c = 0$. Робоча точка знаходиться у т. А на вихідних ВАХ транзистора (рис. 4.17). На виході встановлюється висока напруга $U_{вих} = U_{св} = E_{ж} = U^1$, що відповідає логічній одиниці.

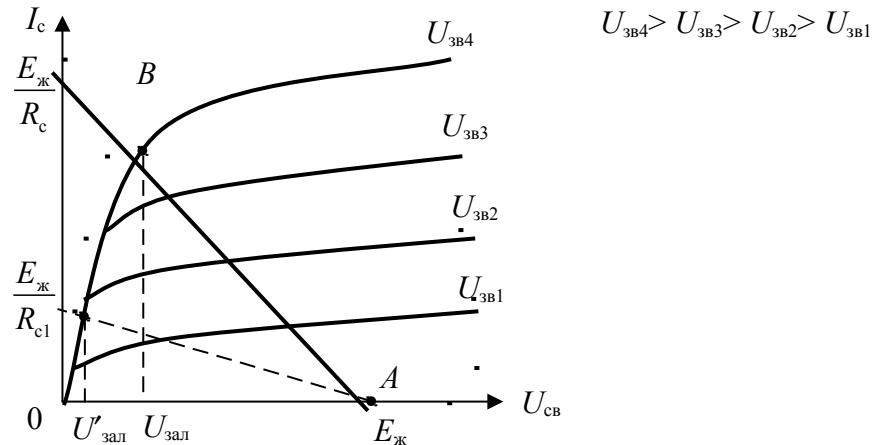


Рис. 4.17. Ключовий режим МОН транзистора

При високій вхідній напрузі, що відповідає рівню логічної одиниці $U_{вх} = U^1$, транзистор відкритий. Робоча точка на ВАХ транзистора (рис. 4.17) знаходиться у т. В. На виході встановлюється низька напруга $U_{вих} = U_{зал} = U^0$, що відповідає логічному нулю.

Таким чином, значення вихідної логічної величини є інверсією вхідної логічної величини, ключ реалізує операцію інверсії, тобто є інвертором.

У МОН-ключах немає принципового обмеження на значення залишкової напруги $U_{зал} = U^0$, рівної рівню логічного нуля: залишкову напругу можна зробити якою завгодно малою, збільшуючи опір R_c і напругу живлення $E_{ж}$. Приклад збільшення опору навантаження зображений на рис. 4.17: значення $R_{c1} > R_c$, навантажувальна пряма пройшла нижче, залишкова напруга зменшилася $U'_{зал} < U_{зал}$. Це одна з найважливіших переваг МОН-ключів перед біполярними, у яких значення U^0 обмежене напругою $U_{ке\ нас}$.

Схему МОН-ключа з динамічним навантаженням наведено на рис. 4.16, б. Транзистор $VT2$ служить основним (активним) транзистором. Роль динамічного навантаження виконує транзистор $VT1$, у якого затвор з'єднаний зі стоком, тим самим, є двополюсником – резистором. Динамічне навантаження активного транзистора $VT2$ дорівнює диференціальному опору (вихідному опору

$R_d = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta I_c}$) транзистора $VT1$, значення якого на прямолінійній ділянці вихідних

ВАХ дорівнює десяткам кілоом. Ключ з динамічним навантаженням дозволяє отримати більш низький рівень логічного нуля U^0 , ніж схема рис. 4.16, а. Схема також реалізує операцію інверсії.

Схему КМОН-ключа наведено на рис. 4.16, в. У цій схемі використовується комплементарна пара транзисторів (КМОН-транзистори): *основний (активний) транзистор VT2 з індукованим каналом n-типу, транзистор VT1 з індукованим каналом p-типу.*

При подачі на вхід ключа низького позитивного рівня логічного нуля ($U_{\text{вх}} = U^0 = U_{\text{зв2}}$) *основний транзистор VT2 закритий*, так як $U_{\text{зв2}} = U^0 < U_{\text{пор}}$. У цей час між затвором і витком транзистора VT1 діє велика негативна напруга, рівна $U_{\text{зв1}} = U_{\text{вх}} - E_{\text{ж}} = U^0 - E_{\text{ж}}$. Оскільки напруга $E_{\text{ж}} \gg U^0$, напруга $U_{\text{зв2}}$ має негативний знак, тому транзистор VT1 з каналом p-типу *відкритий*.

Так як основний транзистор VT2 закритий, то вихідна напруга дорівнює високому рівню логічної одиниці $U_{\text{вих}} = E_{\text{ж}} = U^1$, при цьому струм стоку у спільному колі дорівнює нулю $I_{\text{с}} = 0$. При подачі на вхід ключа високого позитивного рівня логічної одиниці ($U_{\text{вх}} = U^1 = U_{\text{зв2}}$) *основний транзистор VT2 відкритий*. При цьому напруга затвор-витік транзистора VT1, рівна $U_{\text{зв2}} = U^1 - E_{\text{ж}}$, близька до нуля ($U_{\text{зв1}} < U_{\text{пор}}$), так як $U^1 \approx E_{\text{ж}}$. *Тому транзистор VT1 закритий*.

Оскільки *основний транзистор VT2 відкритий*, то вихідна напруга дорівнює низькому рівню логічного нуля $U_{\text{вих}} = U_{\text{зал}} = U^0$. Так як транзистор VT1 закритий, то струм стоку у спільному колі дорівнює нулю $I_{\text{с}} = 0$.

КМОН-ключ є інвертором, реалізує операцію інверсії.

Таким чином, у кожному з усталених станів один з транзисторів відкритий, другий – закритий, і ключ у стаціонарних станах практично не споживає струму. Струми у колах транзисторів виникають лише в короткі інтервали часу, в які ключ перемикається з одного стану в інший. *КМОН-ключ споживає малу потужність, має високий ККД.*

Перехідні процеси у МОН-ключах зумовлені головним чином перезарядом ємностей транзисторів і паразитних ємностей. Еквівалентну сумарну ємність можна наближено визначити як суму ємностей

$$C_{\text{екв}} = C_{\text{пар}} + C_{\text{сп}} + C_{\text{зв}} + KC_{\text{зс}},$$

де $C_{\text{пар}}$ – паразитная ємність монтажу відносно підкладки;

$C_{\text{сп}}$ – ємність стік-підкладка;

$C_{\text{зв}}$ – ємність затвор-витік;

$C_{\text{зс}}$ – ємність затвор-стік;

K – коефіцієнт, що враховує вплив внутрішнього негативного зворотного зв'язку через ємність $C_{\text{зс}}$.

Значення $K \approx 10 \dots 30$ і дорівнює коефіцієнту підсилення ключа. При цьому вплив ємності $C_{\text{зс}}$ є домінуючим. Для збільшення швидкодії всіх МОН-ключів необхідно зменшувати сумарну ємність $C_{\text{екв}}$.

Поряд зі споживанням малої потужності КМОН-ключ має також і високу швидкодію, так як ємності схеми швидко перезаряджаються через малий опір того з транзисторів, який на даний момент часу відкритий.

Зазначені переваги КМОН-схем визначили їхнє широке використання у цифрових інтегральних мікросхемах.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення польового транзистора.
2. Наведіть класифікацію польових транзисторів.
3. Розкажіть принцип дії польового транзистора з управляючим *p-n* переходом.
4. Розкажіть принцип дії польового транзистора з ізольованим затвором і вбудованим каналом.
5. Розкажіть принцип дії польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим каналом.
6. Намалюйте П-подібну еквівалентну схему ПТ і поясніть її.
7. Назвіть схеми включення ПТ.
8. Намалюйте схему підсилювача на ПТ з управляючим *p-n* переходом і розкажіть, як вона працює.
9. Намалюйте схему ключа на ПТ з резистивним навантаженням і розкажіть, як вона працює.
10. Намалюйте схему ключа на ПТ з динамічним навантаженням і розкажіть, як вона працює.
11. Намалюйте схему КМОН ключа на ПТ і розкажіть, як вона працює.
12. Які переваги ключів на ПТ перед ключами на БТ?

Глава 5 ТИРИСТОРИ

5.1. Принцип дії тиристора

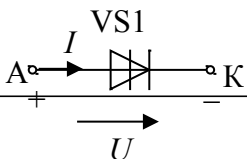
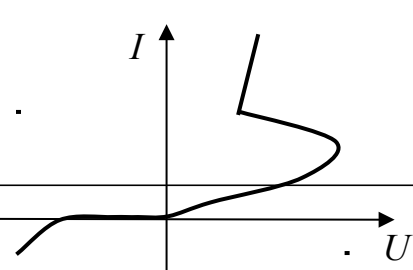
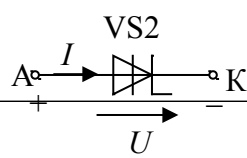
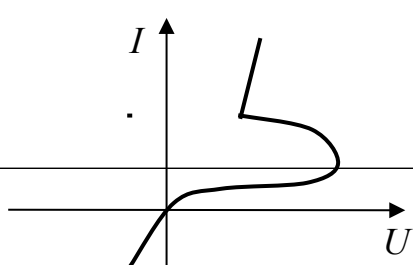
Тиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома і більше взаємодіючими *p-n*-переходами, вольт-амперна характеристика якого має ділянку з негативним диференціальним опором.

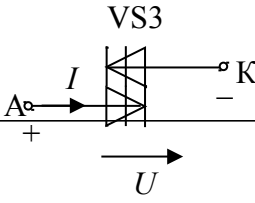
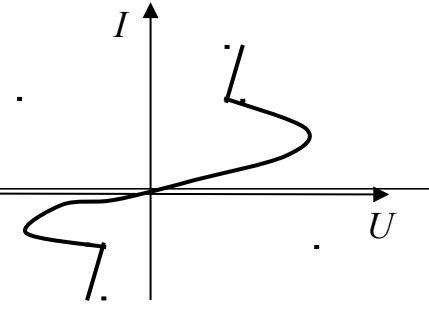
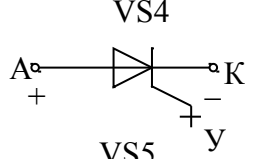
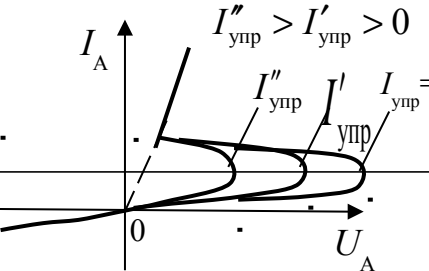
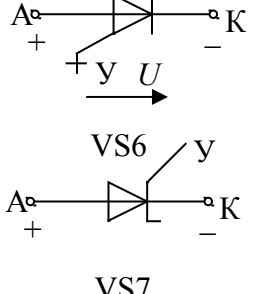
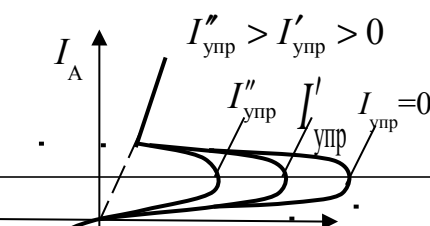
На основі *p-n-p-n*-структури створено низку тиристорних приладів, умовні позначення та вольт-амперні характеристики яких наведено в табл. 5.1. Тиристор, що має два виводи, називається *діодним тиристором (диністором)*. Тиристор, що має два основних і один управляючий виводи, називається *триодним тиристором (триністором)*. Тиристор, що має симетричну відносно початку координат вольт-амперну характеристику, називається *симетричним тиристором (симістором)*.

Тиристори мають широкий діапазон застосування: в якості комутаторів струму, в інверторах, у випрямних схемах з регульованою вихідною потужністю, в генераторах імпульсів та інших схемах. Малопотужні швидкодіючі тиристори використовуються в різних схемах автоматики.

Таблиця 5.1

Різновиди тиристорів

№ п/п	Найменування	Умове позначення	Вольт-амперна характеристика
1	Тиристор діодний, який запирається у зворотному напрямку		
2	Тиристор діодний, який проводить у зворотному напрямку		

3	Тиристор діодний симетричний		
4	Тиристор тріодний, який запирається у зворотному напрямку, з управлінням: по катоду VS4, по аноду VS5		
5	Тиристор тріодний, який проводить у зворотному напрямку, з управлінням: по катоду VS6, по аноду VS7		

Діодні та тріодний тиристори пропускають робочий струм тільки в одному напрямку, що обмежує можливість їхнього застосування для регулювання змінного струму. Для цього розроблені двосторонні напівпровідникові структури $n-p-n-p-n$ -типу – *симістори*. Промисловість випускає тиристори з робочими струмами від часток ампера до 1000 А і з напругами включення від одиниць до 1000 В. Структуру і схему включення триністора наведено на рис. 5.1, а.

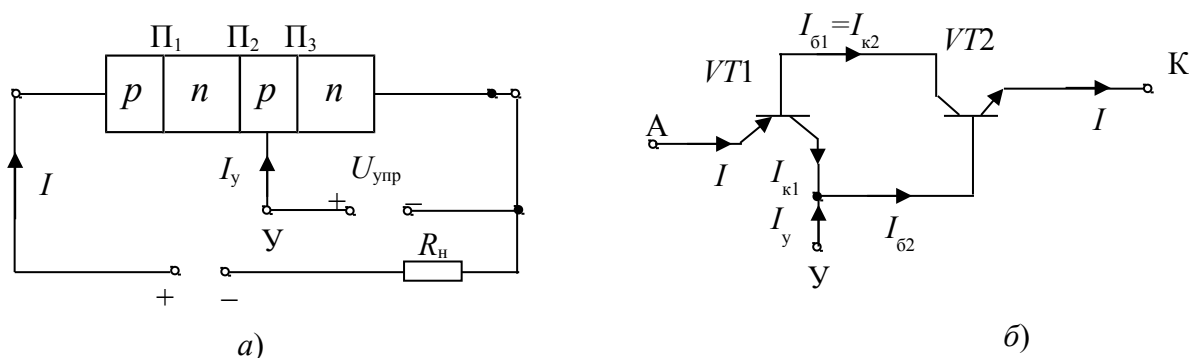


Рис. 5.1. Триністор: а) структура та схема включення; б) модель триністора

На рис. 5.1, а позначені: А – анод, К – катод, У – управляючий електрод. Тиристор має три $p-n$ -переходи, причому переходи П1 і П2 працюють при прямій напрузі, а середній перехід П2 – при зворотній напрузі. Тиристор можна подати у вигляді моделі, що складається з двох біполярних транзисторів VT1 і

$VT2$ типу $p-n-p$ і $n-p-n$, з'єднаних так, як показано на рис. 5.1, б. З моделі випливає, що переходи П1 і П3 є емітерними переходами транзисторів $VT1$ і $VT2$, а перехід П2 в обох транзисторах працює в якості колекторного переходу. Тому переходи П1 і П3 називають емітерними, а перехід П2 – колекторним. Вольтамперна характеристика тринистора наведена на рис. 5.2.

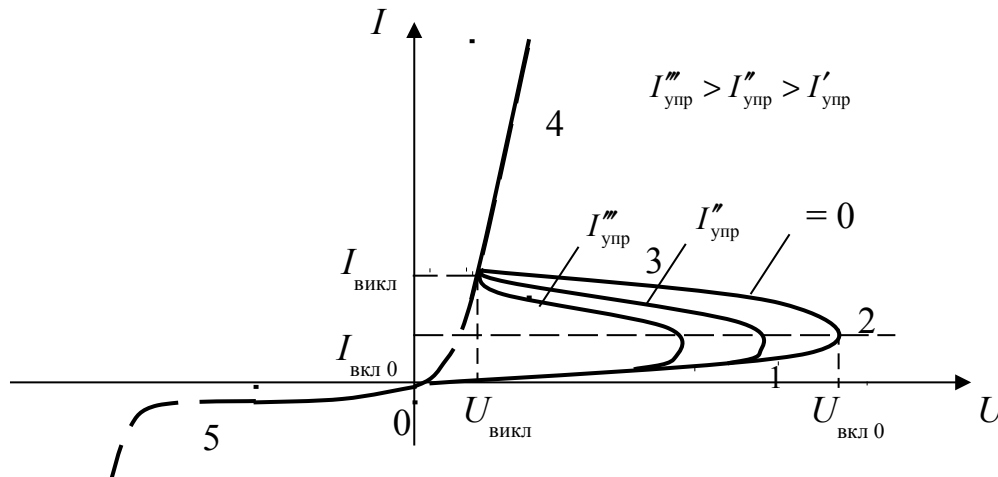


Рис. 5.2. Вольтамперна характеристика тринистора

На ВАХ можна виділити п'ять основних ділянок: 1 – запертого стану, коли струм через тиристор визначається струмом обернено зміщеного колекторного переходу П2; 2 – оборотний електричний пробій, 3 – негативного опору; 4 – включеного стану, коли струм через тиристор визначається величиною опору зовнішнього навантаження; 5 – зворотної напруги.

Якщо збільшувати напругу джерела живлення U при струмі управляючого електрода $I_{упр} = 0$, струм тиристора збільшиться незначно (ділянка 1), поки напруга не стане рівною напрузі $U_{вкл}$. На ділянці 2 відбувається оборотний електричний пробій колекторного переходу П2. Збільшення струму через прилад супроводжується зменшенням напруги між анодом і катодом, диференціальний опір приладу носить негативний характер (ділянка 3). Напруга на резисторі навантаження зростає і відбувається перемикання тиристора. Колекторний перехід П2 переходить у відкритий стан. ВАХ має вигляд, що відповідає прямій гілці діода (ділянка 4). Далі при збільшенні напруги U тиристор поводить себе як звичайний діод. Якщо струм I через тиристор зменшувати (зменшувати напругу U), то при деякому значенні струму $I_{вкл}$ (напруга $U_{вкл}$) струм I різко зменшиться, тиристор переходить стрибком назад у закритий стан.

Якщо прикласти до тиристора напруга зворотної полярності, то емітерні переходи виявляться закритими. У цьому випадку ВАХ тиристора нагадує зворотну гілку звичайного діода (ділянка 5). При дуже великих зворотних напругах спостерігається необоротний пробій тиристора. Напруга $U_{вкл}$ залежить від струму управляючого електрода $I_{упр}$: зі збільшенням струму $I_{упр}$ напруга $U_{вкл}$ зменшується.

Основною відмінністю і перевагою тиристорної структури порівняно з транзисторною є те, що тиристор має властивість пам'яті. Достатньо короткочасним сигналом переключити його у провідний стан, як він залишиться у цьому стані до тих пір, поки струм через нього не стане меншим струму вимикання – $I_{вкл}$. Для управління транзистором на його вході безперервно треба підтримувати сигнал. У тиристорних схемах через лавиноподібне перемикання форма вихідного сигналу практично не залежить від величини і форми вхідного. Це дозволяє отримати в тиристорних схемах дуже великі коефіцієнти підсилення потужності, великий ККД і круті фронти імпульсних сигналів.

Електричні параметри тиристорів

До основних електричних параметрів тиристорів відносяться:

$U_{\text{вкл}}$ – максимальна пряма напруга, звана *напругою включення*;

$I_{\text{вкл}}$ – анодний струм включення;

$U_{\text{викл}}$ – анодна напруга вимикання;

$I_{\text{викл}}$ – анодний струм вимикання;

$I_{\text{доп}}$ – максимально допустимий анодний струм у відкритому стані;

$U_{\text{зал}}$ – залишкова напруга, тобто падіння напруги на тиристорі у відкритому стані при максимально допустимому анодному струмі;

$I_{\text{у вкл}}$ – струм включення управляючого електрода;

$U_{\text{проб}}$ – напруга пробою;

$U_{\text{зв макс}}$ – максимально допустима зворотна напруга, при якій забезпечується задана надійність приладу.

Параметрами тиристорів є також час включення $t_{\text{вкл}}$, час виключення $t_{\text{викл}}$ і загальна ємність C_0 .

5.2. Робота тиристора у схемі

Керований випрямляч

Керовані випрямлячі дозволяють одночасно з випрямленням змінної напруги здійснити плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги в широких межах. Зазвичай керовані випрямлячі будують за тими самими схемами, що й некеровані, однак використовують кремнієві управляні діоди – *тиристори*. Включення тиристорів здійснюється подачею імпульсу від схеми управління на управляючий електрод тиристора. Схема керованого однофазного однопівперіодного випрямляча наведена на рис. 5.3, а. Часові діаграми вхідної $U_{\text{вх}}$ і вихідної $U_{\text{вих}}$ напруг наведені на рис. 5.3, б.

Автогенератор на диністорі

Генератори і формувачі на діодних тиристорах (диністорах) застосовуються для формування імпульсних сигналів у пристроях обчислювальної техніки і малопотужних релейних й комутаційних пристроях засобів автоматики. Найпростішу схему автогенератора потужних імпульсів струму на диністорі наведено на рис. 5.4.

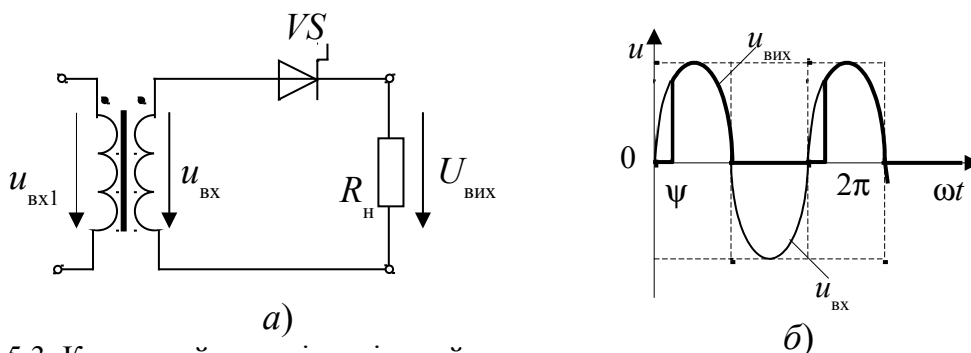


Рис. 5.3. Керований однопівперіодний випрямляч:
а) схема; б) часові діаграми вхідної і вихідної напруг

Щоб схема працювала в автоколи-
вальному режимі, необхідно виконання умов

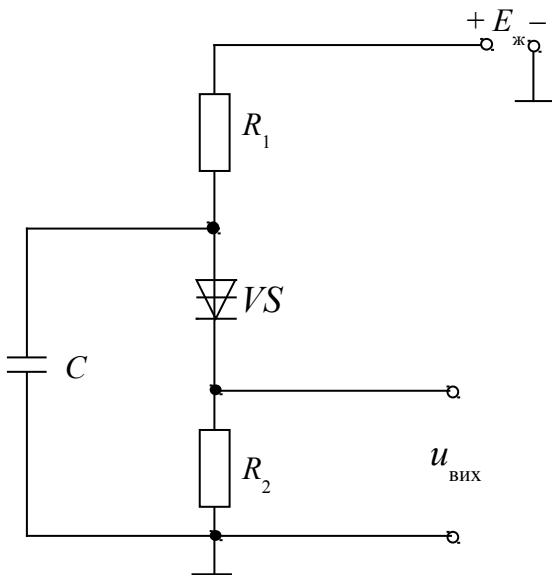


Рис. 5.4. Автогенератор
на диністорі

$$E_{\text{ж}} > U_{\text{вкл}} \quad \text{і} \quad R_1 \gg R_2.$$

При закритому діодному тиристорі VS конденсатор C заряджається через резистор R_1 . Коли напруга на конденсаторі досягне величини $U_{\text{вкл}}$, тиристор включається, і конденсатор швидко розряджається через малий опір тиристора VS і резистор R_2 . При розряді конденсатора струм через тиристор падає. Коли він досягне величини $I_{\text{викл}}$, тиристор стрибком повертається у початковий стан (вимикається), і цикл повторюється. При цьому формуються короткі потужні імпульси струму, період проходження яких

дорівнює

$$T = t_1 + t_{\text{п}},$$

де t_1 – тривалість імпульсу

$$t_1 = CR_2 \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{I_{\text{викл}} \times R_2},$$

$t_{\text{п}}$ – тривалість паузи

$$t_{\text{п}} = CR_1 \ln \frac{E_{\text{ж}}}{E_{\text{ж}} - U_{\text{вкл}}}.$$

Така схема генератора імпульсів струму при малих опорах навантаження (до 100 Ом) дозволяє отримати імпульси струму до декількох ампер і тривалістю фронту менше 0,1 мкс.

Принципи побудови імпульсних схем на тріодних тиристорах багато в чому подібні схемам на діодних тиристорах. Відмінність полягає в схемах кіл управління. Як і на діодних, на тріодних тиристорах можна побудувати схеми мультівібраторів, одновібраторів, тригерів, однак найбільш широкого застосування тріодні тиристори знаходять у схемах формування потужних імпульсів. Вихідні імпульси формувачів використовуються для запуску модуляторів радіолокаційних станцій, підпалу імпульсних ламп та ігнітронів, управління силовими тиристорами, збудження напівпровідникових оптичних квантових генераторів, імпульсного живлення магнітних елементів та в інших пристроях.

Тиристорні ключі

Тиристори складають найбільш широкий клас напівпровідникових приладів з від'ємним опором. Вони призначені, в основному, для комутації струмів і напруг у схе-

мах з великими струмами. Для забезпечення роботи тиристорного ключа у двох стійких режимах його навантажувальна пряма повинна перетинати вольт-амперну характеристику у трьох точках (1, 2, 3) (рис. 5.5), з яких положення 1 і 3 є стійкими.

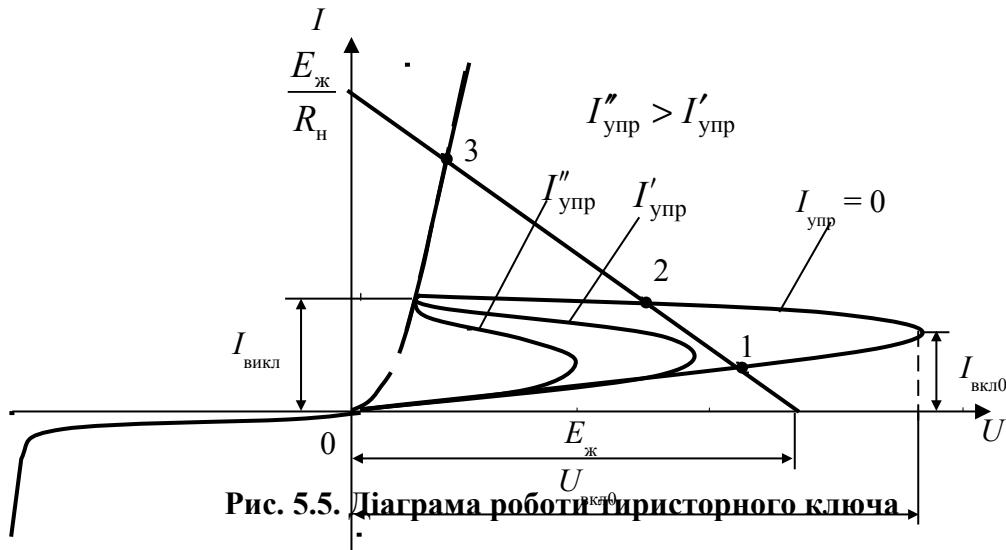


Рис. 5.5. Діаграма роботи тиристорного ключа

Якщо за відсутності вхідного сигналу прикладена до тиристора пряма напруга не перевищує $U_{вкл}$, то ключ знаходиться у закритому стані. Перемикання тиристора із закритого стану у відкритий повинне здійснюватися подачею відпираючого імпульсу до кола управління тріодних і запірних тиристорів або до кола анод-катод для діодних тиристорів. Побудова і розрахунок кіл відпирання, вимикання та запирання тиристорних ключів є головними завданнями, які доводиться вирішувати при проектуванні тиристорних пристроїв. При цьому під вимиканням тиристорів розуміється їх вимикання за анодним колом, а під запиранням – вимикання за колом управляючого електрода.

Коло відпирання повинне забезпечити включення тиристора від імпульсу сигналу управління та захист тиристора від відпираючого імпульсу завади. Деякі схеми кіл відпирання тиристорних ключів наведено на рис. 5.6.

При подачі короткого імпульсу $U_{упр} \geq U_{вкл}$ діодний тиристор VS у схемі рис. 5.6, а включається, і через нього протікає струм, який визначається опором навантаження R_n (точка 3 на рис. 5.5), на рис. 5.6, б показаний ключ на тріодному тиристорі VS . Включення діода до управляючого кола тиристора виключає протікання зворотного струму через управляючий електрод, а включення шунта $R_{ш}$ підвищує стійкість тиристора проти самовільного включення.

Для виключення тиристора необхідно зменшити протікаючий через тиристор струм до величини, меншої $I_{вкл}$. На рис. 5.7 наведено схеми вимикання тиристорних ключів за допомогою зарядженого конденсатора і допоміжного тиристора. Сутність роботи цих схем вимикання полягає у тому, що попередньо заряджений конденсатор за допомогою допоміжного тиристора підключається до основного тиристора таким чином, що струм його розряду спрямований назустріч прямому струму основного тиристора $VS1$, що забезпечує його запирання.

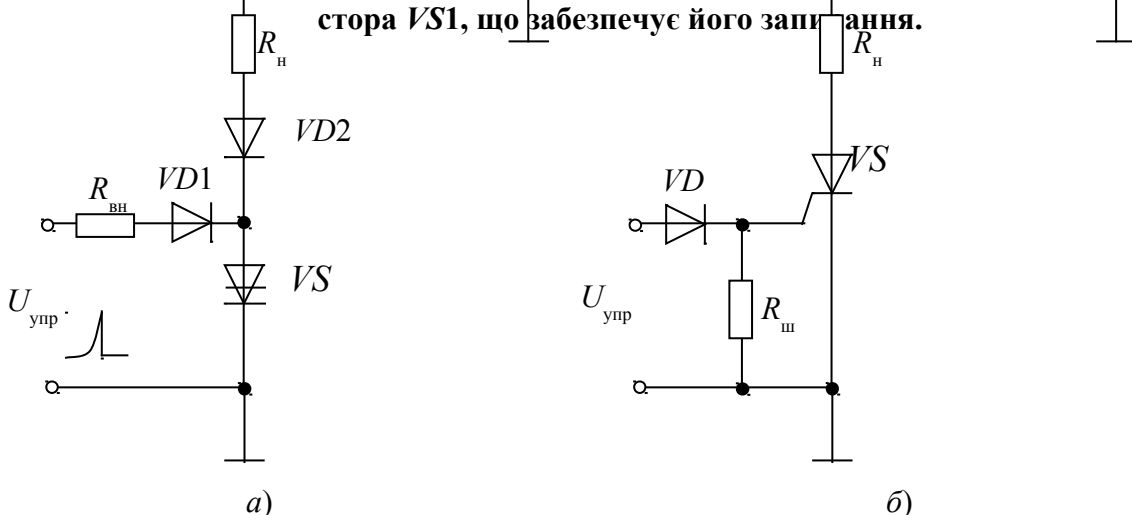


Рис. 5.6. Схеми відпирання тиристорних ключів:
 а) ключ на диністорі; б) ключ на триністорі

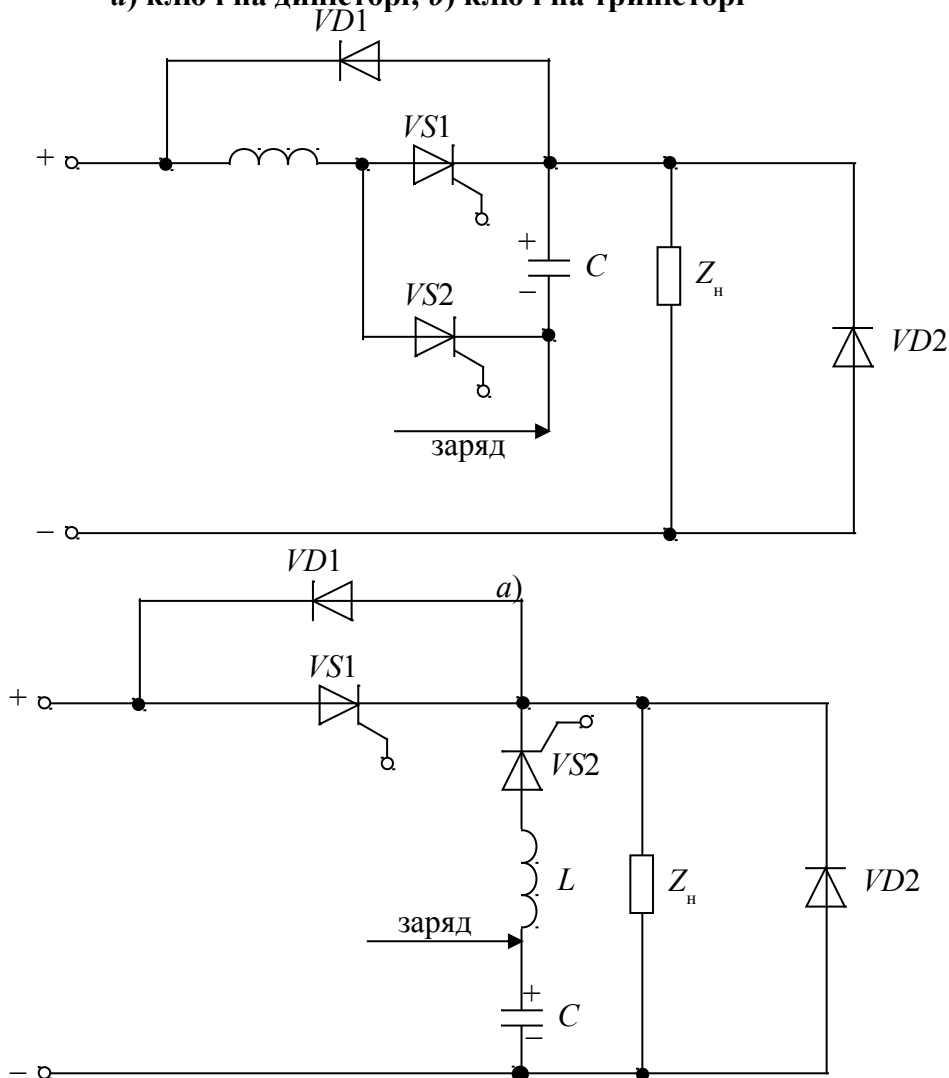


Рис. 5.7. Схеми вимкання тиристорних ключів за допомогою конденсатора C :
 а) паралельно $VS1$; б) паралельно Z_n

Комутуючий конденсатор C може бути підключений за допомогою допоміжного тиристора $VS2$ паралельно основному тиристорі $VS1$ (рис. 5.7, а) або паралельно навантаженню Z_n (рис. 5.7, б). Заряд конденсатора C забезпечується спеціальним зарядним колом, яке на рис. 5.7 не відображено. Схеми включення тиристора $VS1$ для простоти не показані.

На запирих тиристорах легко виконати кола запирання. Схеми такого ключа наведена на рис. 5.8.

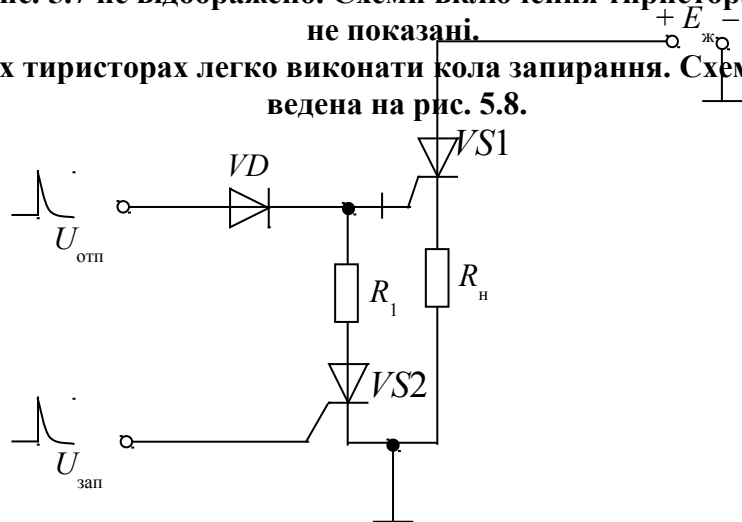


Рис. 5.8. Схема ключа на запірному тиристорі

У відсутності запираючого сигналу $U_{\text{зап}}$ тиристор $VS2$ замкнений, а тиристор $VS1$ може бути включений сигналом $U_{\text{відп}}$. При надходженні сигналу $U_{\text{зап}}$ ключ запираючого кола відкривається, пропускаючи через себе струм запирання тиристора $VS1$.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення тиристора.
2. Наведіть класифікацію тиристорів.
3. Розкажіть принцип дії триністора.
4. Назвіть електричні параметри тиристорів.
5. Назвіть способи виключення триністора.
6. Намалюйте схему однопівперіодного випрямляча на триністорі і поясніть, як вона працює.
7. Намалюйте схему ключа на триністорі і поясніть, як вона працює.

Глава 6
ОДНОПЕРЕХІДНИЙ ТРАНЗИСТОР

Одноперехідні транзистори, як і тиристри, мають ВАХ з ділянкою негативного диференціального опору, але конструктивно вони суттєво відрізняються від тиристорів.

Одноперехідний транзистор, інакше званий двобазовим діодом, має тільки один p - n -перехід і три виводи. На рис. 6.1, а і б показана структура, схема включення й умовне позначення одноперехідного транзистора n - p - n типу, на рис. 6.1, в – умовне позначення одноперехідного транзистора p - n - p типу.

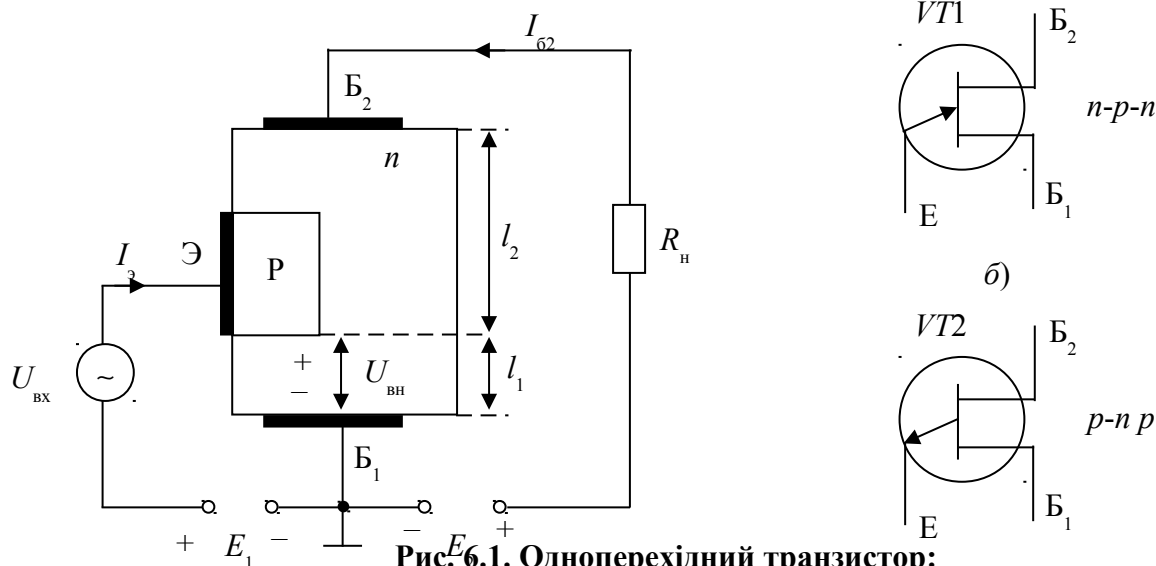


Рис. 6.1. Одноперехідний транзистор:

- а) структура та схема включення одноперехідного транзистора n - p - n типу;
- б) умовне позначення одноперехідного транзистора n - p - n типу;
- в) умовне позначення одноперехідного транзистора p - n - p типу

База одноперехідного транзистора виконана з напівпровідника n -типу, область емітера – з напівпровідника p -типу. База має два виводи B_1 і B_2 , емітер має вивід E . Емітер і база утворюють p - n -перехід, на який подається пряма зовнішня напруга E_1 , на базову область B_1 - B_2 подається зовнішня напруга E_2 .

Вхідну вольт-амперну характеристику одноперехідного транзистора наведено на рис. 6.2.

Розглянемо фізичні процеси в одноперехідному транзисторі.

1) Нехай зовнішня напруга, прикладена між емітером і корпусом, дорівнює нулю $U_e = 0$, де $U_e = U_{вх} + E_1$. При подачі напруги E_2 уздовж бази буде протікати струм I_{62} , який створює падіння напруги між базовими виводами B_2 - B_1 . Отже, на ділянці бази l_1 (всередині базової області від емітера E до виводу B_1) буде існувати падіння напруги $U_{вн}$, яка є зворотною для емітерного переходу і запирає його.

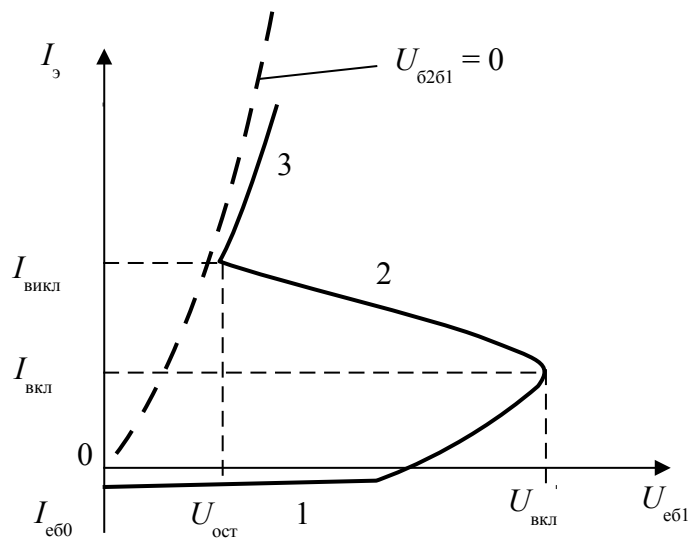


Рис. 6.2. Вхідна ВАХ одноперехідного транзистора

Тому, якщо зовнішня пряма напруга U_e менша $U_{вн}$, ($U_e < U_{вн}$), результуюча напруга, прикладена до емітерного переходу $U_{eб1} = U_e + U_{вн}$ буде *запираючою*, *p-n*-перехід буде закрито. У вхідному колі буде протікати невеликий зворотний струм $I_{eб0}$. Цей процес відповідає ділянці 1 на рис. 6.2.

2) Якщо зовнішня пряма напруга U_e більша $U_{вн}$ ($U_e > U_{вн}$), то результуюча напруга на переході $U_{eб1}$ стає прямою, емітерний перехід *відпирається*, і у ньому починається інжекція дірок з емітета до бази. В результаті опір частини бази l_1 зменшується, а це призводить до ще більшого зміщення *p-n*-переходу у прямому напрямку. При певному значенні $U_{eб1} = U_{вкл}$ такий процес розвивається лавиноподібно, на вхідних ВАХ з'являється ділянка з негативним диференціальним опором: ділянка 2 на рис. 6.2.

3) Коли шар бази l_1 насичується зарядами і його опір перестав зменшуватися, зростання струму емітера I_e пов'язане з підвищенням напруги $U_{eб1}$: ділянка 3 на рис. 6.2.

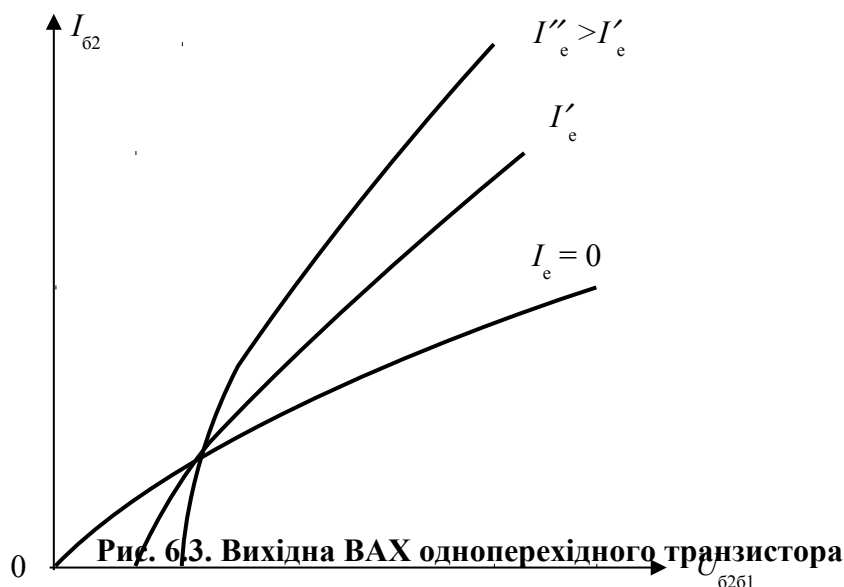
4) При збільшенні напруги $U_{б2б1}$ ВАХ зміщується паралельно собі праворуч без зміни форми, а при зменшенні $U_{б2б1}$ – ліворуч. При значенні $U_{б2б1} = 0$ ВАХ набуває вигляду характеристики звичайного діода (пунктирна лінія на рис. 6.2).

Отже, одноперехідний транзистор може знаходитися у двох стійких станах:

- 1) у закритому стані, який характеризується великими опором між різними виводами одноперехідного транзистора;
- 2) у відкритому стані (стані насичення), який характеризується малими опором між виводами транзистора.

У відкритому стані одноперехідний транзистор буде знаходитися до тих пір, поки струм емітера I_e буде перевищувати струм вимикання $I_{вкл}$.

Вихідні ВАХ одноперехідного транзистора наведені на рис. 6.3. Вони являють залежність струму $I_{б2}$ від напруги $U_{б2б1}$, прикладеної до виводів баз B_2 і B_1 .



Основні параметри одноперехідного транзистора

- $I_{вкл}$ – струм включення;
- $I_{вкл}$ – струм виключення;
- $U_{вкл}$ – напруга включення;
- $R_{б2б1}$ – міжбазовий опір;

- коефіцієнт внутрішнього відношення напруг (коефіцієнт передачі) η ;
- струм витoku I_{c60} ;
- залишкова напруга у включеному стані $U_{зал}$;
- розсіювана потужність P ;
- час включення $t_{вкл.}$

Одноперехідні транзистори застосовуються як ключові елементи в генераторах релаксаційних коливань, дільниках частоти, в різних перемикаючих пристроях, для управління тиристорами, порогових пристроях та інших.

Як приклад на рис. 6.4, а наведена схема генератора релаксаційних коливань, виконаного на одноперехідному транзисторі VT .

Принцип дії генератора заснований на періодичних процесах заряду і розряду конденсатора C_1 . Поки одноперехідний транзистор VT закритий, конденсатор C_1 заряджається через опір R_1 . Включення транзистора VT відбувається при досягненні напруги $U_{c61} = U_{вкл.}$. Опір між емітером і базою B_1 зменшується до опору насичення $R_{нас}$, і конденсатор C_1 розряджається через опір $(R_{нас} + R_3)$. З цього моменту струм в емітерному колі і у навантаженні R_3 підтримується за рахунок розряду конденсатора C_1 до тих пір, поки він не стане рівним струму виключення $I_{вкл.}$. У цій точці опір бази B_1 різко збільшується, і струм в емітерному колі та у навантаженні R_3 різко зменшується. Конденсатор C_1 знову починає заряджатися. Вихідна напруга $U_{вих}$ прямо пропорційна струму у навантаженні, еюра вихідної напруги генератора наведена на рис. 6.4, б. Тривалість імпульсу вихідної напруги $U_{вих}$ визначається постійною часу розряду ємності C_1 : $\tau_{розр} = C_1(R_{нас} + R_3)$, тривалість паузи – постійною часу заряду ємності C_1 : $\tau_{зар} = C_1R_1$.

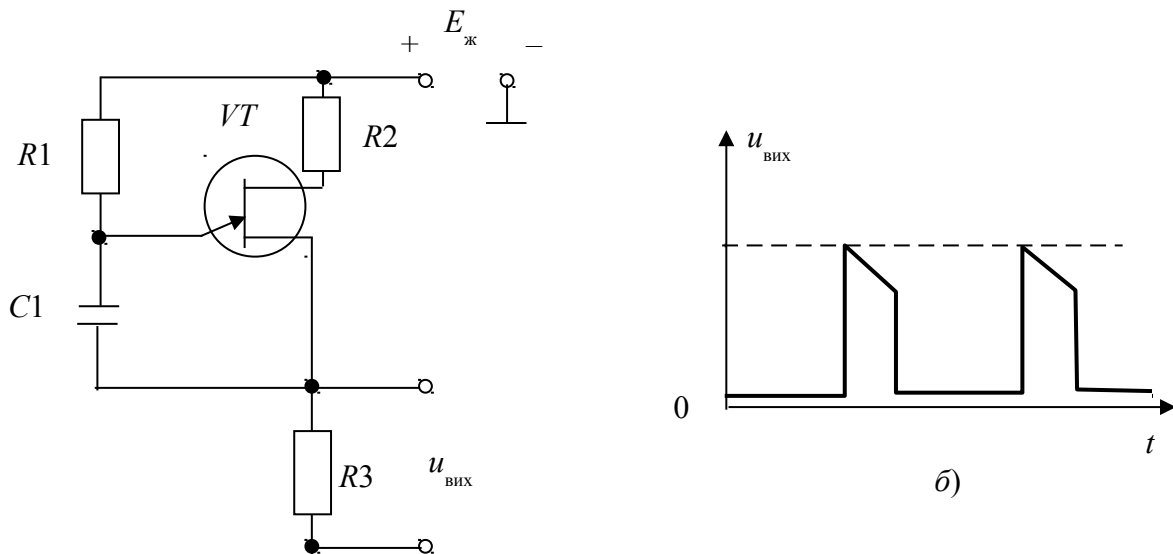


Рис. 6.4. Генератор релаксаційних коливань: а) схема генератора; б) еюра вихідної напруги

Щоб одноперехідний транзистор VT працював у релаксаційному режимі, навантажувальна пряма повинна перетинати його вхідну ВАХ на ділянці негативного диференціального опору (ділянка 2 на рис. 6.2).

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення одноперехідного транзистора.
2. Розкажіть принцип дії одноперехідного транзистора.
3. Намалюйте вхідну характеристику одноперехідного транзистора і поясніть її хід.
4. Намалюйте вихідну характеристику одноперехідного транзистора і поясніть її хід.

5. Намалуйте схему генератора на одноперехідному транзисторі і поясніть, як вона працює.

Глава 7 ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

Оптоелектроніка – це область електроніки, в якій в якості носія інформації використовуються електромагнітні хвилі оптичного діапазону: інфрачервоного – $\lambda = (0,7 \cdot 10^{-6} \dots 10^{-3})$ м;

видимого – $\lambda = (0,4 \cdot 10^{-6} \dots 0,7 \cdot 10^{-6})$ м;

ультрафіолетового – $\lambda = (0,4 \cdot 10^{-6} \dots 0,7 \cdot 10^{-6})$ м.

Частоти цих випромінювань лежать в діапазоні $f = (3 \cdot 10^{11} \dots 3 \cdot 10^{16})$ Гц, але довжина хвилі більш повно характеризує властивості цього випромінювання.

У оптоелектроніці світловий промінь виконує ті самі функції управління, перетворення і зв'язку, що і електричний сигнал в електричних колах.

Фотоелектричними називають прилади, які здійснюють перетворення енергії оптичного сигналу в електричний. Зворотне перетворення здійснюють світловипромінюючі прилади.

Приймачі оптичного випромінювання

Всі приймачі оптичного випромінювання за принципом дії можна розділити на два великі класи: теплові та фотонні. Фотонні приймачі у свою чергу можна розділити на приймачі із зовнішнім та внутрішнім фотоефектом. Розглянемо фотонні приймачі.

Зовнішній фотоефект заснований на явищі фотоелектронної емісії. Під дією випромінювання з поверхні fotocутливого елемента емітують електрони. Фоточутливий елемент називається фотокатодом. Потік електронів уловлюється анодом, у зовнішньому колі утворюється струм.

На зовнішньому фотоефекті засновані фотоемісійні приймачі випромінювання: фотоелементи, фотоелектронні помножувачі, електронно-оптичні перетворювачі. *Фотоелектронні помножувачі* – це електровакуумні прилади, в яких потік електронів, що випускаються фотокатодом під дією оптичного випромінювання, підсилюється у помножувальній системі за рахунок вторинної електронної емісії.

Фотоелементи і фотоелектронні помножувачі використовуються у схемах автоматики та контрольно-вимірювальних пристроях, джерелами світла в них служать лампи розжарювання або інші освітлювачі.

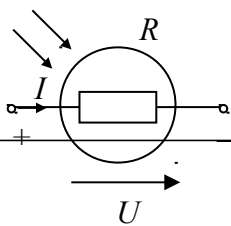
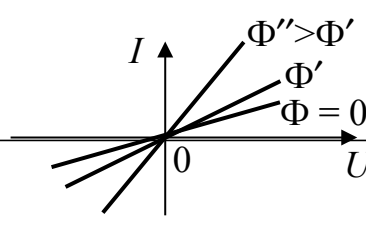
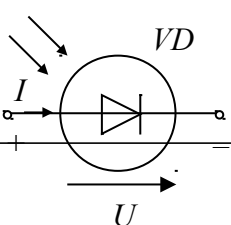
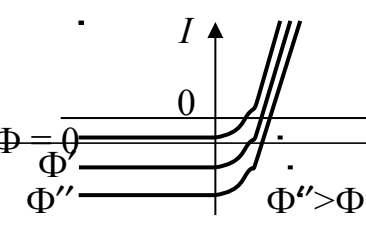
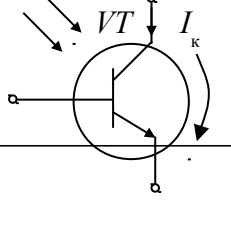
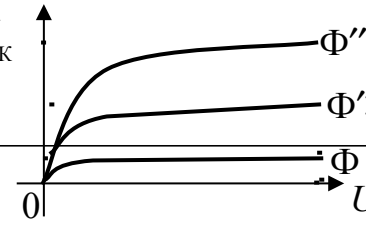
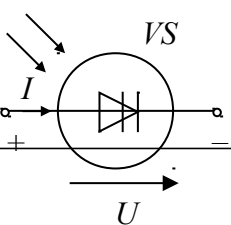
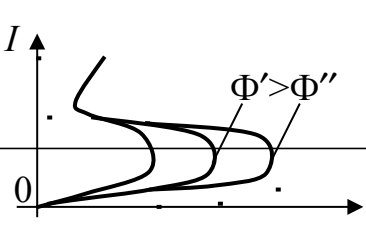
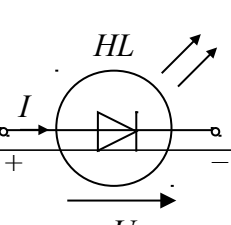
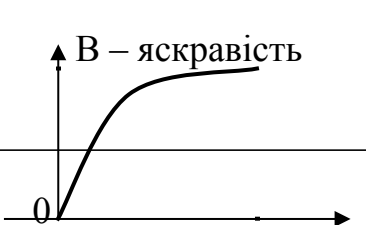
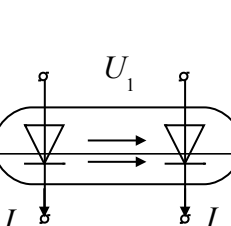
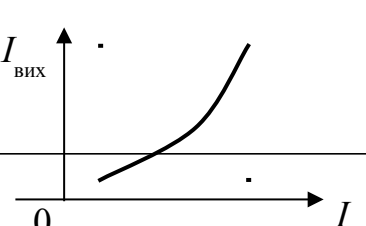
Внутрішній фотоефект виникає у напівпровідниках, коли при опроміненні електрони отримують додаткову енергію, достатню для подолання забороненої зони і переходу до зони провідності. В результаті кількість вільних носіїв заряду збільшується, підвищується провідність речовини або виникає внутрішня ЕРС. Внутрішній фотоефект використовується в роботі приймачів оптичного випромінювання: фоторезисторів, фотодіодів, фототранзисторів, фототиристорів та інших приладів.

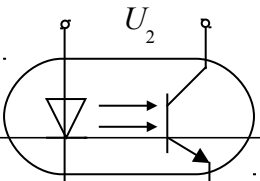
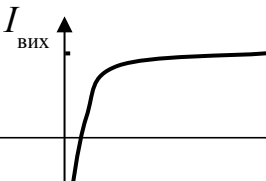
Фоторезистором називають напівпровідниковий прилад, опір якого залежить від освітленості. Умовне позначення фоторезистора і його характеристики

показані в табл. 7.1. Фоторезистор поводить як омичний опір, але величина його залежить від величини світлового потоку Φ : при збільшенні освітленості опір зменшується. Фоторезистори використовуються для вимірювання малих величин освітленості, а також в якості керованих опорів. До недоліків фоторезисторів слід віднести інерційність, значну температурну залежність і вплив вологості.

Таблиця 7.1

Оптоелектронні прилади

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Характеристики
1	Фоторезистор		
2	Фотодіод		
3	Фототранзистор		
4	Фототиристор		
5	Світлодіод		
6	Оптрон діодний		

7	Оптрон з фототранзистором		
---	---------------------------	---	--

Фотодіод. Структура фотодіода аналогічна структурі звичайного площинного напівпровідникового діода. Відмінність полягає в тому, що його $p-n$ -перехід однією стороною звернений до скляного вікна, через яке надходить світло, з іншого боку він захищений від впливу світла. При освітленні фотодіода з'являється додаткове число електронів і дірок, внаслідок чого збільшується кількість переходів неосновних носіїв зарядів. Це призводить до збільшення струму у колі. У табл. 7.1 показано умовне позначення фотодіода і подано сімейство характеристик. Фотодіоди використовуються у фотометричних вимірюваннях. Фотодіоди також придатні для отримання електричної енергії. Для цих цілей виготовляють спеціальні фотодіоди з великою площею $p-n$ -переходу, які називаються *сонячними елементами*.

Фототранзистори. Їх можна розглядати як комбінацію фотодіода і транзистора. Це дозволяє одночасно з перетворенням світлової енергії в електричну здійснити підсилення фотоструму. Як і звичайні транзистори, фототранзистори можуть бути $p-n-p$ та $n-p-n$ -типу. На вхід фототранзистора можна подавати оптичний і електричний сигнал. Напругу живлення на фототранзистор подають як і на звичайний транзистор, проте він може працювати і з відключеним виводом бази. У табл. 7.1 показано умовне позначення фототранзистора і подано сімейство характеристик.

При $\Phi = 0$ струм колектора малий. При освітленні приладу під впливом світла в базовій області утворюються вільні носії заряду, які призводять до збільшення струму колектора. При розрахунках схем з фототранзисторами їх можна розглядати як звичайні транзистори, на вхід яких подається електричний сигнал, еквівалентний оптичному.

Фототиристри. Це напівпровідникові прилади, що являють собою багатошарову напівпровідникову структуру, яка включається світлом. Принцип дії фототиристорів аналогічний принципу дії звичайного тиристора. У табл. 7.1 показано умовне позначення фототиристора і подано сімейство характеристик. Фототиристри застосовуються у фотореле, в оптоелектронних логічних схемах промислової автоматики, в імпульсній техніці в якості генераторів потужних імпульсів, у пристроях зчитування, в якості запам'ятовуючих пристроїв.

В якості фотоперетворювачів у оптоелектроніці використовуються вакуумні телевізійні трубки як із зовнішнім, так і з внутрішнім фотоефектом. Найбільш широко поширені серед них відікони, плюмбікони, кремнікони, дисктори. За останні роки набули застосування *інтегральні фотоприймальні пристрої*. Їх чутлива поверхня може виконуватися як неперервною, так і дискретною. Більш широко використовуються дискретні поверхні.

У фотоприймачах з дискретними поверхнями світлосприймаюча поверхня виконується у вигляді впорядковано розташованих у вигляді лінійок, матриць або спеціальних наборів окремих елементів, званих *пікселями*, які створені на основі фотоелементів, фотодіодів, фототранзисторів, МДН-конденсаторів, що мають спільні шини живлення, управління і знімання інформації. На основі

МДН-конденсаторів створені прилади із зарядним зв'язком (ПЗЗ), з яких збираються матриці. Кількість елементів у матриці ПЗЗ може перевищувати кілька мільйонів пікселів – елементарних елементів, на які розбивається зображення. Управляючі пристрої для цих приладів виконуються на основі зсувних регістрів або кільцевих лічильників.

Для формування двовимірного зображення застосовують різні оптико-механічні та оптоелектронні пристрої. Прогрес в області КМОН-технологій дозволив створити ПЗЗ-матрицю, яка дозволяє реєструвати колірні складові зображення одночасно в одному пікселі. Раніше колірні складові зображення реєструвалися трьома ПЗЗ-датчиками, кожен з яких був забезпечений своїм світлофільтром. Так, сенсор (англ. – чутливий елемент, датчик) ХЗ має розмір зображення $2268 \times 1512 \times 3$ пікселів, розмір сенсора 20.7×13.8 мм. Інтегральні фотоприймальні пристрої мають низку переваг перед звичайними телекамерами: відсутність спотворень зображення, висока чутливість, великий термін служби, відсутність високих напруг живлення, нечутливість до механічних навантажень, малі габаритні розміри і маса, низькі експлуатаційні витрати.

Джерела оптичного випромінювання

Принцип дії випромінювальних напівпровідникових приладів заснований на випромінюванні квантів електромагнітної енергії при переході частинок з високого енергетичного стану у більш низький. Переходи, при яких випромінюються кванти променистої енергії, називаються випромінювальними. Вони зумовлюють явища люмінесценції та індукованого випромінювання.

Люмінесцентні напівпровідникові випромінювачі побудовані на основі збудження електронів у матеріалі в результаті зовнішньої дії. Речовини, які мають люмінесцентні властивості, називаються *люміноформами*. Явище люмінесценції широко використовується в некогерентних випромінювальних напівпровідникових приладах, наприклад, світлодіодах.

Світлодіоди виготовляються на основі арсенідів і фосфідів галію, індію та алюмінію з електронною та дірковою провідностями. Ці діоди випромінюють світло при протіканні через них прямого струму. Область спектрального випромінювання діодів має досить вузькі межі. У табл. 7.1 показано умовне позначення і характеристика світлодіода. Яскравість світіння у широкому діапазоні пропорційна прямому струму діода. Струму у кілька міліампер вже достатньо для виразної індикації, тому світлодіоди зручно використовувати в якості елементів індикації у напівпровідникових схемах. Світлодіоди використовують як випромінюючий елемент оптрона, у фотозчитувачах, в системах оптичної передачі інформації по світловоду. Світлодіоди виготовляються також у вигляді матриць.

Явище *індукованого випромінювання* лежить в основі роботи *квантових* приладів. Тривалість індукваного випромінювання близька до періоду світлових коливань. Індуковане випромінювання відрізняється когерентністю і вузьким спектром. Залежно від частоти коливань, що генеруються, квантово-оптичні прилади поділяються на *мазери*, випромінюючі сантиметрові і міліметрові хвилі, і *лазери* – прилади оптичного діапазону. На даний час набули більш широкого застосування твердотільні, газові та напівпровідникові лазери. Напівпровідникові лазери використовуються у світловодних лініях зв'язку і передачі інформації, а також у системах автоматики й управління.

У середовищах під високою напругою з'являється світіння. Прилади, що використовують кванти променистої енергії, отримали назву *плазмових*. На їх основі створені плазмові панелі.

Оптрони

Якщо в одному корпусі об'єднати світлодіод і фоточутливий елемент, то отримаємо напівпровідниковий прилад – *оптрон*. В якості фотоприймачів можна використовувати фоторезистор, фотодіод, фототранзистор, фототиристор. У табл. 7.1 показані два типи оптронів: діодний і транзисторний, їх умовні позначення і характеристики. Оптрон дозволяє здійснити перетворення вхідного струму у вихідний з повним гальванічним розділенням кіл. Оптрони застосовуються для передачі як цифрових, так і аналогових сигналів. Електрична ізоляція входу від виходу дозволяє за допомогою низьких напруг управляти високими, здійснювати розв'язку низькочастотних і високочастотних кіл, виконувати високоякісні електронні реле та комутатори.

За ступенем складності структурної схеми виробу оптронної техніки класифікуються наступним чином:

- 1) оптрони (елементарні оптрони): діодні, транзисторні (біполярні і польові), тиристорні, резисторні;
- 2) оптоелектронні інтегральні мікросхеми: перемикальні, комутаційні, релейні, функціональні, індикаторні;
- 3) спеціальні види оптронів: з відкритим оптичним каналом, з гнучким світловодом, з управлінням оптичним каналом.

Особливу групу індикаторних приладів становлять *рідкокристалічні індикатори (PKI)*. У цих приладах використовуються речовини, що мають властивості, проміжні між властивостями твердого кристала і рідини. Особливість рідкокристалічних речовин полягає у наявності стрижневих молекул, здатних розташовуватися паралельними ланцюжками, утворюючи впорядковану кристалічну решітку. Під дією електричного поля в рідких кристалах порушується орієнтація молекул. При цьому в речовині виникає ефект динамічного розсіювання, що супроводжується зміною прозорості рідини. Цей ефект використовують для створення індикаторів. На відміну від інших типів індикаторів рідкокристалічні індикатори випромінюють світло, для їх роботи необхідне джерело прохідного або відбитого світла.

Перспективним різновидом рідкокристалічних індикаторів є індикатори, що використовують ефект обертання площини поляризації світла під дією електричного поля. Прикладене електричне поле викликає поворот осей молекул навколо їхніх центрів паралельно вектору електричного поля. При цьому ділянка, яка перебуває у схрещених поляризаторах, стає темною, непрозорою, а в паралельних поляризаторах – світлою, прозорою. Рідкокристалічні індикатори, які використовують ефект обертання площини поляризації, мають мале споживання енергії, що забезпечує хорошу узгодженість з інтегральними схемами, і мають високі значення контрасту при менших напругах порівняно з індикаторами з динамічним розсіюванням.

Рідкокристалічні індикатори знаходять широке застосування в електронних годинниках, мікрокалькуляторах, комп'ютерах, системах контролю й управління. Внаслідок малого енергоспоживання використання їх особливо перспективне у пристроях з обмеженим запасом живлення.

Триваючий розвиток РК- й плазмових дисплеїв дозволить поступово повністю витіснити монітори й телевізори на електронно-променевих трубках. За основними якісними показниками (яскравістю зображення, розділенню, кольоровій гамі, контрастності, терміну служби) вони відповідають вимогам телевізійного сприйняття. Їх плоскі конструкції та гарне сприйняття відображеної картини зором людини забезпечать РК- і плазмовим панелям широке використання у професійній та побутовій апаратурі.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення фотоелектронного приладу.
2. Наведіть визначення світловипромінювального приладу.
3. Що таке внутрішній фотоефект?
4. Що таке зовнішній фотоефект?
5. Наведіть класифікацію фотоприладів.
6. Наведіть класифікацію джерел випромінювання.
7. Який напівпровідниковий прилад називається оптроном?
8. Наведіть класифікацію оптронів.

Глава 8

ЕЛЕКТРОВАКУУМНИМ ПРИЛАДИ

Електровакуумними називають прилади, принцип дії яких заснований на використанні електричних явищ у вакуумі або газі. Електровакуумні прилади поділяються на електронні та іонні.

В *електронних* електровакуумних приладах проходження електричного струму здійснюється вільними електронами. Робочим середовищем цих приладів є вакуум, який забезпечується газонепроникною оболонкою. Сімейство електровакуумних приладів об'єднує кілька груп приладів: електронні лампи, електронно-променеві прилади, електровакуумні фотоелектронні прилади та інші.

В електронних електровакуумних приладах управління вільними електронами здійснюється за допомогою електричних або магнітних полів. Для отримання потоку вільних електронів у приладах використовується спеціальний електрод – *катод*. Процес виходу електронів з катода називається *електронною емісією*. Найчастіше використовується термоелектронна емісія, при якій додаткова енергія електронам для виходу з катода надається при нагріванні. Використовуються катоди прямого і непрямого накалу, більш поширеними є катоди непрямого накалу, хоча вони мають значну теплову інерцію.

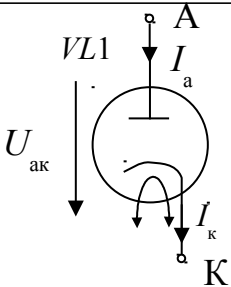
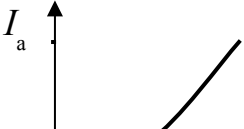
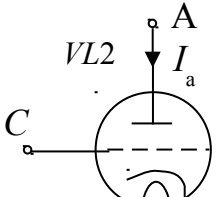
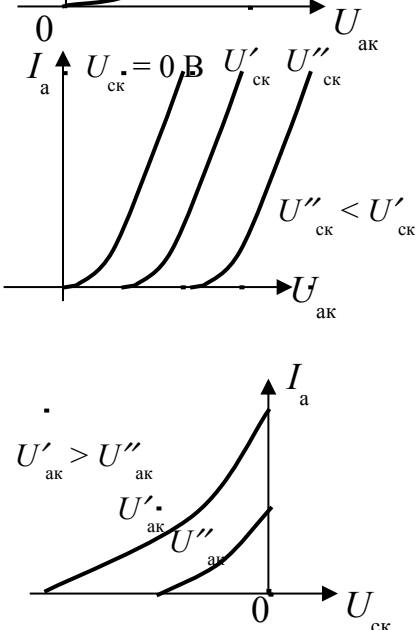
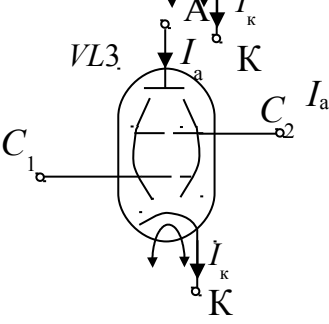
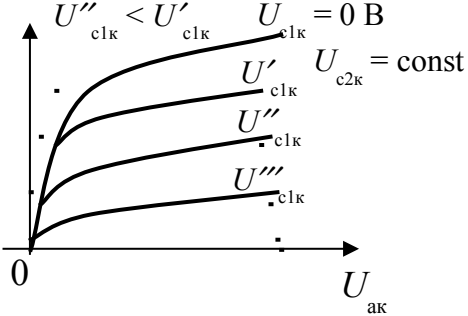
У *іонних* електровакуумних приладах використовується електричний розряд в газі, тому їх часто називають *газорозрядними*. Залежно від виду електричного розряду розрізняють прилади тліючого розряду, дугового розряду та ін. Іонний прилад зазвичай являє собою скляний балон, заповнений інертним газом, воднем або парами ртуті, усередині якого розміщують електроди. Іонні прилади відрізняються від електронних тим, що у їхній роботі використовуються як вільні електрони, так і іони газу.

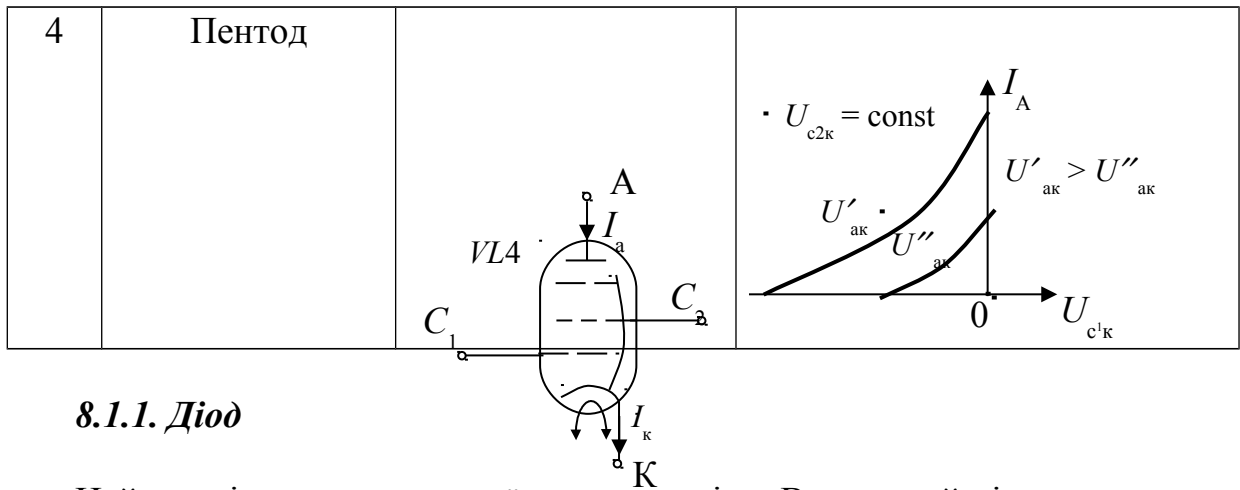
8.1. Електронні лампи

В електронних лампах управління рухом електронів, емітованих катодом, здійснюється за допомогою електричних полів. Для створення електричних полів до електродів підключаються зовнішні джерела напруги. Значення напруг на електродах і струми у їхніх колах визначають електричний режим роботи лампи. В технічних умовах зазначаються номінальний та граничний режими роботи лампи. *Номінальний режим* характеризує умови роботи, на які розрахований даний прилад. *Граничний режим* визначає максимально або мінімально допустимі значення параметрів режиму.

Залежно від числа електродів розрізняють двоелектродні лампи – *діоди*, триелектродні лампи – *тріоди*, чотириелектродні лампи – *тетроди*, п'ятиелектродні лампи – *пентоди* та інші багатосіткові лампи. Для ефективної емісії електронів катодом електронна лампа кожного типу має також коло накалу для підігріву катода. Принцип дії, особливості характеристик та деякі застосування електронних ламп розглянуто далі. У табл. 8.1 наведено умовні позначення та ВАХ електронних ламп.

Електронні лампи

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Вольт-амперні характеристики
1	Діод		
2	Тріод		
3	Променевий тетрод		<p>Характеристики однакові у променевого тетрода й пентода</p> 



8.1.1. Діод

Найпростішою електронною лампою є діод. Вакуумний діод складається з катода К, який є джерелом електронів, і анода А. Електроди діода розташовані у скляному або металевому балоні, в якому створено високий вакуум. Умовне позначення діода і його статична вольт-амперна характеристика наведені у табл. 8.1.

При нагріванні катода виникає термоелектронна емісія, при подачі між анодом і катодом позитивної напруги $U_{ак}$ в проміжку анод – катод створюється прискорююче поле і виникає електричний струм. У зовнішньому колі протікає анодний струм $I_a = I_k$, напрямом якого протилежний напрямку руху електронів, тобто струм протікає від анода до катода. При подачі негативної напруги $U_{ак}$ електричне поле стає гальмуючим для електронів, при цьому анодний струм практично відсутній ($I_a = 0$).

Основна властивість діода – здатність проводити струм тільки в одному напрямку, тобто діод має *однобічну провідність* і подібно напівпровідниковому діоду може випрямляти змінний струм. Все зазначене про роботу випрямляльних схем з напівпровідниковими діодами справедливо для схем випрямлення за допомогою вакуумних діодів. Особливість вакуумних діодів – відсутність зворотного струму.

Вакуумні діоди, які застосовані для випрямлення змінного струму електромережі, тобто для перетворення його в постійний струм, називають *кенотронами*. Вони використовуються в пристроях живлення радіоелектронної апаратури. Кенотрони можуть працювати при високих зворотних напругах – сотні і тисячі вольт.

Діоди використовуються також для перетворення високочастотних коливань: детектування, модуляції, перетворення частоти. Такі діоди прийнято називати *високочастотними діодами*. Ці лампи мають невеликі розміри, ємність $C_{ак}$ повинна бути невеликою.

Граничні експлуатаційні дані електривакуумного діода:

- 1) максимально допустима потужність розсіювання на аноді – $P_{а макс}$;
- 2) максимально допустима зворотна напруга діода – $U_{ак зв макс}$.

8.1.2. Тріод

Тріодом називається електронна лампа, у якої між анодом і катодом розташований управляючий електрод – сітка C . За наявності сітки число електронів, що потрапляють на анод, і, отже, анодний струм залежать не тільки від величини анодної напруги, але й від величини та полярності напруги між сіткою і катодом. Змінюючи потенціал сітки, можна управляти анодним струмом. Тому сітка в тріоді називається *управляючою*. Умовне позначення тріода і його ВАХ наведено в табл. 8.1.

Сітку розташовують поблизу катода, завдяки цьому напруга $U_{ск}$ більше впливає на анодний струм, ніж напруга $U_{ак}$. Це видно зі статичних характеристик тріода: вихідних (анодних) $I_a = f(U_{ак})$ при $U_{ск} = \text{const}$ і передавальних (анодно-сіткових) $I_a = f(U_{ск})$ при $U_{ак} = \text{const}$. При позитивній напрузі на сітці електронні лампи використовуються рідко, так як при цьому виникає сітковий струм і вхідний опір лампи різко зменшується.

Таким чином, за допомогою зміни невеликої напруги $U_{ск}$ можна управляти великими змінами анодного струму I_a . Ця властивість тріода дозволяє його використовувати в якості підсилювального елемента.

Катод, сітка і анод аналогічні відповідно емітеру, базі і колектору біполярного транзистора або витоку, затвору і стоку польового транзистора.

Основний і корисний струм в тріоді – анодний струм I_a . При негативній напрузі сітка-катод струм сітки дорівнює нулю ($I_c = 0$), вхідний опір тріода виходить дуже великим, можна вважати $R_{вх} \rightarrow \infty$. У цьому випадку $I_a = I_k$. З позитивною напругою сітка-катод $U_{ск}$ працюють тільки *генераторні й імпульсні тріоди*.

Граничні експлуатаційні параметри тріода:

- 1) максимально допустима постійна потужність розсіювання на аноді – $P_{а макс}$;
- 2) максимально допустима анодна напруга – $U_{ак макс}$;
- 3) максимально допустимий анодний струм – $I_{а макс}$.

Крім того зазначається напруга накалу U_n і струм накалу I_n .

Малосигнальна модель тріода

Для малого сигналу (для змінного струму) використовується П-подібна модель тріода, подана на рис. 8.1. Модель аналогічна П-подібній моделі польового транзистора (рис. 4.10).

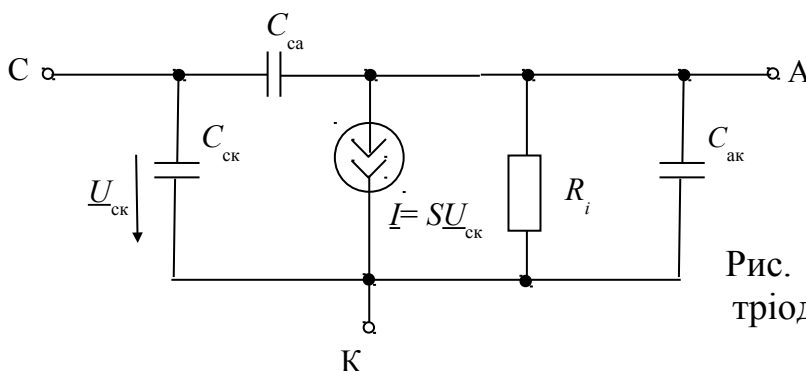


Рис. 8.1. П-подібна модель тріода

У цій моделі наведені:

$$S = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{\text{ск}}} \right|_{U_{\text{ак}} = \text{const}} \quad - \text{крутість анодно-сіткової характеристики у робочій точці};$$

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{\text{ак}}}{\Delta I_a} \right|_{U_{\text{ск}} = \text{const}} \quad - \text{внутрішній опір, який визначається по анодній характеристиці триода в робочій точці};$$

$C_{\text{ск}}, C_{\text{са}}, C_{\text{ак}}$ – міжелектродні ємності триода.

Для триода часто використовується параметр $\mu = \left. \frac{\Delta U_{\text{ак}}}{\Delta U_{\text{ск}}} \right|_{I_a = \text{const}} = SR_i$, який

називається *статичним коефіцієнтом підсилення триода*.

Вплив міжелектродних ємностей лампи суттєво позначається на роботі РЕА на високих частотах, оскільки зі збільшенням частоти опори ємностей зменшуються. Вхідна ємність $C_{\text{ск}}$ шунтує вхід лампи, з'являється паразитний струм цієї ємності, а напруга на вході триода зменшується при незмінній ЕРС джерела сигналу. Це призводить до зменшення підсилення каскаду. Вихідна ємність $C_{\text{ак}}$ шунтує навантаження, повний опір навантаження зменшується, що також призводить до зменшення підсилення на високих частотах.

Найбільш шкідливою є прохідна ємність $C_{\text{са}}$, оскільки через неї існує зворотній зв'язок між анодним і сітковим колами. З підвищенням частоти опір ємності $C_{\text{са}}$ зменшується і напруга зворотного зв'язку на ділянці сітка-катод збільшується. Зворотний зв'язок змінює параметри та характеристики підсилувача.

Аналогічно каскадам на біполярних і польових транзисторах використовуються три схеми включення триода за змінним струмом (за сигналом): зі спільним катодом – рис. 8.2, а; зі спільною сіткою – рис. 8.2, б; зі спільним анодом – рис. 8.2, в.

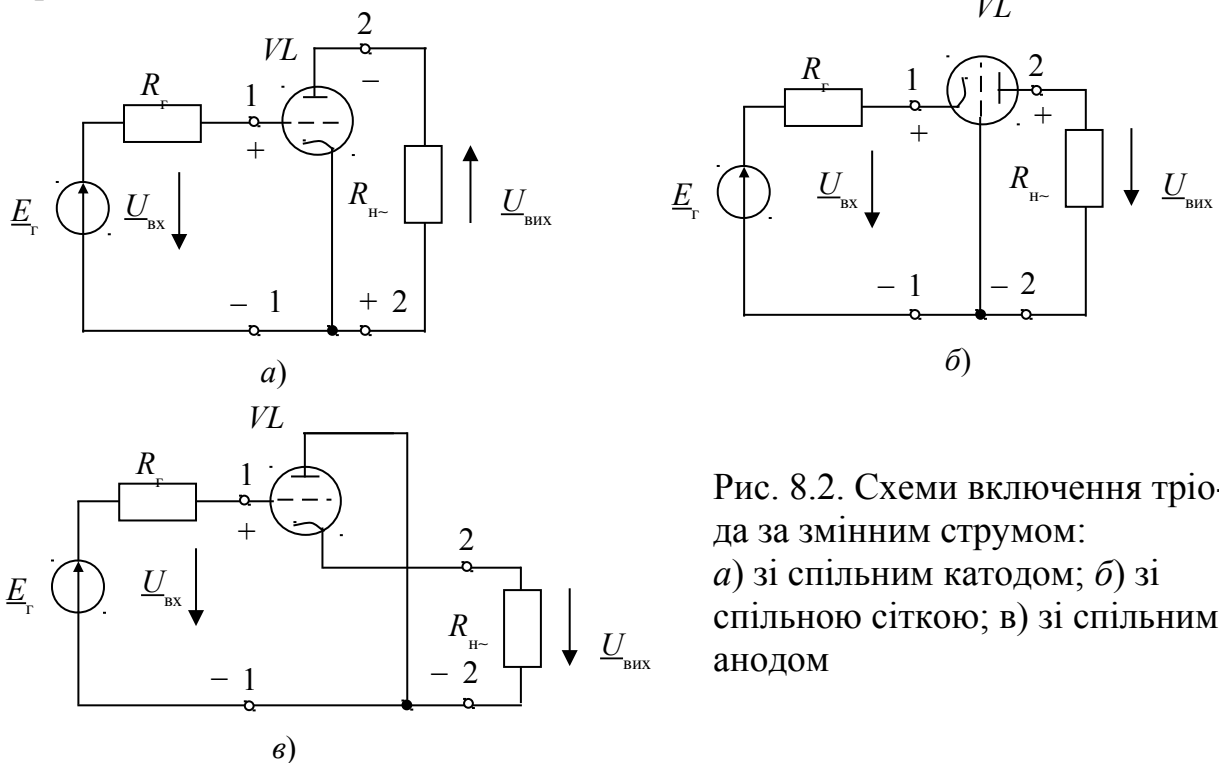


Рис. 8.2. Схеми включення триода за змінним струмом: а) зі спільним катодом; б) зі спільною сіткою; в) зі спільним анодом

Самого широкого застосування набув каскад зі спільним катодом, який має максимальний коефіцієнт підсилення напруги, має великий вхідний опір: $R_{вх} \rightarrow \infty$, якщо немає сіткових струмів. Схема зі спільною сіткою підсилює напругу, але не підсилює струм. Вхідним струмом у цій схемі є катодний струм, тому схема зі спільною сіткою має малий вхідний опір $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$ і малу вхідну ємність. Каскад зі спільним анодом не підсилює напругу ($K_u \approx 1$), має малу вхідну ємність і великий вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$).

За аналогією з емітерним повторювачем каскад зі спільним анодом називають *катодним повторювачем*.

Тріоди мають *суттєві недоліки*:

1) При негативних значеннях напруги $U_{ск}$ статичний коефіцієнт підсилення напруги μ виходить невеликої величини.

2) Тріод має порівняно невеликий внутрішній опір R_i , що призводить до шунтування опору навантаження, так як R_i підключене паралельно навантаженню каскаду.

3) Тріод має велику прохідну ємність $C_{са}$, через яку в каскаді виникає внутрішній зворотний зв'язок і погіршуються частотні властивості підсилювача.

8.1.3. Тетрод

Чотириелектродні лампи, або тетроди, мають другу сітку C_2 (рис. 8.3), звану *екрануючою* або *екранною* і розташовану між сіткою C_1 і анодом А.

Призначення екрануючої сітки C_2 – підвищення коефіцієнта підсилення μ і внутрішнього опору R_i , а також зменшення прохідної ємності $C_{са}$.

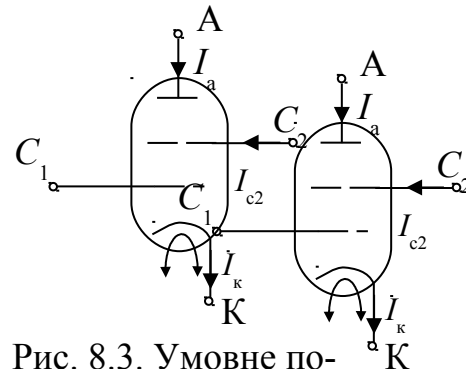


Рис. 8.3. Умовне позначення тетрода

На екрануючусітку подається позитивна напруга, яка приблизно рівна

$$U_{c2к} \approx (0,3 \dots 0,6) U_{ак}.$$

При негативній напрузі управляючої сітки $U_{c1к}$, катодний струм дорівнює сумі анодного струму I_a і струму екрануючої сітки I_{c2} :

$$I_k = I_a + I_{c2}.$$

Струм екрануючої сітки створюється електронами, які потрапляють на цю сітку. Якщо напруга анода більша напруги екрануючої сітки ($U_{ак} > U_{c2к}$), то струм I_{c2} значно менший анодного I_a , так як основна маса електронів з великою швидкістю пролітає крізь екрануючу сітку.

Розглянемо на спрощеній еквівалентній схемі (рис. 8.4) зменшення прохідної ємності U_{c1a} за рахунок екрануючої сітки C_2 . Схема розглядається тільки для змінного струму.

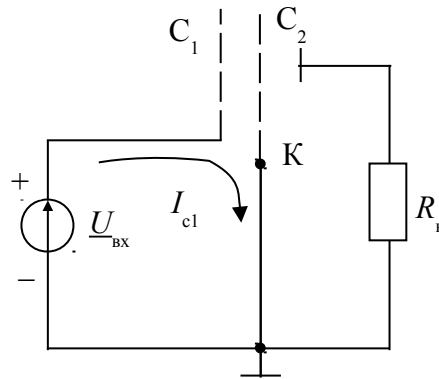


Рис. 8.4. Еквівалентна схема, що показує зменшення прохідної ємності за допомогою екрануючої сітки C_2

Так як екрануюча сітка C_2 для змінного струму з'єднана з корпусом, то майже весь ємнісний струм першої сітки I_{c1} пройде шляхом $C_1 - C_2$, а ємнісний зв'язок між сіткою C_1 і анодом А буде сильно ослаблений, тому прохідна ємність C_{c1a} в тетроді суттєво зменшується.

Недолік тетрода – *динатронний ефект*: перехід електронів вторинної емісії з анода А на екрануючу сітку C_2 , який виникає при $U_{ак} < U_{c2к}$. Динатронний ефект призводить до появи спадної ділянки на анодній ВАХ тетрода. Динатронний ефект у тетроді шкідливий, тому що через нього створюються великі нелінійні спотворення при підсиленні сигналу.

8.1.4. Променевий тетрод

Умовне позначення і вольт-амперні характеристики променевого тетрода наведено в табл. 8.1. У променевому тетроді динатронний ефект усунений шляхом спеціальної конструкції, при якій електрони летять від катода до анода більш щільними пучками – «променями». Для цього в лампі є екрани, з'єднані з катодом. При такій конструкції у проміжку екрануюча сітка – анод утворюється потенційний бар'єр для вторинних електронів.

Променеві тетроди застосовуються головним чином як потужні вихідні лампи.

8.1.5. Пентод

Широкого застосування набули п'ятиелектродні лампи, звані *пентодами* (табл. 8.1), в яких усунутий динатронний ефект.

У пентоді є ще одна сітка C_3 , розташована між анодом А і екрануючою сіткою C_2 . Сітку C_3 називають *захисною*, так як вона захищає лампу від динаatronного ефекту. Захисна сітка зазвичай з'єднується з катодом, тобто має нульовий потенціал відносно катода і негативний відносно анода. У багатьох пентодах з'єднання захисної сітки з катодом роблять усередині лампи. Дія захисної сітки полягає в тому, що між нею і анодом створюється гальмуюче електричне поле, яке гальмує, зупиняє і повертає на анод вторинні електрони, вибиті з анода. Динаatronний ефект повністю виключається.

Пентоди відрізняються від тетродів більш високим коефіцієнтом підсилення μ , більш високим внутрішнім опором R_i і меншим значенням прохідної ємності C_{cl_a} , так як захисна сітка виконує роль додаткового екрану.

Вольт-амперні характеристики променевого тетрода і пентода мають однаковий вигляд і наведені в табл. 8.1. Лампи працюють при негативних напругах на управляючій сітці, тому $I_k = I_a + I_{c2}$.

Для тетродів і пентодів використовується та сама малосигнальна модель, наведена на рис. 8.1, де С – управляюча сітка C_1 , на яку подається напруга сигналу. Значення параметрів S і R_i визначаються за тими самими формулами, що і для тріода. Значення крутизни S для більшості пентодів зазвичай наводиться у довідниках, значення міжелектродних ємностей також наводяться у довідниках.

Пентоди є найбільш поширеними лампами. Основними типами пентодів, які отримали практичне застосування, є:

- 1) малопотужні вузькосмугові і широкосмугові високочастотні пентоди, в тому числі змінної крутизни;
- 2) вихідні пентоди для відеочастот;
- 3) вихідні пентоди для звукових частот;
- 4) потужні (генераторні) високочастотні пентоди.

Захисна сітка може бути використана для управління анодним струмом. Для цього розроблені *пентоди з подвійним управлінням*. Для цього захисна сітка C_3 має окремий вивід, у такому пентоді анодний струм управляється двома незалежними джерелами сигналів.

8.2. Резисторні каскади підсилення на електронних лампах

Як зазначалося у розділі 8.1.2, електронна лампа для сигналу може бути включена за трьома схемами: зі спільним катодом (СК) (рис. 8.2, а), зі спільною сіткою (СС) (рис. 8.2, б) або зі спільним анодом (СА) (рис. 8.2, в). Схеми живлення на електронних лампах, виконаних за схемою зі спільним катодом, наведено на рис. 8.5. У каскадах попереднього підсилення найчастіше використовують малопотужні пентоди, що працюють без струмів управляючої сітки. Тому на сітку подається негативна напруга відносно катода. Малопотужні тріоди зазвичай використовують у вхідних малошумних каскадах. Потужні тріоди і променеві тетроди використовують у потужних вихідних каскадах.

У підсилювачах на електронних лампах необхідно забезпечити кола живлення накалу, анода, зміщення і додаткових сіток. Схему живлення тріода при

схемі включення зі спільним катодом (СК) наведено на рис. 8.5, а, пентода – на рис. 8.5, б.

На управляючу сітку відносно катода подається негативне зміщення, яке утворюється на резисторі R_K

$$|U_{cк0}| = I_{к0} \cdot R_K, \quad (8.1)$$

де $I_{к0} \approx I_{a0}$ – струм анода в робочій точці.

Таке зміщення називається автоматичним, воно стабілізує режим роботи лампи.

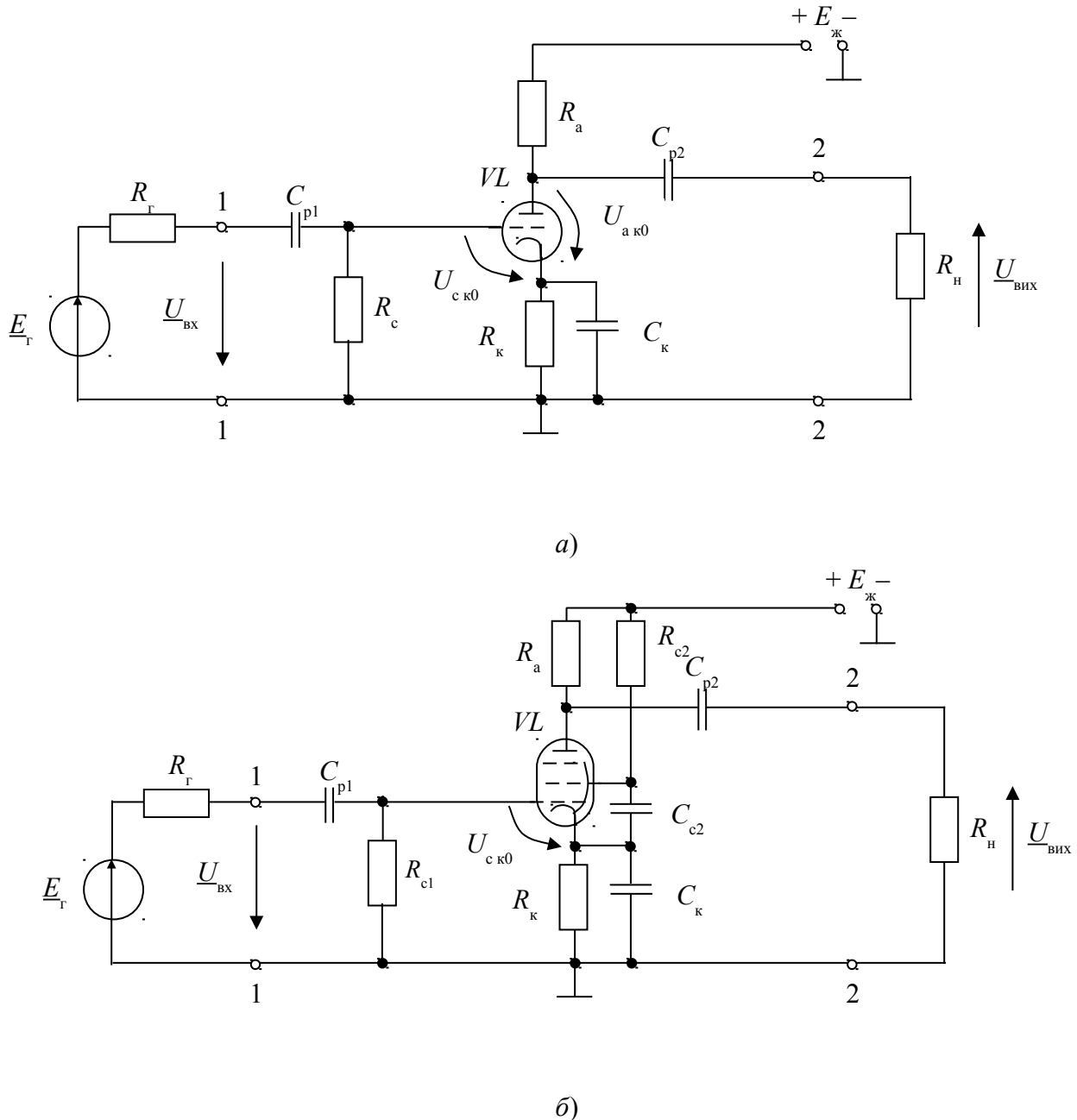


Рис. 8.5. Схеми живлення підсилювачів на електронних лампах:
а) на тріоді; б) на пентоді

Резистор R_c (опір витoku) забезпечує подачу зміщення на управляючу сітку лампи та стікання зарядів, що виникають через потрапляння на сітку електронів

та іонів. Напряга живлення на екрануючу сітку подається від джерела живлення $E_{ж}$ через резистор R_{c2}

$$U_{c2\ k0} = E_{ж} - |U_{c\ k0}| - I_{c20} \cdot R_{c2}, \quad (8.2)$$

де $U_{c2\ k0}$ – напруга екран-катод, I_{c20} – струм екрануючої сітки в робочій точці. Для усунення негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) за сигналом, резистори R_k і R_{c2} шунтовані конденсаторами C_k і C_{c2} . Напряга живлення на анод подається через резистор R_a , напруга анод-катод у робочій точці дорівнює

$$U_{a\ k0} = E_{п} - I_{a0} \cdot R_a - (I_{a0} + I_{c2}) R_k. \quad (8.3)$$

Так як струм управляючої сітки дорівнює нулю ($I_{c1} = 0$), то вхідний опір лампи великий (вважаємо $R_{вх\ л} \rightarrow \infty$), аналогічно вхідному опору польового транзистора. Розрахунок каскадів (рис. 8.5) за постійним струмом можна виконати за формулами (8.1), (8.2) і (8.3). Опір витоку R_{c1} шунтує вхід каскаду за сигналом, тому його обирають у межах $R_{c1} = (0,5...2)$ МОм. У довідковій літературі зазвичай наводять максимально допустиме значення цього опору $R_{c1\ max}$, тому необхідно обирати $R_{c1} < R_{c1\ max}$.

У схемі рис. 8.5, б змінний струм екрануючої сітки замикається через конденсатор C_{c2} , тому вплив цього струму на параметри каскаду можна не враховувати. Так як модель електронної лампи (рис. 8.1) аналогічна моделі польового транзистора, то їй еквівалентні схеми каскадів зі спільним катодом (СК), зі спільною управляючою сіткою (СС) та зі спільним анодом (СА) будуть аналогічні еквівалентним схемам каскадів на польових транзисторах: спільний витік (СВ), спільний затвор (СЗ) та спільний стік (СС). Отже, параметри та характеристики каскадів на електронних лампах будуть аналогічні параметрам і характеристикам каскадів на польових транзисторах.

Як і в каскадах на біполярних і польових транзисторах, у попередніх підсилювачах найчастіше використовують каскад зі спільним емітуючим електродом – зі спільним катодом, який має велике підсилення напруги, великий вхідний опір, вхідну напругу інвертує (зміщення фаз між вхідною і вихідною напругою $\varphi = 0$).

Коефіцієнт підсилення напруги каскаду зі спільним катодом на середній частоті дорівнює

$$K_{u0} = S R_{н-}, \quad (8.4)$$

де $R_{н-}$ – опір навантаження лампи для змінного струму, рівний

$$R_{н-} = \frac{R_a R_{н}}{R_a + R_{н}}. \quad (8.5)$$

Вхідний опір каскаду дорівнює опору витоку

$$R_{вх} = R_{c1}. \quad (8.6)$$

Двотактний трансформаторний каскад на пентодах

Методика аналізу лампових двотактних каскадів в основному аналогічна викладеній для транзисторних підсилювачів. Схему двотактного трансформаторного каскаду на пентодах наведено на рис. 8.6.

8.3. Електровакуумні електронно-променеві прилади

До електронно-променевих приладів відносяться осцилографічні трубки, передавальні та приймальні телевізійні трубки (кінескопи) та інші прилади. У цих приладах використовується потік електронів, сконцентований у формі променя або пучка променів і бомбардуючих у приймальних трубках люмінесцентний екран для отримання оптичного (світлового) зображення.

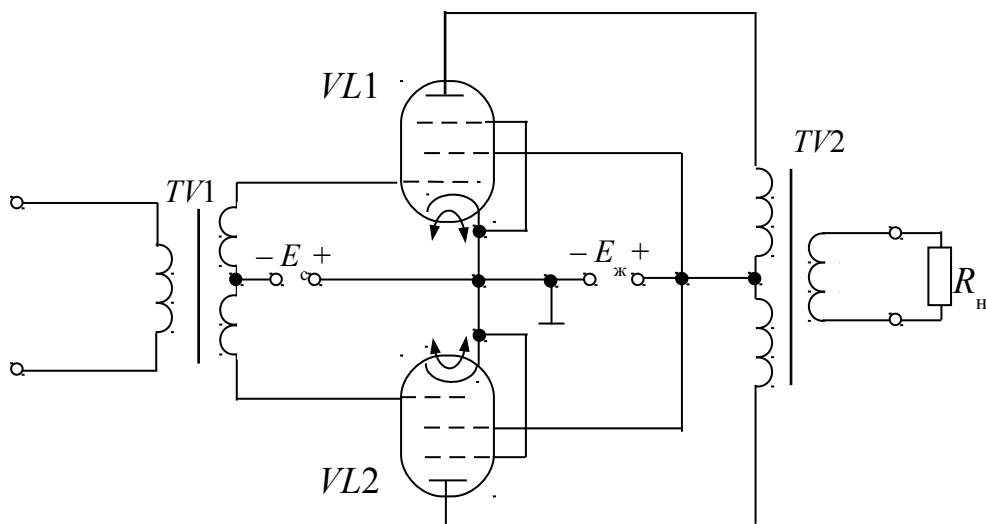


Рис. 8.6. Двотактний трансформаторний каскад на пентодах

Управління просторовим положенням електронного променя здійснюється за допомогою електричних або магнітних полів, а управління щільністю струму – за допомогою електричних полів. Тому розрізняють прилади з *електростатичним* і *магнітним управлінням*. Спрощена структура електронно-променевої приймальної трубки показано на рис. 8.7.

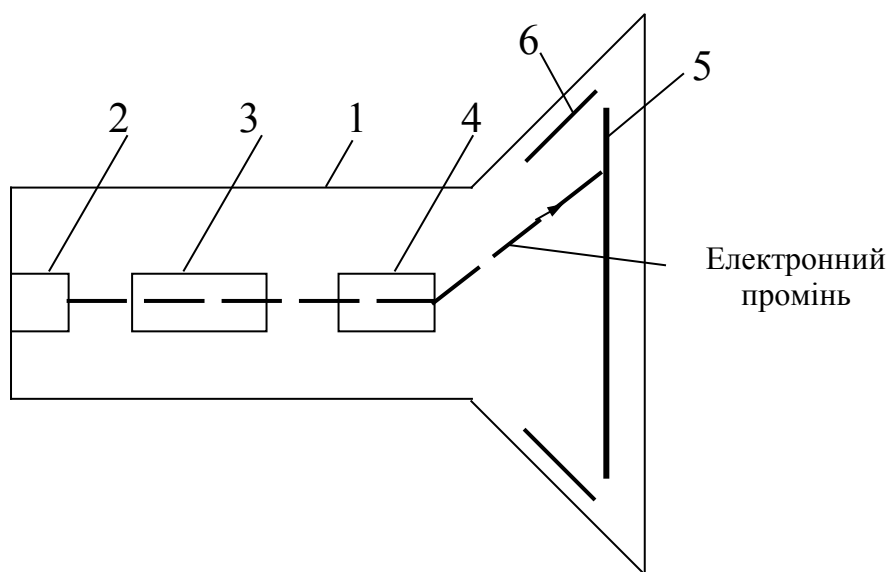


Рис. 8.7. Електронно-променева приймальна трубка

Основними вузлами приладу є: 1 – балон, всередині якого створюється вакуум, 2 – катод, який емітує електрони; 3 – електронний прожектор, який використовується для формування електронних пучків необхідної конфігурації та інтенсивності; 4 – відхиляюча система, використовувана для зміни напрямку електронних пучків всередині балона; 5 – приймач електронів (екран або мішень), 6 – анод. В якості приймача електронів у приймальних трубках широко використовуються спеціальні екрани, на яких під впливом електронного

бомбардування створюється світлове зображення. Перетворення кінетичної енергії електронів у світлове випромінювання здійснюється за допомогою люмінофора, що наноситься на екран приладу. У приймачах кольорового зображення використовують спеціальні типи кінескопів – *трипроменеві трубки* з мозаїчним екраном з люмінофора червоного, зеленого і синього світіння. У кольорових кінескопах використовуються три променя. При одночасному включенні трьох променів залежно від співвідношення їх інтенсивності виходить світіння того чи іншого кольору.

При використанні в якості мішеней фотоелектронних катодів передавальні електронно-променеві прилади дозволяють здійснити перетворення оптичного зображення у послідовність електричних сигналів певної форми. Таке перетворення використовується у передавальних телевізійних трубках різного типу.

Передавальна телевізійна трубка типу відікон (рис. 8.8) працює на основі внутрішнього фотоелектронного ефекту. Вона проста і зручна в експлуатації.

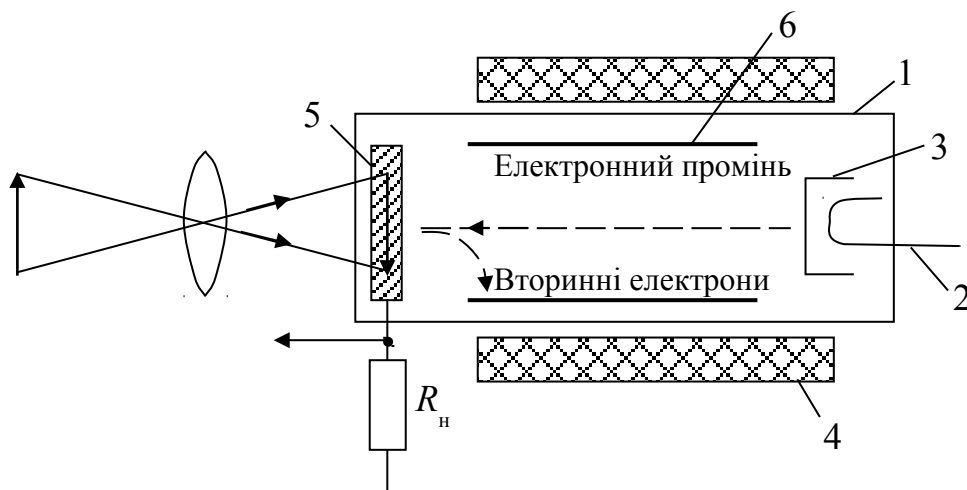


Рис. 8.8. Передавальна телевізійна трубка відікон

Сигнальна пластина (5) виконана з фотоелектронного опору, нанесеного на провідний шар. При освітленні пластини на її поверхні утворюється потенційний рельєф, пропорційний яскравості зображення. Вторинні електрони, які утворюються при цьому, видаляються анодом. Зчитування потенційної картини проводиться електронним променем, сигнал зображення знімається з резистора навантаження R_n . На рис. 8.8 цифрами (1...6) позначені аналогічні вузли передавальної трубки.

У висновку зазначимо, що всі електронні прилади є нелінійними елементами, так як їх характеристики нелінійні.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення електронної лампи.
2. Наведіть класифікацію електронних ламп.
3. Назвіть схеми включення триода.
4. Розкажіть принцип дії триода.

5. Намалюйте ВАХ триода і поясніть їх хід.
6. Розкажіть принцип дії променевого тетрода.
7. Намалюйте ВАХ променевого тетрода і поясніть їх хід.
8. Розкажіть принцип дії пентода.
9. Намалюйте ВАХ пентода і поясніть їх хід.
10. Намалюйте П-подібну модель триода і поясніть її.
11. Намалюйте схему резисторного підсилювального каскаду на триоді і поясніть, як вона працює.
12. Намалюйте схему резисторного підсилювального каскаду на пентоді і поясніть, як вона працює.
13. Намалюйте структуру приймальної електронно-променевої трубки і поясніть, як вона працює.
14. Намалюйте структуру передавальної трубки і поясніть, як вона працює.

Глава 9
ВЛАСНІ ШУМИ КОМПОНЕНТІВ
РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Струми і напруги в електричних колах завжди здійснюють невеликі хаотичні коливання, звані *електричними флуктуаціями*. Флуктуації настільки малі, що можуть бути виявлені лише при великому підсиленні. Після підсилення ці флуктуації при слуховому прийомі сигналів виявляються у вигляді шуму. Назва «*власні шуми*» застосовують і тоді, коли сигнали не перетворюються у звукові коливання.

Власні шуми визначають мінімальну (порогову) величину коливання, які ще можуть бути підсилені без спотворень і виявлені на фоні шуму. Якщо корисні сигнали слабкіші власних шумів, то прийом таких сигналів утруднений або навіть практично неможливий.

Теплові шуми зумовлені тепловим безладним (випадковим) рухом в обсязі провідника (або напівпровідника) вільних носіїв зарядів (наприклад, електронів). З рухом зарядів пов'язаний випадковий струм у провіднику. У результаті на кінцях провідника, що має деякий опір, діє випадкова флуктуаційна ЕРС, звана *шумовою ЕРС* $E_{ш}$. Оскільки $E_{ш}$ – неперіодична функція часу, то її спектр є суцільним і практично рівномірним від нуля до сотень гігагерц. Шум з подібним рівномірним спектром називають *білим*. Діюче значення (середнє квадратичне) шумової ЕРС, що *виникає в резисторі або у будь-якому колі з опором R*, визначається формулою Найквіста

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (9.1)$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана;

T – абсолютна температура;

Δf – шумова смуга частот, в межах якої необхідно враховувати спектральні складові шумів.

Власні шуми біполярних транзисторів

Повний шум, що виникає у біполярному транзисторі, має кілька складових.

Дробові шуми. Однією з причин виникнення власних шумів є флуктуації струму, що виникають при проходженні носіїв заряду через *p-n*-перехід внаслідок хаотичності їхнього теплового руху (*дробовий ефект*). Діюче значення шумового струму емітерного переходу у смузі частот Δf дорівнює

$$I_{ше} = \sqrt{2eI_e\Delta f}, \quad (9.2)$$

де $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;

I_e – струм емітера.

Дробовий шум має місце і в колекторному переході, але вплив його значно менший, оскільки він визначається лише зворотним струмом колекторного переходу $I_{к60}$.

Шуми струморозподілу. Шуми в транзисторі виникають також у процесі розподілу струму інжекції між колектором і базою. Значення шумового струму розподілу дорівнює

$$I_{шр} = \sqrt{2e(1-\alpha)\alpha I_e\Delta f}. \quad (9.3)$$

Теплові шуми зумовлені тепловими флуктуаціями носіїв заряду, характерними для будь-якого резистора. Оскільки всі області транзистора мають деякий опір, то в них виникають шумові напруги. Так як опори емітерної і колекторної областей малі, то головну роль у створенні теплових шумів відіграє розподілений опір бази r'_6 . Значення цієї напруги можна знайти за формулою Найквіста (9.1)

$$E_{ш} = \sqrt{4kTr'_6\Delta f}. \quad (9.4)$$

Енергія теплових шумів, дробових шумів і шумів струморозподілу рівномірно роз-

поділена по частотному діапазону.

Шуми мерехтіння або надлишкові шуми. У діапазоні низьких частот в напівпровіднику спостерігаються значні шуми, зумовлені флуктуаціями поверхневої провідності. Спектральні складові цих шумів пропорційні величині $\frac{1}{f}$, тобто збільшуються зі зменшенням частоти f . Тому на середніх частотах порядку декількох кілогерц, їхній вплив порівняно з дробовими і тепловими шумами стає несуттєвим.

Власні шуми польових транзисторів

Основним джерелом шумів польового транзистора є *теплові шуми*, зумовлені опором струмопровідного каналу. На низьких частотах, як і у біполярних транзисторів, існують *шуми мерехтіння*, зумовлені нестабільністю властивостей поверхні провідності.

Рівень шумів у польових транзисторів значно нижчий, ніж у біполярних транзисторів.

Власні шуми створюються і у напівпровідникових діодах, що доводиться враховувати при використанні діодів у перших каскадах приймачів НВЧ.

Власні шуми електронних ламп

Власні шуми електронних ламп мають кілька складових.

1) *Дробовий шум* викликаний флуктуаціями струму емісії катода

$$I_{\text{ша}} = \sqrt{2eI_{\text{к}}\Delta f},$$

де $I_{\text{к}}$ – середнє значення струму емісії катода.

2) *Шуми струморозподілу* існують в лампах з двома і більше електродами з позитивним потенціалом (тетроді, пентоді), так як за рахунок теплового хаотичного руху число електронів, що потрапляють на ці електроди, безперервно змінюється.

3) *Мерехтіння катода або поверхневий флуктуаційний ефект* спостерігається в області низьких частот внаслідок хаотичної зміни емісійних властивостей мікроскопічних ділянок поверхні катода.

4) *Флуктуації іонних струмів* спостерігаються при недостатньому вакуумі. Чим гірший вакуум, тим більше іонів, і тим сильніше позначається цей вид флуктуацій.

Таким чином, найбільші власні шуми мають електронні лампи, найменші – польові транзистори. Промисловість випускає спеціальні малошумні біполярні і польові транзистори, напівпровідникові діоди та електронні лампи. Для таких компонентів у технічних даних зазначаються їхні шумові параметри.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Що таке власний шум компонентів РЕА?
2. Напишіть формулу Найквіста для шумовий ЕРС і поясніть її.
3. Назвіть складові шуму в БТ.
4. Назвіть складові шумів у ПТ.
5. На що впливає рівень шумів компонентів РЕА?
6. У яких транзисторах БТ або ПТ рівень шумів менше?
7. Назвіть складові шуму в електронних лампах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРИ

1. Батушев В. А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980. – 383 с.
2. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Энергия, 1967. – 543 с.
3. Воробйова О.М., Иванченко В.Д. Основи схемотехніки. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.
4. Горячева Г. А. Детали и узлы аппаратуры связи. – М.: Связь, 1973. – 152 с.
5. Горячева Г. А. Добромислов Е. Р. Конденсаторы. - М: Радио и связь, 1984. - 88 с.
6. Дулин В. Н. Электронные приборы. – М.: Энергия, 1977. – 424 с.
7. Кушманов И. В., Васильев Н. Н., Леонтьев А. Г. Электронные приборы. – М.: Связь, 1973. – 360с.
8. Морозова И. Г. Физика электронных приборов. – М.: Атомиздат 1980. – 392 с.
9. Панфилов И.П., Флейта Ю.В. Техническая электроника: Учебное пособие. – Одесса, ОЭИС им.А.С. Попова, 1990. – 78 с.
10. Пасынков В. В., Чиркин Л, К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1987. – 479 с.
11. Полупроводниковые приборы /Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
12. Резисторы: Ю.Н. Андреев, А.И. Аитонян, Д.М. Иванов и др. Под ред. И.И. Чертворткова. – М.: Энергоиздат, 1981. – 352 с.
13. Савицкая М.П., Ботнар Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 1. – Одесса, ОНАС им. А.С. Попова, 2009. – 107 с.
14. Савицкая М.П., Ботнар Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 2. – Одесса, ОНАС им. А.С. Попова, 2009. – 142 с.
15. Рычина Т. А. Электрорадиоэлементы. – М.: Советское радио, 1976. – 336 с.
16. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М; Энергия, 1977. – 672 с.
17. Фролов А. Д. Радиодетали и узлы. – М.: Высшая школа, 1975. – 439 с.

ЗМІСТ

Передмова.....	3
Вступ.....	4
Глава 1. Пасивні компоненти радіоелектронної апаратури.....	8
1.1. Резистори.....	8
1.1.1. Визначення та класифікація.....	9
1.1.2. Фізичні явища, які визначають електричний опір резисторів.....	9
1.1.3. Основні електричні параметри.....	10
1.1.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема.....	14
1.1.5. Система умовних позначень та маркування.....	15
1.1.6. Вплив зовнішніх факторів на параметри резисторів.....	17
1.1.7. Перспективи розвитку дискретних резисторів.....	17
1.2. Конденсатори.....	18
1.2.1. Визначення і класифікація.....	18
1.2.2. Фізичні явища, які визначають ємнісні властивості конденсаторів.....	19
1.2.3. Основні електричні параметри.....	20
1.2.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема.....	21
1.2.5. Система умовних позначень та маркування.....	23
1.2.6. Вплив зовнішніх факторів на параметри конденсаторів.....	24
1.2.7. Перспективи розвитку дискретних конденсаторів.....	25
1.3. Котушки індуктивності.....	25
1.3.1. Визначення та класифікація.....	25
1.3.2. Фізична природа індуктивності.....	26
1.3.3. Основні електричні параметри.....	26
1.3.4. Паразитні параметри. Еквівалентна схема.....	27
1.3.5. Вплив зовнішніх факторів на параметри котушок.....	27
1.3.6. Перспективи розвитку котушок індуктивності.....	28
1.4. Трансформатори.....	28
1.4.1. Визначення та класифікація.....	28
1.4.2. Фізичні основи функціонування.....	29
1.4.3. Основні та паразитні параметри. Еквівалентна схема.....	30
1.4.4. Вплив зовнішніх факторів на параметри трансформаторів.....	31
1.4.5. Перспективи розвитку трансформаторів.....	31
1.5. Подільники напруги.....	32
Глава 2. Напівпровідникові діоди.....	38
2.1. Принцип дії напівпровідникових діодів.....	38
2.2. Напівпровідникові діоди.....	42
2.3. Основні типи напівпровідникових діодів.....	47
2.4. Випрямлячі.....	49
2.5. Параметричний стабілізатор постійної напруги.....	56
2.6. Амплітудні обмежувачі напруги.....	60
2.7. Тунельний діод.....	64
2.8. Варикапи.....	64
Глава 3. Біполярні транзистори.....	66
3.1. Загальні відомості.....	66
3.2. Принцип дії біполярного транзистора.....	67

3.3. Статичні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора.....	70
3.3.1. Вольт-амперні характеристики транзистора у схемі зі спільним емітером.....	70
3.3.2. Вольт-амперні характеристики транзистора у схемі зі спільною базою.....	73
3.3.3. Граничні експлуатаційні параметри біполярного транзистора. Залежність параметрів транзистора від температури.....	74
3.4. Моделі біполярного транзистора.....	75
3.4.1. Нелінійні моделі біполярного транзистора.....	75
3.4.2. Лінійні моделі біполярного транзистора для малого сигналу.....	77
3.5. Робота біполярного транзистора у схемі.....	87
3.5.1. Схеми включення біполярного транзистора за змінним струмом та їх властивості.....	87
3.5.2. Складені транзистори. Каскодні схеми.....	89
3.5.3. Режими роботи підсилювального елемента у схемі.....	90
3.5.4. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах.....	95
3.5.5. Розрахунок підсилювача зі спільним емітером.....	98
3.5.6. Резисторні каскади на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації.....	102
3.5.7. Двотактні вихідні каскади на біполярних транзисторах.....	105
3.5.8. Ключі на біполярних транзисторах.....	108
Глава 4. Польові транзистори.....	117
4.1. Польовий транзистор з управляючим <i>p-n</i> переходом.....	117
4.2. Польові транзистори з ізольованим затвором.....	120
4.3. Граничні експлуатаційні параметри польових транзисторів.....	124
4.4. Малосигнальні моделі польових транзисторів.....	124
4.5. Робота польового транзистора у схемі.....	127
4.5.1. Схеми включення польового транзистора за змінним струмом та їхні властивості.....	127
4.5.2. Підсилювальні каскади на польових транзисторах.....	129
4.5.3. Ключі на польових транзисторах.....	134
Глава 5. Тиристори.....	138
5.1. Принцип дії тиристора.....	138
5.2. Робота тиристора у схемі.....	141
Глава 6. Одноперехідний транзистор.....	147
Глава 7. Оптоелектронні прилади.....	151
Глава 8. Електровакуумні прилади.....	157
8.1. Електронні лампи.....	157
8.1.1. Діод.....	159
8.1.2. Тріод.....	160
8.1.3. Тетрод.....	162
8.1.4. Променевий тетрод.....	163
8.1.5. Пентод.....	163
8.2. Резисторні каскади підсилення на електронних лампах.....	164
8.3. Електровакуумні електронно-променеві прилади.....	166
Глава 9. Власні шуми компонентів радіоелектронної апаратури.....	170
Список літератури.....	173

Навчальне видання

Панфілов Іван Павлович
Савицька Маргарита Павлівна
Флейта Юрій Вікторович

КОМПОНЕНТНА БАЗА РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Навчальний посібник

Модуль 1

Здано до набору 12.05.2013.

Підписано до друку печать 16.12.2013

Формат 60/90/16. Гарнітура Таймс.

Ум. др. арк. 11,25.

Наклад 50 прим. Зам. №

*Віддруковано з готового оригінал-макета
у РВЦ ОНАЗ ім. О.С. Попова
м. Одеса, вул. Ковалевського, 5, тел. 7050-494*