

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут»

**ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНИХ  
НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ**

Вінниця  
ВНТУ  
2015

УДК 621.382(075)

ББК 32.844.1 я 73

Т33

Автори:

**Азаров О. Д., Гарнага В. А., Сапсай Т. Г., Тарасенко В. П.**

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом підготовки «Комп'ютерна інженерія» (Лист № 1/11-14495 від 10.09.2014 р.)

Рецензенти:

**І. А. Жуков**, доктор технічних наук, професор

**Ю. В. Кравченко**, доктор технічних наук, професор

**С. Д. Погорілий**, доктор технічних наук, професор

**Т33**      **Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навчальний посібник.** / [Азаров О. Д., Гарнага В. А., Сапсай Т. Г., Тарасенко В. П.] – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 135 с.

У посібнику в доступній формі розглядаються електронні компоненти аналогових і цифрових інтегральних схем. Аналізуються статичні і динамічні характеристики як пасивних компонентів, типу інтегральних резисторів і конденсаторів, так і активних – біполярних і польових транзисторів. Розглядаються схеми вмикання типових транзисторних каскадів, а також їх функціонування у статичному і динамічному режимах. Наводяться моделі компонентів та їх схеми заміщення для різних режимів роботи: мало-сигнального і великого сигналів. Розглядаються методи схемотехнічного аналізу електронних схем у форматі *PSPICE* на прикладі інтегрованого пакета MicroCAP. Для сприяння засвоєнню матеріалу у всіх розділах наведено контрольні запитання.

**УДК 621.382(075)**

**ББК 32.844.1 я 73**

**ISBN**

© О. Азаров, В. Гарнага, Т. Сапсай, В. Тарасенко, 2014

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	7
РОЗДІЛ 1 ПАСИВНІ КОМПОНЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ.....	9
1.1 Пасивні компоненти .....	9
1.2 Резистори .....	9
1.2.1 Властивості резисторів.....	9
1.2.2 Тонкоплівкові резистори.....	10
1.2.3 Мемристори.....	10
1.2.4 Шуми резисторів.....	11
1.3 Конденсатори .....	12
1.3.1 Властивості конденсаторів .....	12
1.3.2 Тонкоплівкові та конденсатори на основі <i>p-n</i> переходу.....	12
1.4 Контрольні запитання.....	14
РОЗДІЛ 2 ДІОДИ .....	15
2.1 Властивості діодів.....	15
2.2 Аналітичний опис функціонування діода .....	17
2.3 Режими роботи .....	19
2.4 Температурна залежність параметрів .....	21
2.5 Дискретні та інтегральні діоди.....	23
2.5.1 Інтегральні діоди.....	23
2.5.2 Ізоляція елементів <i>p-n</i> переходом .....	23
2.5.3 Інтегральний діод із <i>p-n</i> переходом та діод Шотткі.....	23
2.5.4 Дискретні діоди.....	23
2.6 Статичний режим.....	24
2.6.1 Струм витікання .....	24
2.6.2 Пробій .....	24
2.6.3 Прямий опір.....	25
2.7 Модель діода в режимі малих сигналів .....	25
2.8 Контрольні запитання.....	27
РОЗДІЛ 3 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ .....	28
3.1 Структура біполярного транзистора.....	28
3.2 Властивості біполярних транзисторів. Режими роботи.....	28
3.2.1 Характеристики транзисторів.....	29
3.2.2 Підсилення струму .....	30
3.2.3 Залежність підсилення струму. Графік Гуммеля .....	33
3.2.4 Робоча точка і характеристики транзисторів у режимі малого сигналу .....	35

3.3	Теплові властивості .....	39
3.4	Моделі і схеми заміщення біполярних транзисторів .....	42
3.4.1	Статичні характеристики .....	42
3.4.2	Модель Еберса-Молла.....	42
3.4.3	Підсилення струму у нормальному та інверсному режимах ...	45
3.4.4	Статична модель транзистора в режимі малих сигналів .....	47
3.4.5	Малосигнальні схеми заміщення підсилювальних каскадів із керованими генераторами сигналів .....	49
3.4.6	Об'ємні опори .....	58
3.4.7	Динамічні характеристики.....	60
3.4.8	Динамічна модель транзистора в режимі малих сигналів.....	61
3.5	Шуми.....	66
3.6	Транзисторні каскади .....	69
3.6.1	Схема із загальним емітером.....	69
3.6.2	Схема із загальним колектором .....	71
3.6.3	Схема із загальною базою.....	74
3.6.4	Складені транзистори.....	77
3.7	Контрольні запитання.....	79
РОЗДІЛ 4 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ .....		81
4.1	Властивості польових транзисторів.....	84
4.1.1	Характеристики.....	84
4.1.2	Польовий транзистор як керований резистор.....	86
4.1.3	Робоча точка та режим малих сигналів .....	88
4.2	Температурні залежності у польових транзисторах .....	92
4.3	Моделі польових транзисторів .....	94
4.3.1	Статичні характеристики .....	95
4.3.2	Шуми.....	97
4.4	Транзисторні каскади .....	99
4.4.1	Схема із загальним витоком .....	99
4.4.2	Схема із загальним стоком .....	104
4.4.3	Схема із загальним заслоном.....	108
4.5	Контрольні запитання.....	111
РОЗДІЛ 5 КОМП'ЮТЕРНИЙ СХЕМОТЕХНІЧНИЙ АНАЛІЗ В ІНЖЕНЕРНИХ РОЗРАХУНКАХ.....		113
5.1	Основи моделювання електронних схем .....	113
5.2	Види аналізів схемотехнічного моделювання та їх застосування	114
5.2.1	Динамічний аналіз режиму за постійним струмом.....	115
5.2.2	Аналіз передатних функцій за постійним струмом .....	117

5.2.3 Динамічний аналіз малосигнальних передатних функцій у частотній зоні .....	118
5.2.4 Розрахунок перехідних процесів.....	118
5.2.5 Аналіз за змінним струмом на малому сигналі. ....	119
5.2.6 Чутливість за постійним струмом .....	121
5.2.7 Малосигнальні передатні функції.....	121
5.2.8 Нелінійні спотворення .....	122
5.2.9 Інтермодуляційні спотворення.....	123
5.3 Параметри електронних компонентів .....	124
5.4 Контрольні запитання.....	133
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	134

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БТ	–	біполярний транзистор
ЕРС	–	електрорушійна сила
ЗБ	–	загальна база
ЗВ	–	загальний витік
ЗЕ	–	загальний емітер
ЗЗ	–	загальний заслін
ЗК	–	загальний колектор
ЗС	–	загальний стік
ІС	–	інтегральна схема
КГС	–	керований генератор струму
ПТ	–	польовий транзистор
РТ	–	робоча точка
ФГС	–	функціональний генератор струму
ФНЧ	–	фільтр низьких частот

## ВСТУП

Роль електронних компонентів у сучасній науці і техніці важко переоцінити. Вони справедливо вважаються каталізатором науково-технічного прогресу. Без них неможливі ні успіхи в освоєнні космосу й океанських глибин, ні розвиток атомної енергетики й обчислювальної техніки, ні автоматизація виробництва, ні радіомовлення і телебачення, ні вивчення живих організмів. Мікроелектроніка, наноелектроніка як чергові історично обумовлені етапи розвитку електроніки забезпечують принципово нові шляхи розв'язання нагальних задач у всіх перерахованих галузях.

Електроніка – це галузь науки, техніки і виробництва, що охоплює дослідження і розробку електронних приладів і принципів їхнього використання.

Мікроелектроніка – це розділ електроніки, що охоплює дослідження і розробку певного типу електронних приладів – інтегральних мікросхем – і принципів їхнього застосування.

Наноелектроніка – галузь електроніки, що займається розробкою фізичних і технологічних основ створення інтегральних електронних схем із характерними топологічними розмірами елементів менше 100 нанометрів. Термін “наноелектроніка” логічно пов'язаний з терміном мікроелектроніка і відображає перехід сучасної напівпровідникової електроніки від елементів із характерним розміром в мікронній та субмікронній зонах до елементів із розміром у нанометровій зоні. Проте, принципово нова особливість наноелектроніки пов'язана з тим, що для елементів таких розмірів починають переважають квантові ефекти. З'являється нова номенклатура властивостей, відкриваються нові привабливі перспективи їх використання. Якщо при переході від мікро- до наноелектроніки квантові ефекти в чомусь є паразитними, (наприклад, роботі класичного транзистора при зменшенні розмірів починає заважати тунелювання носіїв заряду), то електроніка, що використовує квантові ефекти, – це вже основа нової, так званої наногетероструктурної електроніки. Водночас, наноелектроніка поки що – електроніка майбутнього.

Інтегральна мікросхема (чи просто інтегральна схема) є сукупністю декількох взаємозв'язаних компонентів (транзисторів, діодів, конденсаторів, резисторів і т. п.), виготовленою в єдиному технологічному циклі (тобто одночасно), на тій самій несучій конструкції – підкладці, що виконує задану функцію перетворення інформації.

Компоненти, що входять до складу ІС і тим самим не можуть бути виділені з неї як самостійні вироби, називаються елементами ІС чи інтегральними елементами. Вони мають деякі особливості порівняно зі «звичайними» транзисторами, резисторами і т. д., що виготовляються у вигляді конструктивно відокремлених одиниць і з'єднуються у схему шляхом паяння. На відміну від інтегральних елементів конструктивно відокремлені прилади і деталі, властиві для «домікроелектронної епохи», будемо називати дискретними

компонентами, а електронні вузли і блоки, побудовані на їхній основі, – дискретними схемами.

В основу розвитку електроніки покладено безупинне ускладнення функцій, виконуваних електронною апаратурою. На певних етапах стає неможливим розв'язувати нові задачі старими засобами, як кажуть, на основі старої елементної бази, наприклад, за допомогою електронних ламп чи дискретних транзисторів. Основними чинниками, що лежать в основі зміни елементної бази, є: надійність, габарити і маса, вартість і потужність. Простий (хоча і нестрогий) розрахунок ілюструє причини переходу від дискретних транзисторів до етапу мікроелектроніки. Розв'язання багатьох поставлених задач тільки засобами дискретної транзисторної техніки є неможливим. Їх можна розв'язати тільки на якісно новій основі, використовуючи таку елементну базу, що забезпечила б на кілька порядків меншу ймовірність відмови, вартість, габарити і т. п. Саме такою елементною базою і є інтегральні схеми.

Вважають, що мікроелектроніка як галузь науки і техніки ні в якому разі не зводиться до технології ІС. Вона інтегрує в собі три рівнозначні аспекти: фізичний, технологічний і схемотехнічний. Знання цих трьох аспектів мікроелектроніки дозволяє розробнику пристроїв або систем комп'ютерної інженерії гнучко оцінювати як нові варіанти елементної бази чи бази схемних рішень (з погляду їхньої технологічної реалізації), так і нові варіанти технологічних процесів (з погляду їхньої придатності для реалізації цих елементів і цих схем).

Залежно від режиму, в якому функціонує активний елемент (БТ, ПТ чи діоди) всі електронні пристрої можна поділити на аналогові та цифрові. Саме тому детальніше варто зупинитися на режимах роботи активних елементів. Так, зокрема, режим малого сигналу – це такий режим, при якому рівні приростів вхідних і вихідних напруг (струмів) електронних компонентів є настільки малими, що практично не викликають змін параметрів схем заміщення, або ці зміни є незначними (одиниці відсотків). Режим великого сигналу – це такий режим, при якому рівні приростів вхідних і вихідних напруг (струмів) є такими, що можуть викликати істотні зміни параметрів схем заміщення (у декілька разів). Перші два режими використовуються в аналоговій і аналого-цифровій схемотехніці. Ключовий режим – це такий, при якому рівні приростів вхідних і вихідних напруг (струмів) викликають кардинальні зміни станів активних елементів: відкритий–закритий, а параметри схем заміщення змінюються на декілька порядків. У першу чергу це стосується опорів і переходів біполярних транзисторів або каналів польових транзисторів. Ключовий режим роботи електронних компонентів використовується переважно у цифровій схемотехніці. Вищевказані аспекти будуть детально розглядатися в міру аналізу характеристик і параметрів компонентів.



# РОЗДІЛ 1 ПАСИВНІ КОМПОНЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

## 1.1 Пасивні компоненти

Вибір і кількість видів пасивних елементів в інтегральних схемах серйозно обмежені. Основним етапом у технології інтегральних схем є планарний процес. Він добре освоєний для активних приладів. Пасивним же елементам взагалі приділяється другорядне значення. Одночасне створення активних і пасивних елементів приладів у рамках одного технологічного циклу вимагає ряду компромісів як у частині конструювання, так і реалізації. Це, у свою чергу, позначається в обмеженні розмірів і видів пасивних елементів в монолітному оформленні. Деякі такі пасивні елементи, як індуктивності взагалі несумісні з мікромініатюризацією, а конденсатори і резистори мають великий за абсолютним значенням розкид номінальних значень. Крім того, виготовлення елементів можливе лише в обмеженому діапазоні значень номіналів їхніх параметрів.

При переході від схем на дискретних елементах до інтегральних, економічна сторона конструювання часто істотно змінюється. У дискретних схемах вартість і складність виготовлення залежать від необхідного числа активних приладів. У разі монолітного виготовлення зазвичай висуваються вимоги до абсолютного значення або до розмірів пасивних елементів, що може зробити процес конструювання складним або економічно недоцільним.

## 1.2 Резистори

**1.2.1 Властивості резисторів.** Резистори належать до елементів компонентів, що застосовуються в електричних схемах електротехніки та електроніки для задання сили струму та поділу напруги. Резистори — найпоширеніші пасивні компоненти електронної апаратури, що використовуються як навантаження, споживачі та подільники в колах живлення, як елементи фільтрів, шунтів, у колах формування імпульсів і т. д.

Резистори характеризуються:

- номінальним значенням електричного опору (від декількох Ом до 1000 ГОм);
- прийнятним відхиленням від нього (0,001...20%);
- максимальною потужністю розсіювання (від сотих часток Вт до декількох сотень Вт);
- граничною електричною напругою та температурним коефіцієнтом електричного опору.

У монолітних схемах застосовуються два типи резисторів: напівпровідникові та тонкоплівкові. Напівпровідникові резистори – найпоширеніші в монолітних структурах. За винятком резисторів з іонним легуванням, вони можуть виготовлятися одночасно з рештою елементів схеми без введення

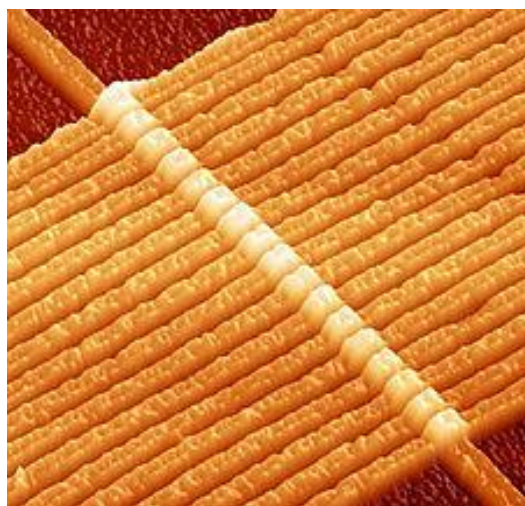
додаткових етапів обробки. Проте мають досить великі допуски і (з точки зору стандартів на дискретні елементи) погані температурні та частотні характеристики. Тонкоплівкові резистори, однак, мають гарні електричні характеристики, але вимагають додаткового етапу обробки.

**1.2.2 Тонкоплівкові резистори.** Тонкоплівкові резистори являють собою тонку провідникову плівку на поверхні кремнію. Вони можуть бути виготовлені методом нанесення тонких плівок. Порівняно з дифузійними резисторами тонкі плівки мають такі переваги:

1. Низький температурний коефіцієнт;
2. Точніше задання абсолютного значення;
3. Менші значення паразитних параметрів;
4. Високий опір шару.

Головним недоліком тонкоплівкових резисторів є необхідність спеціальних додаткових етапів при їх виготовленні. У деяких випадках до основних етапів виготовлення плівки необхідно ще покриття двоокисом кремнію  $SiO_2$  для захисту резистора від атмосферної дії.

**1.2.3 Мемристор.** Мемристор (англ. *memristor*, від *memory* — «пам'ять», та *resistor* — «опір») — четвертий базовий елемент електричної ланки (рис. 1.1). Його було запропоновано у вересні 1971 року Леоном Чуа. Це пасивний двополюсник з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ), що має гістерезис. Поряд із трьома відомими базовими пасивними елементами аналогових електричних схем — резистором, конденсатором та індуктивністю — цей пасивний елемент створює повний набір пасивних елементів для виробництва максимально різноманітних пристроїв аналогової та цифрової схемотехніки.



а)



б)

Рисунок 1.1 – Мемристори: а) ланка із 17 мемристорів, зафіксована атомним сканувальним мікроскопом; б) умовно-графічне позначення мемристора

Практична реалізація ідеї мемристора здійснилась тільки нещодавно співробітниками лабораторії *HP Labs* під керівництвом Р. Стенлі Вільямса фірми *Hewlett-Packard*. Дослідження проводились у галузі наноелектроніки. Прилад складається з двох шарів плівки з діоксиду титану з різною концентрацією атомів кисню. Під дією електричного поля, що прикладається перпендикулярно до плівок, розпочинається дифузія кисню з нижнього (збагаченого) шару у верхній (збіднений). Таким чином, нижній шар, що до того не був провідним, починає проводити струм і залишається в такому стані, поки не буде прикладена обернена напруга. Очевидно, що швидкість перемикавання таких мемристорів буде повністю визначатися коефіцієнтом дифузії кисню в діоксиді титану. При виготовленні резистивних смужок використовуються методи нанотехнології.

На думку Грега Шнайдера [1] (спеціаліст компанії HP), мемристор стане одним з основних елементів нанопристроїв, що дозволить забезпечити моделювання роботи людського мозку (мініатюрні нанопристрої будуть об'єднані в єдину мережу, а мемристор стане елементом, відповідальним за «пам'ять» штучного інтелекту) [2].

#### 1.4 Шуми резисторів

Навіть ідеальний резистор при температурі вище абсолютного нуля є джерелом шуму. Це випливає з фундаментальної флуктуативно-дисипативної теореми (у застосуванні до електричних кіл це твердження відоме також як теорема Найквіста). При істотно меншій частоті, ніж  $k_B T/h$  (де  $k_B$  — стала Больцмана,  $T$  — абсолютна температура,  $h$  — стала Планка) спектр теплового шуму рівномірний («білий шум»), спектральна густина шуму (перетворення Фур'є від корелятора напруг шуму)

$$|U|_{\omega}^2 = 4Rk_B T,$$

де  $U_{\omega}^2 = \int dt \langle U(t)U(0) \rangle e^{i\omega t}$ .

Звідси витікає, що чим більший опір, тим більша ефективна напруга шуму. Вона також пропорційна квадратному кореню з температури.

Навіть при абсолютному нулі у резисторів, складених з квантових точкових контактів, має місце шум, який зумовлений Фермі-статистикою. Проте такий шум усувається шляхом послідовного та паралельного підключення кількох контактів.

Рівень шуму реальних резисторів вищий. Тут завжди присутня компонента, інтенсивність якої пропорційна оберненій частоті, тобто  $1/f$ . Цей шум виникає з кількох причин, одна з головних – перезарядка іонів домішок, на яких локалізовані електрони.

Шуми резисторів виникають за рахунок проходження в них струму. У змінних резисторах є так звані «механічні» шуми, що виникають при роботі рухомих контактів.

## 1.3 Конденсатори

**1.3.1 Властивості конденсаторів.** Найістотніші обмеження, що накладаються на значення ємності інтегральних конденсаторів, пов'язані з їх розмірами. Загальний вираз для ємності конденсатора з паралельними обкладинками може бути записано як

$$C \approx C_0 S,$$

де  $C_0$  – ємність на одиницю площі, а  $S$  – площа однієї з обкладинок.

Значення  $C_0$  зазвичай обмежені досить вузьким діапазоном порядку 100-1000 пФ/мм<sup>2</sup> залежно від виду діелектричного матеріалу в інтегральній схемі і його пробивної напруги. Таким чином, розмір необхідної площі значно збільшується зі збільшенням необхідного значення ємності. Практичний розмір пластинки обмежується технологічними вимогами, що призводить до обмеження можливого значення ємності, яку можна отримати в монолітних схемах.

Конденсатори в монолітних схемах бувають двох видів: на основі *p-n* переходу і тонкоплівкові.

**1.3.2 Тонкоплівкові та конденсатори на основі *p-n* переходу.** Тонкоплівкові конденсатори являють собою звичайні плоскі конденсатори в мініатюрному виконанні. Вони складаються з двох провідних шарів, розділених діелектриком. У інтегральних схемах конденсатори можна виготовити одним із двох способів: використовуючи структуру метал–діелектрик–напівпровідник (МДН) або тонкий шар діелектрика між двома металевими шарами.

Структура метал–діелектрик–напівпровідник – найпоширеніший тип тонкоплівкового конденсатора в монолітних схемах. У таких конденсаторах ємність на одиницю площі пов'язана з діелектричною сталою і товщиною шару діелектрика  $T_x$ :

$$C_0 = \frac{\varepsilon}{T_x} = \frac{\varepsilon_{\text{вдн}} \varepsilon_0}{T_x},$$

де  $\varepsilon_{\text{вдн}}$  – відносна діелектрична стала ізолятора;

$\varepsilon_0$  – діелектрична стала вакууму, що дорівнює  $8,65 \cdot 10^{-14}$  Ф/см.

Інша структура тонкоплівкового конденсатора, яка використовує тонкий діелектричний шар між двома металевими шарами, показана на рис. 1.2. Хоча вона фактично вільна від паразитного впливу підкладки, потрібні додаткові етапи маскування й осадження, крім тих, які властиві МДН структурі. Як показано на рис. 1.3, як конденсаторні обкладки використовують алюміній або тантал, а діелектриком слугує  $Al_2O_3$  або  $Ta_2O_5$ . Для конденсаторів великої ємності переважно використовується  $Ta_2O_5$ , оскільки

його діелектрична стала на порядок вища, ніж у більшості інших діелектриків, що застосовуються для тонкоплівкових конденсаторів.

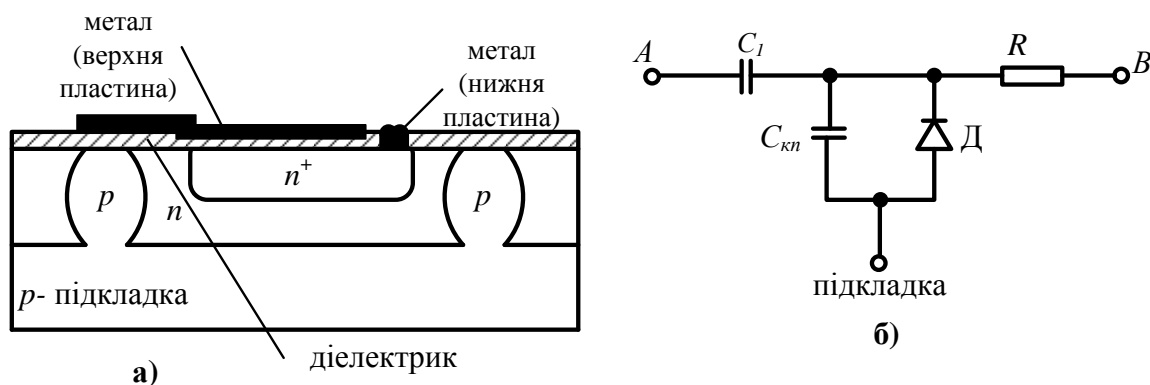


Рисунок 1.2 – Конденсатор типу метал–діелектрик–напівпровідник: а) структурна схема; б) електрична схема заміщення

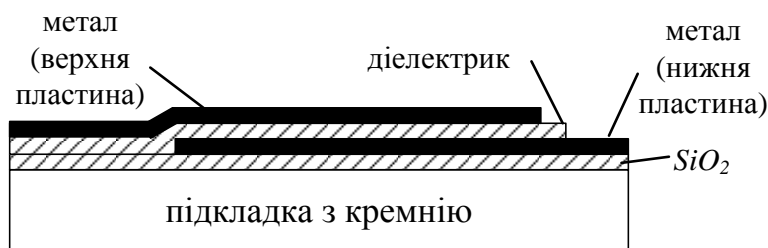


Рисунок 1.3 – Тонкоплівкові конденсатори з двома шарами металу

На відміну від конденсаторів на основі  $p$ - $n$  переходу в тонкоплівкових конденсаторах параметри не залежать від значення або полярності прикладеної напруги і мають більше значення ємності на одиницю площі при меншому паразитному впливі. Проте існують два основних недоліки, притаманні тонкоплівковим конденсаторам: потрібні додаткові технологічні етапи, окрім звичайних дифузійних циклів; вони виходять з ладу через пробій діелектрика, коли напруга перевищує номінальне значення. Це є незворотне руйнування, тому необхідно вживати додаткових заходів для захисту від перенапруги.

У табл. 1.1 наведено електричні параметри тонкоплівкових конденсаторів в інтегральних схемах. Зауважимо, що перші дві колонки належать до МДН структур, а останні дві відповідають багат шаровій металевій структурі. Максимальний розмір монолітної ємності обмежується технологічними міркуваннями і площею кристала, за сучасної технології він становить приблизно  $1 \text{ мм}^2$ .

Таблиця 1.1 – Характеристики тонкоплівкових конденсаторів

Характеристики	Діелектрик			
	SiO <sub>2</sub>	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub>
1	2	3	4	5
Ємність, пФ/мм <sup>2</sup>	400-600	800-1600	500-800	3000-5500
Відносна діелектрична проникність	2,7-4,2	3,5-9	4-8,5	24-28
Напруга пробою, В	50	50	20-40	20
Абсолютний розкид, %	±20	±20	±20	±20
Розкид відносний, %	±3	±3	±5	±5
Температурний коефіцієнт, 10 <sup>-5</sup> °С	+15	+4—+10	±300	+200—+500
Q (при 10 МГц)	25-80	20-100	10-100	10-100

#### 1.4 Контрольні запитання

1. Дайте означення резистора.
2. Які види резисторів Ви знаєте?
3. Якими параметрами характеризуються резистори?
4. Які функції виконують резистори в інтегральних схемах?
5. Які види резисторів використовуються у інтегральних схемах?
6. За якою формулою оцінюється спектральна густина шуму?
7. Від якого параметра залежить ефективна напруга шуму?
8. Який параметр накладає найістотніші обмеження на ємність інтегральних конденсаторів?
9. Які переваги тонкоплівкових конденсаторів перед конденсаторами на основі *p-n* переходу?

## РОЗДІЛ 2 ДІОДИ

### 2.1 Властивості діодів

Діод являє собою напівпровідниковий елемент із двома виводами, один з яких називають анодом ( $A$ ), а інший – катодом ( $K$ ). Розрізняють дискретні діоди у вигляді окремого елемента, призначеного для монтажу на платі і розміщеного у власному корпусі, й інтегральні діоди, які разом з іншими елементами схеми виготовляються на загальній напівпровідниковій підкладці. У інтегральних діодів є третій вивід, необхідний для з'єднання із загальною

підкладкою. Іноді його називають субстратом ( $S$ ), але він відіграє другорядну роль у функціонуванні самого діода.

Фізично діоди являють собою електронно-дірковий  $p$ - $n$  перехід або перехід метал–напівпровідник і називаються, відповідно, діодами з  $p$ - $n$  переходом і діодами Шотткі. Зона  $p$  збагачена дірками, а зона  $n$  – електронами. Умовно-графічне позначення та структура діода показані на рис. 2.1. Зазвичай зони  $p$  і  $n$  діода з  $p$ - $n$  переходом виготовляються з кремнію. Крім цього існують дискретні діоди на основі германію. Їм притаманне низьке пряме падіння напруги, проте вони застаріли. У діодах Шотткі зона  $p$  замінена шаром металу, що також призводить до низького прямого падіння напруги, тому вони часто використовуються замість германієвих діодів із  $p$ - $n$  переходом.

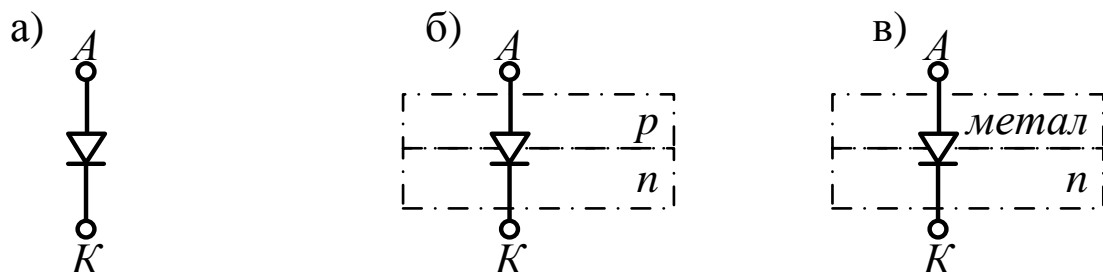


Рисунок 2.1 – Умовне графічне позначення та будова діода: а – графічне позначення, б – діод із  $p$ - $n$  переходом; в – діод Шотткі

На практиці кремнієві діоди з  $p$ - $n$  переходом називають просто діодами. За винятком ряду діодів особливого типу, всі вони зображуються на схемах одним і тим же графічним символом. Діоди різного типу розрізняють лише за маркуванням на корпусі і технічними характеристиками.

**Режими роботи.** Діод може функціонувати у режимі провідності, запирання і пробою, докладний опис яких наведено далі. Діоди, призначені для випрямлення змінного струму, називаються випрямними; вони поперемінно працюють у зоні провідності та запирання. Діоди, сконструйовані для роботи в зоні пробою – стабілітрони (діоди Зенера), застосовують для стабілізації напруги. Ще один важливий клас діодів складають варикапи.

Вони функціонують у режимі запирання і завдяки залежності ємності запираного шару (бар'єрної ємності) від прикладеної напруги можуть використовуватися для настроювання коливальних контурів на потрібну частоту. Існує також багато спеціальних діодів.

Поведінку діода найпростіше зобразити за допомогою його вольт-амперної характеристики, що описує залежність струму, який протікає через діод, від прикладеної до нього напруги в разі, коли всі значення постійні або повільно змінюються в часі. Водночас, для розрахунків необхідні рівняння, що точно описують поведінку приладу. Найчастіше достатньо простих співвідношень. Крім того, є модель, що добре відтворює динамічну поведінку діода під впливом синусоїдальних або імпульсних сигналів.

Якщо до діода прикласти напругу  $U_D = U_{AK}$  і виміряти струм  $I_D$ , вважаючи, що на анод відносно катода підключена відповідна напруга, ми отримаємо характеристики, наведені на рис. 2.2. Звернемо увагу на набагато більший масштаб в зоні додатних напруг. При  $U_D > 0$  В діод працює в зоні провідності. Тут струм зростає експоненційно з напругою. У діодів з  $p-n$  переходом помітний струм тече при  $U_D > 0,4$  В. При  $-U_{BR} < U_D < 0$  В діод замкнено, і струм стає дуже малим. Цю ділянку називають зоною запирання.

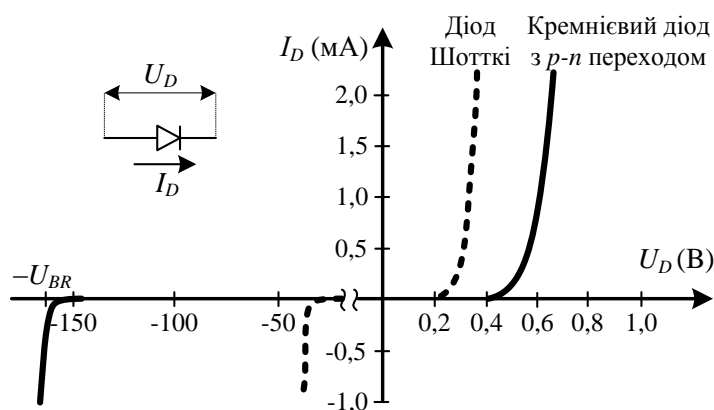


Рисунок 2.2 – Характеристики малопотужних діодів

Напруга пробою  $U_{BR}$  залежить від типу елемента і у випрямних діодах становить від  $-50$  до  $-1000$  В. При  $U_D < -U_{BR}$  настає пробій діода і виникає зворотний струм. У цій зоні здатні працювати тривалий час тільки стабілітрони і варикапи. Для діодів інших типів наявність зворотного струму при від'ємній напрузі є небажаною. Для германієвих діодів або діодів Шотткі помітний струм в зоні провідності виникає вже при  $U_D > 0,2$  В, а напруга пробою  $U_{BR}$  становить від  $-10$  до  $-200$  В.

У зоні провідності діода при середніх струмах напруга виявляється майже постійною завдяки крутому підйому характеристики. Ця напруга  $U_F$  називається прямою. Для германієвих діодів і діодів Шотткі вона має значення  $0,3 \dots 0,4$  В, а у кремнієвих діодів  $U_{F,Si} \approx 0,6 \dots 0,7$  В. У силових діодах при струмах в кілька ампер вона буває істотно вищою, оскільки разом



із внутрішньою прямою напругою з'являється помітне падіння напруги на прямому опорі і опорі виводів діода:  $U_F = U_{F,I} + I_D R_B$ . У граничному випадку  $I_D \rightarrow \infty$  діод поводить себе, як дуже малий опір  $R_B \approx 0,01 \dots 10$  Ом.

Зона запирання у збільшеному масштабі наведена на рис. 2.3. Струм у зворотному напрямку (зворотний струм)  $I_R = -I_D$  вельми малий при напрузі запирання  $U_R = -U_D$  і з наближенням до напруги пробою спочатку повільно збільшується, а потім різко зростає.

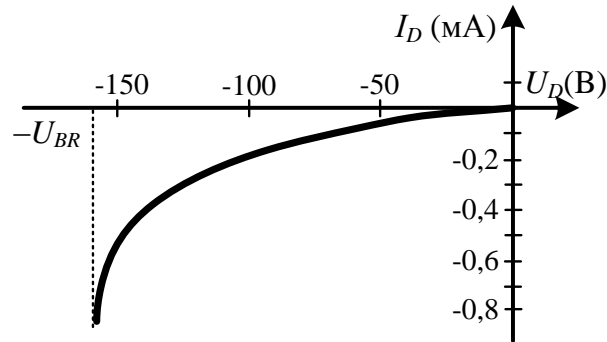


Рисунок 2.3 – Характеристика малопотужного діода на зворотній гілці ВАХ

## 2.2 Аналітичний опис функціонування діода

Характеристика діода в зоні  $U_D > 0$  у напівлогарифмічному масштабі майже лінійна (рис. 2.4).

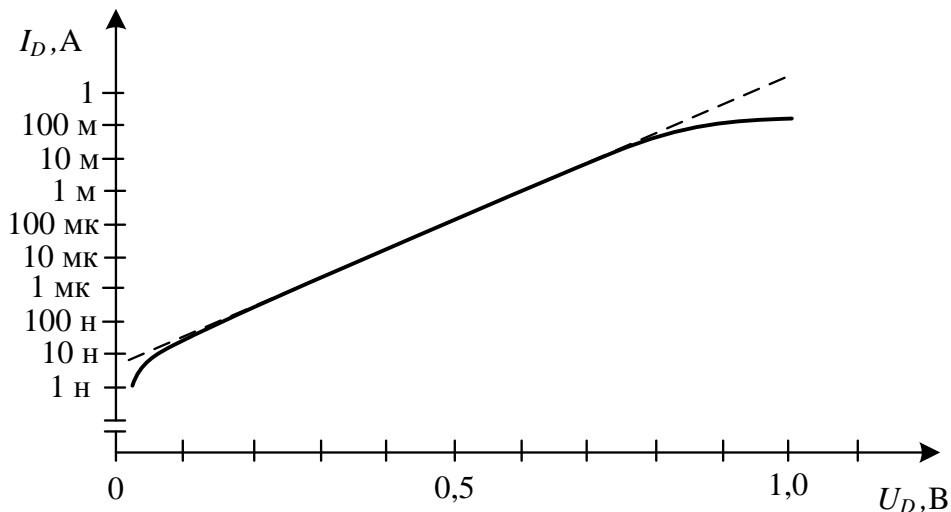


Рисунок 2.4 – Характеристика діода у напівлогарифмічному масштабі при  $U_D > 0$

Отже, в силу  $\ln I_D \sim U_D$  (пропорційно) між  $I_D$  і  $U_D$  діє експоненціальна залежність. Виходячи з закономірностей фізики напівпровідників у зоні великого сигналу [1], маємо:

$$I_D(U_D) = I_S \left( e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \text{ для } U_D \geq 0.$$

Для точного опису реальних діодів потрібний поправковий коефіцієнт, який дозволив би привести нахил прямої у відповідність з її поданням у напівлогарифмічному масштабі [1]:

$$I_D = I_S \left( e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1 \right). \quad (2.1)$$

Тут зворотний струм насичення  $I_S \approx 10\text{-}12 \cdot 10^{-6}$  А, коефіцієнт емісії  $n \approx 1.2$  і температурна напруга (термопотенціал)  $U_T = kT/q \approx 26$  мВ при кімнатній температурі.

Строго кажучи, рівняння (2.1) виконується тільки при  $U_D \geq 0$ , проте іноді його застосовують і при  $U_D < 0$ . При  $U_D \ll -nU_T$  отримаємо постійний струм  $I_D = -I_S$ , як правило, значно менший, ніж фактично поточний. Тому справедливо лише твердження про те, що в зоні запирання через діод протікає малий зворотний струм.

У зоні провідності виконується умова  $U_D \gg nU_T \approx 26.52$  мВ, отже, можна скористатися

$$I_D = I_S e^{\frac{U_D}{nU_T}},$$

звідки отримаємо

$$U_D = nU_T \ln \frac{I_D}{I_S} = nU_T \ln 10 \lg \frac{I_D}{I_S} = 60 \dots 120 \text{ мВ} \times \lg \frac{I_D}{I_S}.$$

Таким чином, при десятикратному збільшенні струму напруга зростає на 60...120 мВ. При великих струмах варто враховувати напругу  $I_D R_B$  на прямому опорі  $R_B$ , яка підсумовується з падінням напруги на  $p$ - $n$  переході:

$$U_D = nU_T \ln \frac{I_D}{I_S} + I_D R_B.$$

У цьому випадку виразити струм у вигляді функції  $I_D = I_D(U_D)$  не можна. При нескладних обчисленнях діод можна розглядати у вигляді ключа, розімкненого в зоні запирання та замкненого у зоні провідності. Якщо допустити, що напруга на діоді у зоні провідності постійна, а у зоні запирання струм не протікає, діод легко замінити ідеальним ключем, що керується напругою та джерелом прямої напруги  $U_F$ , як показано на рис. 2.5,а. Характеристика, що відповідає еквівалентній схемі, показана на рис. 2.5,б. Вона складається з двох прямих:

$$I_D = 0 \text{ для } U_D < U_F \rightarrow \text{ключ розімкнено (а),}$$

$$U_D = U_F \text{ для } I_D > 0 \rightarrow \text{ключ замкнено (б)}.$$

З урахуванням прямого опору  $R_B$  маємо:

$$I_D \begin{cases} 0 & U_D < U_F \rightarrow \text{(а)}, \\ \frac{U_D - U_F}{R_B} & U_D \geq U_F \rightarrow \text{(б)}. \end{cases}$$

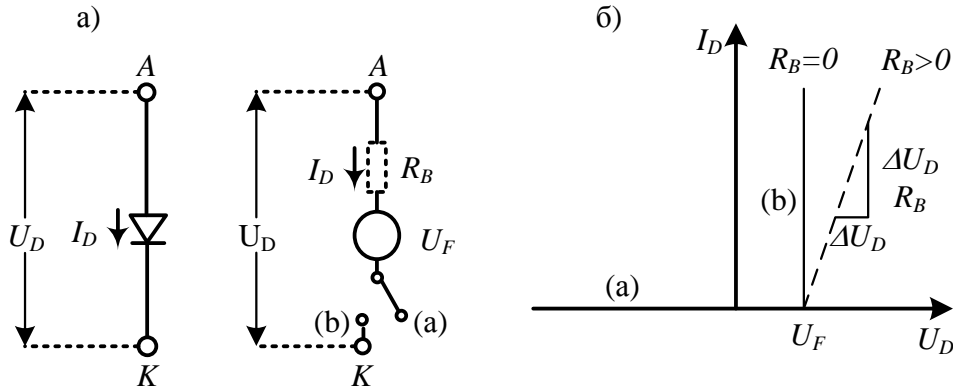


Рисунок 2.5 – Спрощена еквівалентна схема діода з прямим опором (пунктир) та без нього (суцільна лінія)

У кремнієвих діодів з  $p-n$  переходом  $U_F \approx 0,6$  В, а у діодів Шотткі  $U_F \approx 0,3$  В. Відповідна схема і характеристика виділені на рис. 2.5 пунктиром.

У багатьох пристроях діоди працюють позмінно в зонах провідності і запирання, прикладом чому служить випрямлення змінного струму. Процес перемикання не відповідає статичній характеристиці через накопичення (під час вмикання і вимикання відповідно) заряду паразитної ємності діода. На рис. 2.6 показано схему, за допомогою якої можна знайти характеристику процесу перемикання при омичному ( $L = 0$ ) і омично-індуктивному ( $L > 0$ ) навантаженні.

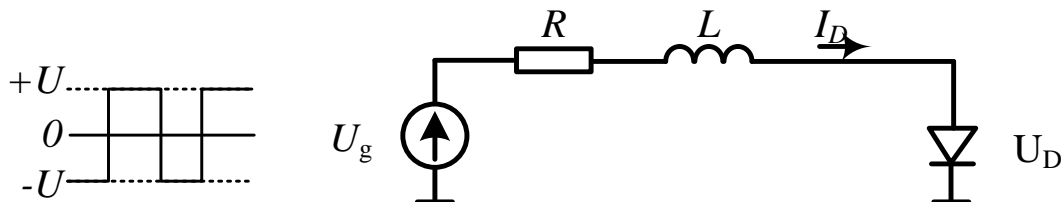


Рисунок 2.6 – Схема для отримання перехідної характеристики

### 2.3 Режими роботи

Режим, при якому зовнішні сигнали приводять до практично лінійного зміщення положення робочої точки, є режимом малих сигналів. Такі вхідні

сигнали не призводять до змінення параметрів схеми заміщення діода. У такому разі нелінійну характеристику (2.1) припустимо замінити дотичною до неї в робочій точці; при малих сигналах  $i_D = I_D - I_{D,A}$ , та  $u_D = U_D - U_{D,A}$ , звідки отримуємо:

$$r_D = \left. \frac{dI_D}{dU_D} \right|_A; U_d = \frac{1}{r_D} u_D.$$

Для диференціального опору діода  $r_D$  знаходимо:

$$I_{D,A} \gg I_S,$$

$$r_D = \left. \frac{dI_D}{dU_D} \right|_A = \frac{nU_t}{I_{D,A} + I_S} \approx \frac{nU_T}{I_{D,A}}.$$

Таким чином, еквівалентна схема діода в режимі малих сигналів складається з одного опору  $r_D$ ; при великих струмах опор  $r_D$  дуже малий, тому доводиться враховувати прямий опір  $R_B$ .

Еквівалентна схема діода, показана на рис. 2.7, застосовується лише для розрахунку в режимі малих сигналів на низьких частотах (0.10 кГц) і тому називається низькочастотною еквівалентною схемою для малих сигналів. На вищих частотах слід користуватися високочастотною еквівалентною схемою для малих сигналів.

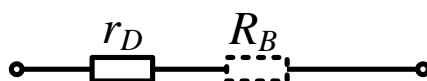


Рисунок 2.7 – Низькочастотна еквівалентна схема для діода в режимі малих сигналів

**Граничні параметри і зворотні струми.** У специфікаціях діодів вказуються різні граничні параметри, перевищення яких недопустимо. Вони поділяються на граничну напругу, граничні струми і максимальну потужність розсіювання.

**Гранична напруга.** При нарузі пробою  $U_{BR}$  ( $R$  – reverse – зворотний) або  $U(BR)$  діод у цій зоні пробивається і зворотний струм різко зростає. Оскільки струм помітно збільшується вже з наближенням до напруги пробою, зазвичай приводиться максимальна напруга запирання  $U_{r,max}$ , до досягнення якої зворотний струм залишається менше деякого граничного значення в діапазоні мікроампер. При імпульсній модуляції або під впливом поодиноких імпульсів припустимі вищі заборонені напруги. Їх називають періодичними максимальними зворотними напругами  $U_{RRM}$  і піковою зворотною перенапругою  $U_{RSM}$  і вибирають такими, щоб діод не виходив з ладу. За частоту імпульсів береться  $f = 50$  Гц. Через протилежність відлікових напрямів вся напруга вважається додатною, причому:

$$U_{R,max} < U_{RRM} < U_{RSM} < U_{(BR)}.$$

**Граничні струми.** Для зони провідності вказується максимальний прямий постійний струм  $I_{f,max}$ . Він відповідає умовам, при яких температура корпуса діода складає  $t = 25\text{ }^\circ\text{C}$ . При вищих температурах вибирають максимальний постійний струм меншого значення. В разі імпульсної модуляції або поодиноких імпульсів допустимі вищі прямі струми. Вони називаються періодичним максимальним прямим струмом  $I_{RRM}$  і піковим прямим струмом  $I_{RSM}$  і залежать від тривалості імпульсів, причому:

$$I_{F,max} < I_{FRM} < I_{FSM}.$$

Значення  $I_{FRM}$  особливо важливе для випрямних діодів, оскільки тут тече пульсуючий змінний струм і його максимальне значення істотно перевищує середній струм. Для зони пробою наводиться значення, що використовується в разі пробою за рахунок інтегрування імпульсу:

$$I^2 = \int I_R^2 dt.$$

Ця величина має розмірність  $A^2c$ , і тому її часто називають максимальною імпульсною енергією.

**Зворотний струм.** Зворотний струм  $I_R$  вимірюється при зворотній напрузі, меншій ніж напруга пробою, і суттєво залежить від першої з них і температури діода. При кімнатній температурі у кремнієвих діодів у режимі малих сигналів  $I_R = 0,01 \dots 1$  мкА; у діодів Шоттки і в кремнієвих випрямних діодів, які розраховані на прямі струми, вимірювані амперами,  $I_R = 1 \dots 10$  мкА; у випрямних діодів Шоттки  $I_R > 10$  мкА; ці значення зростають в 20-200 разів при температурі  $t = 150\text{ }^\circ\text{C}$ .

**Максимальна потужність розсіювання.** Потужністю, що розсіюється в діоді, вважається та, що перетворюється на тепло:  $P_V = U_D I_D$ . Вона виникає в запірному шарі, а при сильних струмах і на прямому опорі  $R_V$ . Діод нагрівається до стану, при якому тепло завдяки температурному перепаду переходить із запірного шару через корпус діода в навколишнє середовище (розсіюється). У специфікаціях вказується максимальна потужність розсіювання  $P_{tot}$  для випадку, коли температура корпуса діода становить  $25\text{ }^\circ\text{C}$ ; при вищих температурах  $P_{tot}$  знижується.

## 2.4 Температурна залежність параметрів

Характеристики діода багато в чому визначаються температурою. У явному вигляді температурна залежність для кремнієвого діода з  $p$ - $n$  переходом [1] виражається співвідношенням

$$I_D(U_D, T) = I_S(T) \left( e^{\frac{U_D}{nU_T(T)}} \right),$$

$$U_T(T) = \frac{kT}{q} = 86.142 \frac{\text{мкВ}}{\text{К}} T \approx 26 \text{ мВ},$$

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \frac{U_G(T)}{nU_T(T)}} \left(\frac{T}{T_0}\right),$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ ВАс/К}$  – стала Больцмана;  $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ Ас}$  – заряд електрона і  $U_G = 1,12 \text{ В}$  – різниця потенціалів між зонами провідності кремнію. Слабкою температурною залежністю  $U_G$  можна знехтувати. Температура  $T_0$  і пов'язаний з нею струм  $I_S(T_0)$  слугують опорними величинами. Зазвичай  $T_0$  приймається рівним  $300 \text{ К}$ . У зоні запирання тече зворотний струм  $I_R = -I_D \approx I_S$ ; при  $x_{T,I} = 3$  температурний коефіцієнт зворотного струму описується виразом

$$\frac{1}{I_R} \frac{dI_S}{dT} \approx \frac{1}{I_S} \frac{dI_S}{dT} = \frac{1}{nT} \left( 3 + \frac{U_G}{U_T} \right).$$

У цій зоні у більшості діодів  $n \approx 2$ , тому

$$\frac{1}{I_R} \frac{dI_R}{dT} \approx \frac{1}{2T} \left( 3 + \frac{U_G}{U_T} \right)^{T=300 \text{ К}} \approx 0.08 \text{ К}^{-1}.$$

Отже, зворотний струм подвоюється при підвищенні температури на  $10 \text{ }^\circ\text{C}$  і зростає вдсятеро з підвищенням температури на  $30 \text{ }^\circ\text{C}$ . На практиці зазвичай зустрічаються менші температурні коефіцієнти. Причина пов'язана з наявністю поверхневих струмів і витоків, які часто перевищують зворотний струм  $p$ - $n$  переходу і характеризуються іншою температурною залежністю.

Диференціюючи  $I_D(U_{D,t})$ , отримаємо температурний коефіцієнт струму при постійній напрузі в зоні провідності:

$$\frac{1}{I_D} \frac{dI_D}{dT} \Big|_{U_D = \text{const}} = \frac{1}{nT} \left( 3 + \frac{U_G - U_D}{U_T} \right)^{T=300 \text{ К}} \approx 0.04 \dots 0.08 \text{ К}^{-1}.$$

Використовуючи повний диференціал

$$dI_D = \frac{\partial I_D}{\partial U_D} dU_D + \frac{\partial I_D}{\partial T} dT = 0,$$

можна визначити температурну залежність  $U_D$  при постійному струмі:

$$\frac{dU_D}{dI_D} \Big|_{I_D = \text{const}} = \frac{U_D - U_G - 3U_T}{T} \stackrel{T=300 \text{ К}}{=} \stackrel{U_D = 0.7 \text{ В}}{\approx} -1,7 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Отже, з нагрівом і зростанням температури пряма напруга зменшується. Зростання температури на  $60 \text{ }^\circ\text{C}$  супроводжується падінням  $U_D$  приблизно на  $100 \text{ мВ}$ . Цей ефект використовується в інтегральних схемах для ви-

мірів температури. Такі результати справедливі також для діодів Шотткі, якщо задати  $x_{T,I} \approx 2$  і замінити різницю потенціалів між зонами  $U_G$  напругою  $U_m = (W_{\text{Метал}} - W_{n-Si}) / q$ , яка відповідає різниці енергій, що втрачаються зоною  $n$  і зоною металу [1].

## 2.5 Дискретні та інтегральні діоди

**2.5.1 Інтегральні діоди.** Інтегральні діоди також виготовляють за епітаксially-планарною технологією. У цьому випадку всі виводи розміщуються на верхній стороні пластинки, а кожен діод електрично відокремлюється від інших елементів за допомогою закритих  $p-n$  переходів. Активна зона знаходиться в дуже тонкому поверхневому шарі. Товщина пластини називається підкладкою і є загальним виводом для всіх елементів ІС.

Структура інтегрального діода з  $p-n$  переходом показана на рис. 2.8. Струм тече від зони  $p$  через  $p-n$  перехід у зону  $n-$ , а звідти через зону  $n+$  до катода; сильне легування зони  $n+$  забезпечує малий прямий опір.

**2.5.2 Ізоляція елементів  $p-n$  переходом.** На еквівалентній схемі (рис. 2.8) між катодом ( $K$ ) і підкладкою ( $S$ ) є діод-підкладка. Підкладка підключається до джерела від'ємної напруги так, що цей діод завжди закритий, ізолюючи робочий діод від підкладки та інших елементів ІС.

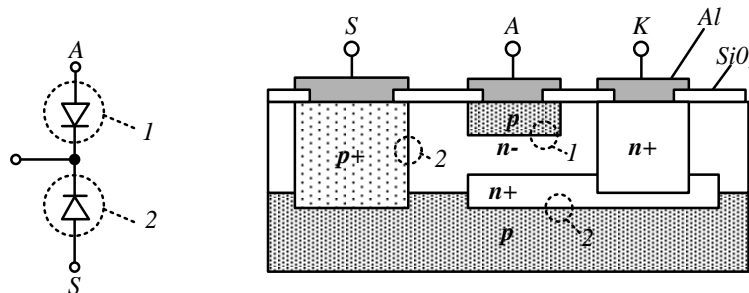


Рисунок 2.8 – Еквівалентна схема і будова інтегрального діода з  $p-n$  переходом: 1 – схема; 2 – допоміжний діод-підкладка

**2.5.3 Інтегральний діод з  $p-n$  переходом та діод Шотткі.** У принципі інтегральний діод Шотткі може бути утворений аналогічно діоду з  $p-n$  переходом, якщо видалити зону  $p$  в анодному виводі. На практиці зробити це непросто: для контакту Шотткі потрібен метал, відмінний від матеріалу провідника, який пов'язує елементи ІС, а в більшості технологій виготовлення ІС відповідні етапи не передбачені.

**2.5.4 Дискретні діоди.** Дискретні діоди зазвичай виготовляють за епітаксially-планарною технологією.

Влаштування діода з  $p-n$  переходом і діода Шотткі з виділеними активними зонами показано на рис. 2.9. Зони  $n+$ ,  $p$  і  $n-$  є сильно-, середньо- та слабо леговані, відповідно. Створення різнолегованих шарів знижує прямий опір діода і підвищує напругу пробію. Майже всі діоди з  $p-n$  переходом будуються як  $p^n$ -діоди: у них є слаболегована або нелегована серед-

ня зона, товщина якої приблизно пропорційна напрузі пробією – зона  $n^-$  на рис. 2.9, а. У діодах Шотткі слабколегована зона використовується для утворення контакту Шотткі (рис. 2.9, б). Перехід від металу до середньої або сильнолегованої зони частково або повністю нівелює властивості діода, який починає поводитись як резистор (омічний контакт). На практиці діоду привласнюють позначення  $pin$  лише в тому випадку, якщо час життя носіїв заряду в середній зоні дуже великий, що додає приладу особливі властивості.

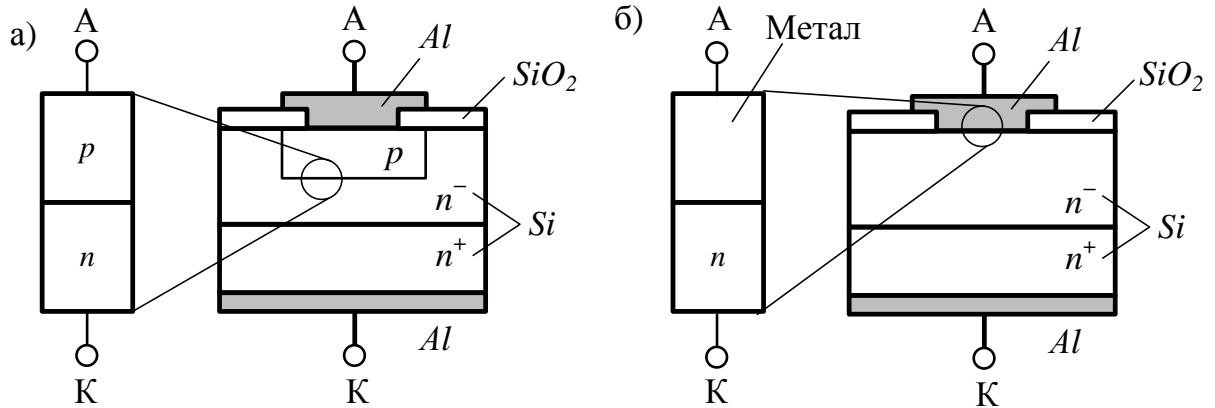


Рисунок 2.9 – Структура напівпровідникової пластинки з діодом:  
а –  $pin$ -діод; б – діод Шотткі

## 2.6 Статичний режим

**2.6.1 Струм витікання.** Згідно з теорією ідеального діода [1] для великого сигналу струм витоку

$$I_{DR} = I_{S,R} \left( e^{\frac{U_D}{U_R}} - 1 \right).$$

Він достатньо точно описує струм рекомбінації лише в зоні провідності. Шляхом підстановки  $U_D \rightarrow -\infty$  отримаємо в зоні запирання постійний струм  $I_{DR} = -I_{S,R}$ , тоді як в реального діода струм рекомбінації зростає із зворотною напругою. Вираз, що враховує залежність ширини запирного шару від напруги [1], має вигляд:

$$I_{DR} = I_{S,R} \left( e^{\frac{U_D}{U_R}} - 1 \right) \left( \left( 1 - \frac{U_D}{e^{\frac{U_D}{U_R}} U_R - 1} \right)^2 + 0.005 \right)^{\frac{m_S}{2}}.$$

**2.6.2 Пробій.** Пробій діода відбувається при  $U_D < U_{BR}$ , а струм, що протікає при цьому, наближено описується експоненціальною функцією [1]:



$$I_{DBR} = -I_{BR} e^{-\frac{U_D + U_{BR}}{n_{BR} U_T}}$$

Напруга пробою при цьому складатиме  $U_{BR} \approx 50 \dots 1000$  В, струм пробою у вигині характеристики  $I_{BR}$  і коефіцієнт пробою емісії  $n_{BR} \approx 1$ . При  $n_{BR} = 1$  і  $U_T \approx 26$  мВ маємо ( $10 U_T \ln 10 = 0,6$  В):

$$I_D = I_{DBR} = \begin{cases} -I_{BR} \text{ для } U_D = -U_{BR}, \\ -10^{10} I_{BR} \text{ для } U_D = -U_{BR} - 0,6 \text{ В.} \end{cases}$$

**2.6.3 Прямий опір.** Для повного опису статичного режиму треба знати значення прямого опору  $R_B$ . Як видно з рис. 2.10, вона складається з опорів окремих шарів і фігурує в моделі у вигляді їх послідовного з'єднання.

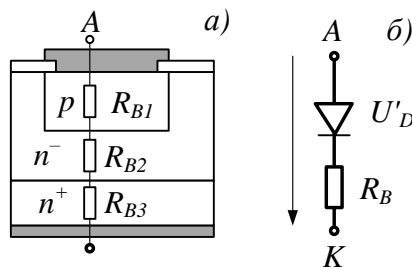


Рисунок 2.10 – Прямий опір діода: а – структура, б – модель

Необхідно лише розрізнати внутрішню напругу діода  $U'_D$  і його зовнішню напругу

$$U_D = U'_D + I_D R_B,$$

у формули для  $I_{DD}$ ,  $I_{DR}$  і  $I_{DBR}$  можна підставляти  $U'_D$  замість  $U_D$ . Прямий опір становить від 0,01 Ом в потужних діодах, до 10 Ом в діодах, що працюють із слабкими сигналами.

## 2.7 Модель діода в режимі малих сигналів

Лінійна модель режиму малих сигналів виходить з нелінійної шляхом її лінеаризації в робочій точці. Статична модель режиму малих сигналів описує поведінку характеристик цього режиму на низькій частоті і тому називається також низькочастотною еквівалентною схемою діода в режимі малих сигналів. Динамічна модель режиму малих сигналів, або високочастотна еквівалентна схема діода, необхідна для розрахунку частотних залежностей схем.

**Статична модель режиму малих сигналів.** Опір при малих сигналах визначається за допомогою лінеаризації статистичної характеристики:

$$\frac{dU_D}{dI_D} \Big|_A = \frac{dU_D}{I_D} \Big|_A + R_B = r_D + R_B.$$

Сюди входять прямий опір  $R_B$  і диференціальний опір внутрішнього діода  $r_D$  (див. рис. 2.7). Значення  $r_D$  складається з трьох частин відповідно до трьох складових струму  $I_{DD}$ ,  $I_{DR}$  і  $I_{DRR}$ :

$$\frac{1}{r_0} = \frac{dI_D}{dU_D} \Big|_A = \frac{dI_{DD}}{dU_D} \Big|_A + \frac{dI_{DR}}{dU_D} \Big|_A + \frac{dI_{DRR}}{dU_D} \Big|_A.$$

У такому разі для диференціального опору  $r_D$  отримуємо:

$$r_D = r_{DD} // r_{DR} // r_{DRR}.$$

Коли робоча точка знаходиться в дифузійній зоні і нижче за зону сильних струмів (ця зона інколи називається зоною середніх прямих струмів),  $I_{D,A} \approx I_{DD,A}$  и  $I_{D,A} < I_k$ . Отже, можна скористатися наближенням:

$$r_D = r_{DD} \approx \frac{nU_T}{I_{D,A}}. \quad (2.2)$$

Це рівняння можна застосовувати для всіх робочих точок у зоні провідності; воно занижує розрахункові значення в зонах сильного струму і дифузії до 2 разів. При  $n = 1.2$  знаходимо

$$I_{D,A} = 1 \left\{ \begin{array}{l} mkA \\ mA \\ A \end{array} \right\} \Rightarrow r_D = 26 \dots 52 \left\{ \begin{array}{l} kOm \\ Om \\ mOm \end{array} \right\}.$$

У зоні запирання для діода в режимі малих сигналів виконується умова  $r_D \approx 10^6 \dots 10^9$  Ом; в разі випрямних діодів при струмах, вимірюваних амперами, цей параметр зменшується в 10...100 разів.

Опір діода в режимі малих сигналів в зоні пробою важливо знати тільки для стабілітронів: лише у них робоча точка може знаходитися в зоні пробою. Такий опір позначається символом  $r_Z$ . При  $I_{D,A} \approx I_{DRB,A}$  маємо:

$$r_Z = r_{DRR} = \frac{n_{BR}U_T}{|I_{D,A}|}.$$

**Динамічна модель діода в режимі малих сигналів.** Додавши бар'єрну і дифузійну ємності до статичної малосигнальної моделі, отримаємо малосигнальну динамічну модель, наведену на рис. 2.11 а; з урахуванням викладеного маємо:

$$C_D = C_S(U'_D) + C_{D,D}(U'_D).$$

У високочастотних діодах необхідно також враховувати паразитний вплив їх корпусу. На рис. 2.11 показано розширену модель для випадку,

коли індуктивність і ємність корпуса складають  $L_G \approx 1...10$  нГн і  $C_G \approx 0,1...1$  пФ відповідно.

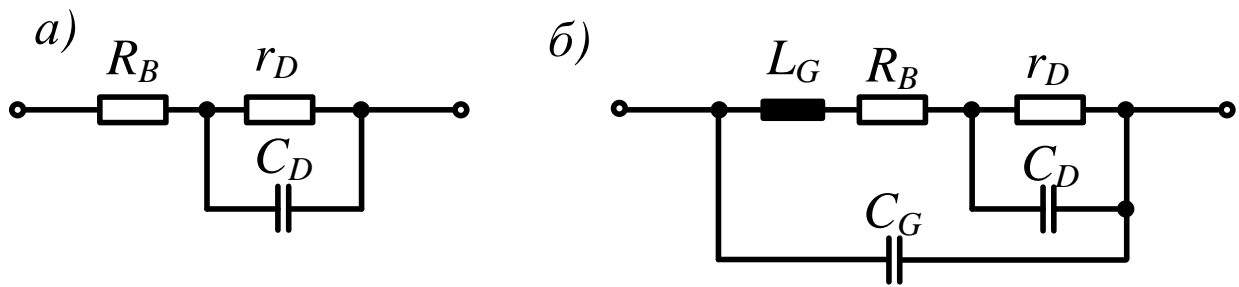


Рисунок 2.11 – Динамічна малосигнальна модель: а – низькочастотного діода; б – високочастотного діода

**Спрощена модель.** При практичних розрахунках нехтують прямим опором  $R_B$ , користуючись наближеннями для  $r_D$  і  $C_D$ . У зоні провідності з урахуванням рівняння (2.2), впливу дифузійної ємності  $C_{DD} \approx \frac{\tau_T I_{D,A}}{nU_T}$  і значення  $C_S(U'_D) \approx 2C_{S0}$  отримаємо:

$$r_D = \frac{nU_T}{I_{D,A}},$$

$$C_D = \frac{\tau_T I_{D,A}}{nU_T} + 2C_{S0} = \frac{\tau_T}{r_D} + 2C_{S0}.$$

У зоні запирання нехтують параметром  $r_D$ , вважаючи  $r_D \rightarrow \infty$  і  $C_D \approx C_{S0}$ . Повну модель діода, що використовується для комп'ютерного моделювання у пакетах схемотехнічного аналізу, наведено у підрозділі 5.3.

## 2.8 Контрольні запитання

1. У яких режимах роботи працюють діоди?
2. Які існують види діодів? У чому між ними різниця?
3. Як визначається опір діода та від чого він залежить?
4. Як впливає збільшення температури на характеристики діода?
5. Яка модель діода використовується у спрощених розрахунках?
6. Пояснити від чого залежить прямі напруги  $p-n$ -переходу.
7. Яка залежність між прямою напругою і струмом на  $p-n$ -переході?
8. Пояснити різницю між ідеальною і реальною ВАХ.
9. Пояснити наявність зворотного струму  $p-n$ -переходу.
10. Пояснити поняття забороненої зони.
11. Описати основні види пробоїв  $p-n$ -переходів.
12. Навести зворотні характеристики діодів у режимах пробою.

## РОЗДІЛ 3 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

### 3.1 Структура біполярного транзистора

Як правило, будова біполярного транзистора є асиметричною. Тому колектор і емітер завжди мають своє місце і, як буде показано далі, характеризуються різними властивостями в нормальному й інверсному режимах. Дискретні та інтегральні транзистори складаються не з трьох, а з більшої кількості зон; зокрема, колекторна зона складається, принаймні, з двох підзон. Тому поділ елементів за типами на  $n-p-n$  і  $p-n-p$  відображає лише чергування зон у внутрішній активній зоні. Виготовленням транзисторів є багатоступінчастий процес обробки напівпровідникової пластини, що завершується розрізанням її на дрібні пластинки, на кожній з яких знаходиться або дискретний транзистор, або множина інтегральних транзисторів разом з іншими елементами ІС.

**Дискретні транзистори. Внутрішня будова.** Як правило, дискретні транзистори виготовляються за епітаксіально-планарною технологією. Структури транзисторів типу  $n-p-n$  і  $p-n-p$  показано на рис. 3.1, де виділені активні зони. Зони  $n+$  і  $p+$  сильно легуються,  $n$  і  $p$  – середньо,  $n-$  і  $p-$  – слабо. Особливе чергування по-різному легованих зон покращує електричні властивості транзисторів.

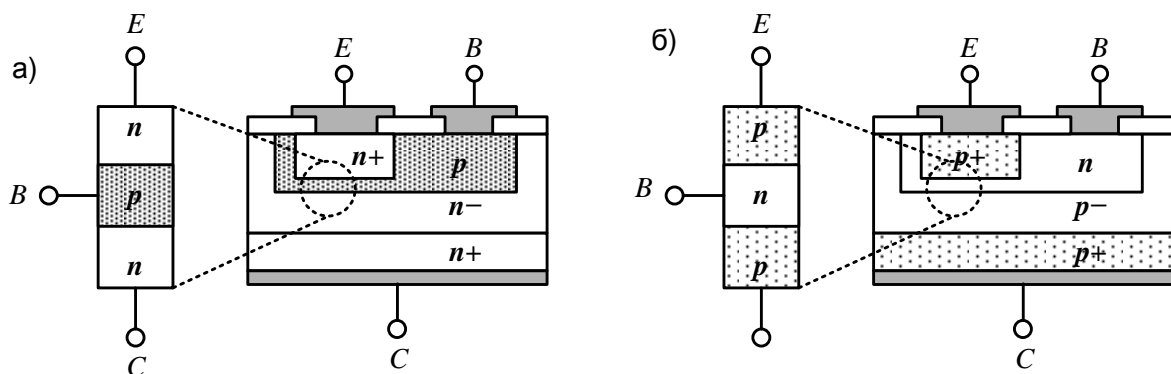


Рисунок 3.1 – Структура напівпровідникової пластинки з дискретним епітаксіально-планарним транзистором:  
а –  $n-p-n$  транзистор; б –  $p-n-p$  транзистор

Колектор займає нижню частину пластинки, а база і емітер – верхню.

### 3.2 Властивості біполярних транзисторів. Режими роботи

Властивості біполярного транзистора наочно можна подати у вигляді графіків функцій (характеристик), що показують взаємозалежність струмів і напруги транзистора в статиці, коли всі величини повільно змінюються або постійні в часі. Для розрахунків характеристик біполярних транзисторів потрібні рівняння, які точно описують їх поведінку. Ці рівняння значно

спрощуються, якщо обмежитися практично важливим активним режимом. І навпаки, їх необхідно враховувати при перевірці функціональних можливостей розроблених схем шляхом комп'ютерного моделювання. Існують також складні моделі, що дозволяють точно описувати динамічні характеристики транзистора, коли на нього діє синусоїдальний або імпульсний сигнал.

**Режими роботи.** Біполярні транзистори використовуються для підсилення і комутації сигналів і, зазвичай, працюють в активному режимі, коли на перехід база-емітер ( $BE$ ) подається пряма напруга, а на перехід база-колектор ( $BC$ ) – зворотна. У деяких типах схем перехід  $BC$  протягом певного часу може мати пряме зміщення; в такому випадку говорять про режим (або зону) насичення. У режимі запирання обидва переходи закрито.

Крім розглянутих вище режимів також виділяють малосигнальний режим, режим великого сигналу та ключовий режим функціонування БТ.

Вважається, що транзистор працює в малосигнальному або лінійному режимі, якщо в процесі роботи не проявляється вплив нелінійності його ВАХ. Основним критерієм лінійного режиму роботи транзистора є мале значення його сигнальних складових вихідних струмів  $\Delta I_{\text{вих}}$  і напруг  $\Delta U_{\text{вих}}$  порівняно з їх значеннями у РТ. При малосигнальному режимі роботи транзистора взаємозв'язки і взаємозалежності між його струмами і напругами визначаються постійними коефіцієнтами, незалежними від рівня сигналів.

**3.2.1 Характеристики транзисторів.** Якщо до транзистора, включеного за схемою ЗЕ, прикладати напругу  $U_{BE}$  до переходу база-емітер і вимірювати струм колектора  $I_C$  як функцію від напруги  $U_{CE}$  між колектором і емітером, отримаємо групу вихідних характеристик, наведену на рис. 3.2.

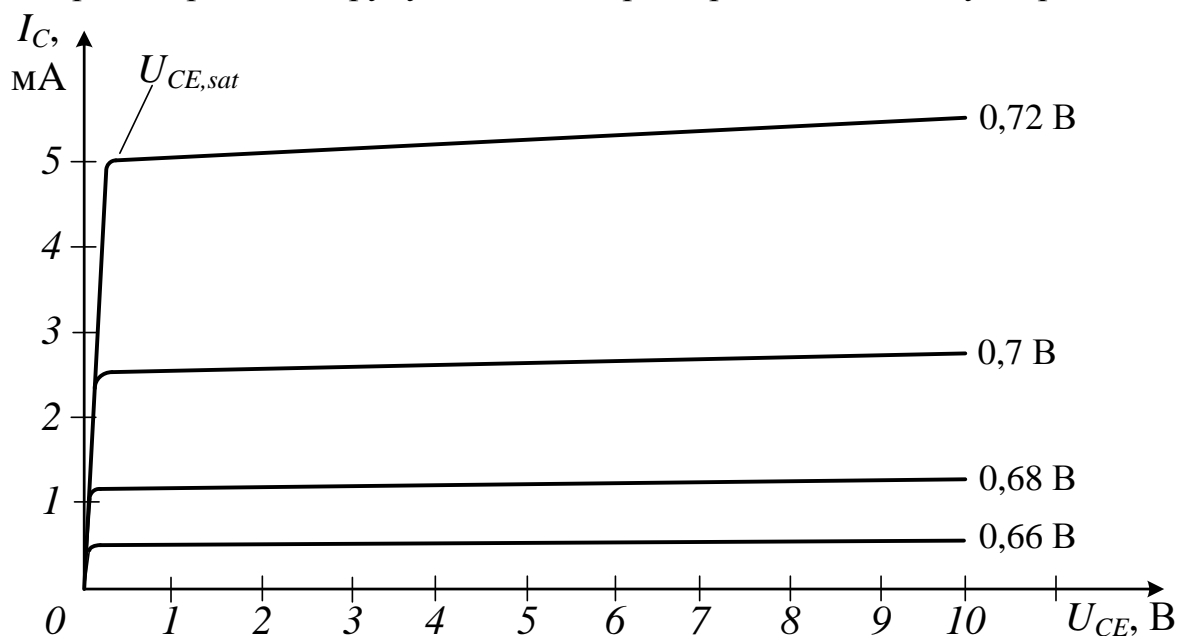


Рисунок 3.2 – Група вихідних характеристик  $n-p-n$  транзистора

За винятком короткої зони поблизу осі  $I_C$ , ці характеристики слабо залежать від  $U_{CE}$ , і транзистор працює в активному режимі, тобто перехід  $BE$  проводить струм, а перехід  $BC$  замкнутий. Біля осі  $I_C$  напруга  $U_{CE}$  настільки мала, що перехід  $BC$  теж відкритий, і транзистор перебуває у стані насичення. На межі зони запирання з напругою насичення  $U_{ce,sat}$  характеристика має різкий згин і проходить майже через початок координат.

**Передатна характеристика.** В активному режимі струм колектора  $I_C$  залежить головним чином від  $U_{BE}$  (За умови, що вхідним сигналом є напруга на переході база–емітер). Якщо при змінненні значень напруги колектор–емітер  $U_{CE}$ , нанести на графік значення  $I_C$  як функцію  $U_{BE}$ , отримаємо передатну характеристику, наведену на рис. 3.3, а.

**Вхідні характеристики.** Для повного опису поведінки транзистора потрібно знати вхідні характеристики (рис. 3.3, б). Їх утворюють залежності значення струму бази  $I_B$  від напруги  $U_{BE}$  при різних значеннях напруги  $U_{CE}$ , притаманних активному режиму. Ці характеристики також майже не залежать від значень  $U_{CE}$  і майже зливаються, тому що струм колектора  $I_C$  слабо залежать від  $U_{CE}$ .

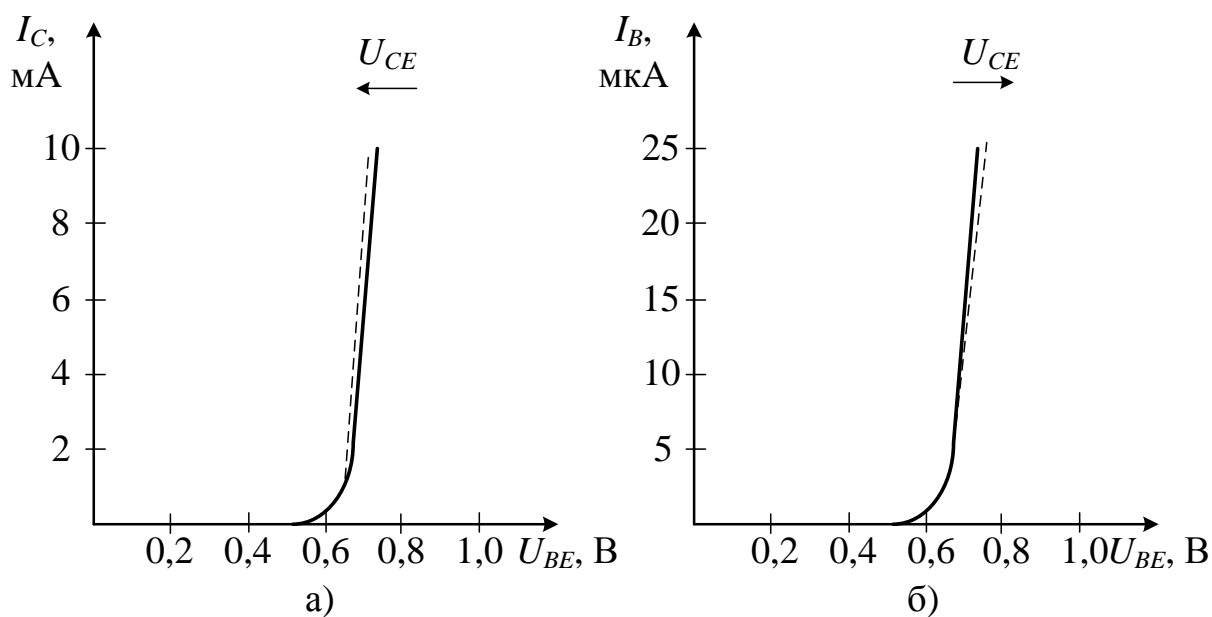


Рисунок 3.3 – Передатні характеристики БТ в активному режимі:  
а – вихідні; б – вхідні

**3.2.2 Підсилення струму.** Схожість передатних характеристик, наведених на рис. 3.3, а, з вхідними характеристиками на рис. 3.3, б очевидна. Звідси витікає, що в активному режимі струм колектора  $I_C$  приблизно пропорційний струму бази  $I_B$ . Коефіцієнт пропорційності  $B$  називається підсиленням струму:

$$B = \frac{I_C}{I_B}.$$

Рівняння для розрахунків оснований на тому, що поведінка транзистора, в основному, зводиться до поведінки діода, еквівалентного переходу  $BE$ . Притаманна діоду експоненціальна залежність між струмом і напругою проявляється в тому, що в сім'ї передатних характеристик і сім'ї вхідних характеристик струми  $I_B$  і  $I_C$  експоненціально залежать від напруги  $U_{BE}$ . Виходячи з загальних виразів  $I_C = I_C(U_{BE}, U_{CE})$  і  $I_B = I_B(U_{BE}, U_{CE})$ , для активного режиму отримаємо

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right),$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \text{ при } \beta = \beta(U_{BE}, U_{CE}), \quad (3.1)$$

де  $I_S \approx 10^{-16} \dots 10^{-12}$  А – початковий струм відпирання транзистора і  $U_T$  – температурний потенціал; при кімнатній температурі  $U_T \approx 26$  мВ.

**Ефект Ерлі.** Залежність струму колектора від  $U_{CE}$  обумовлена ефектом Ерлі і емпірично описується відношенням  $U_{CE}/U_A$ . Подібний вплив обумовлений тим, що при екстраполяції кривих сім'ї вихідних характеристик вони перетинаються в одній точці (рис. 3.4) за умови, що генератором вхідного сигналу є генератор струму. Стала  $U_A$  називається потенціалом Ерлі і складає  $U_{A, npn} \approx 30 \dots 150$  В. У  $p-n-p$  транзисторів  $U_{A, pnp} \approx 30 \dots 75$  В.

Вплив ефекту Ерлі [1], який збільшує колекторний струм на значення складової  $I_C^*$ , враховується уведенням резистора колекторного переходу  $r_C^*$ . У цьому випадку:

$$I_C^* = \frac{U_A}{r_C^*},$$

При цьому слід зазначити, що значення  $U_A$  залежить від типу генератора сигналу (генератора струму або напруги), що підключається між базою і емітером. Так, комп'ютерний аналіз ВАХ-залежності  $I_C = f(U_{ce})|_{I_B=const}$  (генератор струму – рис. 3.4, а) і  $I_C = f(U_{ce})|_{U_{be}=const}$  (генератор напруги – рис. 3.4, б) показує, що у першому випадку  $U_{Erлі}(I_T)$  має мінімальне і постійне значення і до того ж практично не залежить від параметрів РТ. У другому випадку  $U_{Erлі}(U_T)$  має дещо більше значення, яке змінюється залежно від рівня робочого струму. Враховуючи сказане опір колекторного переходу  $r_C^*$  треба визначати за умови керування транзистора струмом, а саме: з виразу

$$r_C^* = \frac{U_{A(I_T)} + U_{CE, p}}{I_{C, p}},$$

де  $U_{CE, p}$  і  $I_{C, p}$  – параметри робочої точки. Розбіжності між значеннями  $U_{A(I_T)}$  і  $U_{A(U_T)}$  пояснюються дією у другому випадку внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі. Це призведе до того, що значення  $r_C^*$  для випадку використання на вході схеми генератора напруги дещо збільшиться порівняно з ситуацією коли, на вході генератор струму.

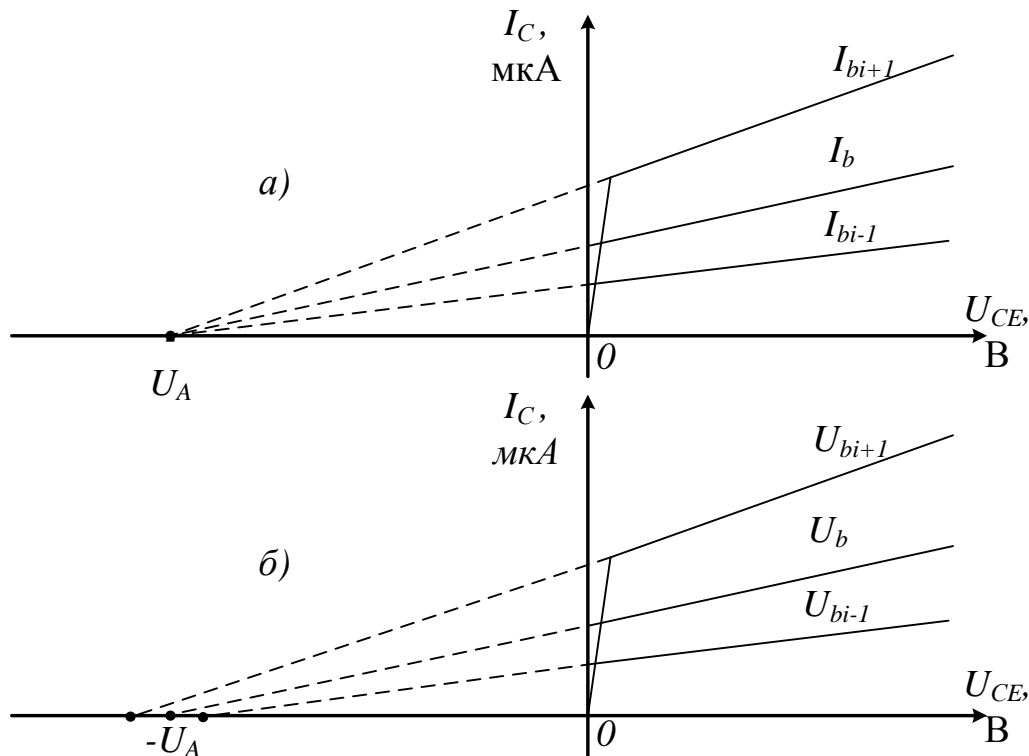


Рисунок 3.4 – ВАХ каскаду із ЗЕ для різних типів ГС: а) джерела струму; б) джерела напруги

Струм бази  $I_B$  впливає на струм колектора  $I_C$ , при цьому підсилення струму  $B$  є коефіцієнтом пропорційності між ними. Тому у багатьох простих розрахунках можна нехтувати залежністю підсилення струму від  $U_{BE}$  і  $U_{CE}$  та  $B$  виявляється константою. Проте у більшості випадків залежність від  $U_{CE}$  враховується, оскільки вона породжується ефектом Ерлі [3, 4] тобто має місце співвідношення

$$B(U_{BE}, U_{CE}) = B_0(U_{BE}) \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right), \quad (3.2)$$

де  $B_0(U_{BE})$  – екстрапольоване підсилення струму при  $U_{CE}=0$  В. Екстраполяція необхідна у зв'язку з тим, що при  $U_{CE}=0$  В активний режим неможливий.

Підставивши (3.2) в (3.1), отримаємо рівняння для режиму великого сигналу біполярного транзистора:



$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right), \quad (3.3)$$

$$I_B = \frac{I_S}{B_0} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}. \quad (3.4)$$

**3.2.3 Залежність підсилення струму. Графік Гуммеля.** Детальніше розглянемо підсилення струму у діапазоні напруг база–емітер  $U_{BE}$ . При цьому струми  $I_B$  і  $I_C$  експоненціально залежать від  $U_{BE}$ , цю залежність можна подати на напівлогарифмічному графіку за умови, що  $U_{CE}$  – параметр. Такий графік, відомий як графік Гуммеля (рис. 3.5), і цікавий тим, що експоненціальні залежності (3.3) і (3.4) стають прямолінійними, якщо вважати  $B_0$  константою:

$$\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = \frac{U_{BE}}{U_T} + \ln\left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right),$$

$$\ln\left(\frac{I_B}{I_S}\right) = \frac{U_{BE}}{U_T} - \ln(B_0).$$

На рис. 3.5 показано прямі, подані пунктирними лініями. При цьому підсилення струму  $B_0$  – зсув прямих уздовж осі ординат:

$$\ln(B) = \ln\left(\frac{I_C}{I_B}\right) = \ln(B_0) + \ln\left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right).$$

На рис. 3.5 також показані реальні залежності. Вони відповідають прямим в широкому інтервалі напруг, де  $B_0$  можна вважати константою. Однак у двох зонах спостерігаються відхилення від прямих:

- при дуже малому струмі колектора струм бази суттєво зростає відносно значення, що отримується з (3.4) при незмінному  $B_0$ ; це відхилення обумовлене додатковими складовими струму бази і призводить до зменшення  $B$  і  $B_0$ ; рівняння для режиму великого сигналу (3.3) і (3.4) в цій зоні виконуються;
- при дуже великих струмах колектора струм бази знижується відносно значення, що отримується з (3.4); таке відхилення обумовлене ефектом сильного струму і також призводить до зменшення  $B$  і  $B_0$ ; у цьому інтервалі вже не виконуються рівняння режиму великого сигналу (3.3) і (3.4), тому що зі зменшенням  $B_0$  вони дають приріст  $I_B$ , а не спад  $I_C$ , як повинно бути; проте цей діапазон струмів використовується лише в потужних транзисторах.

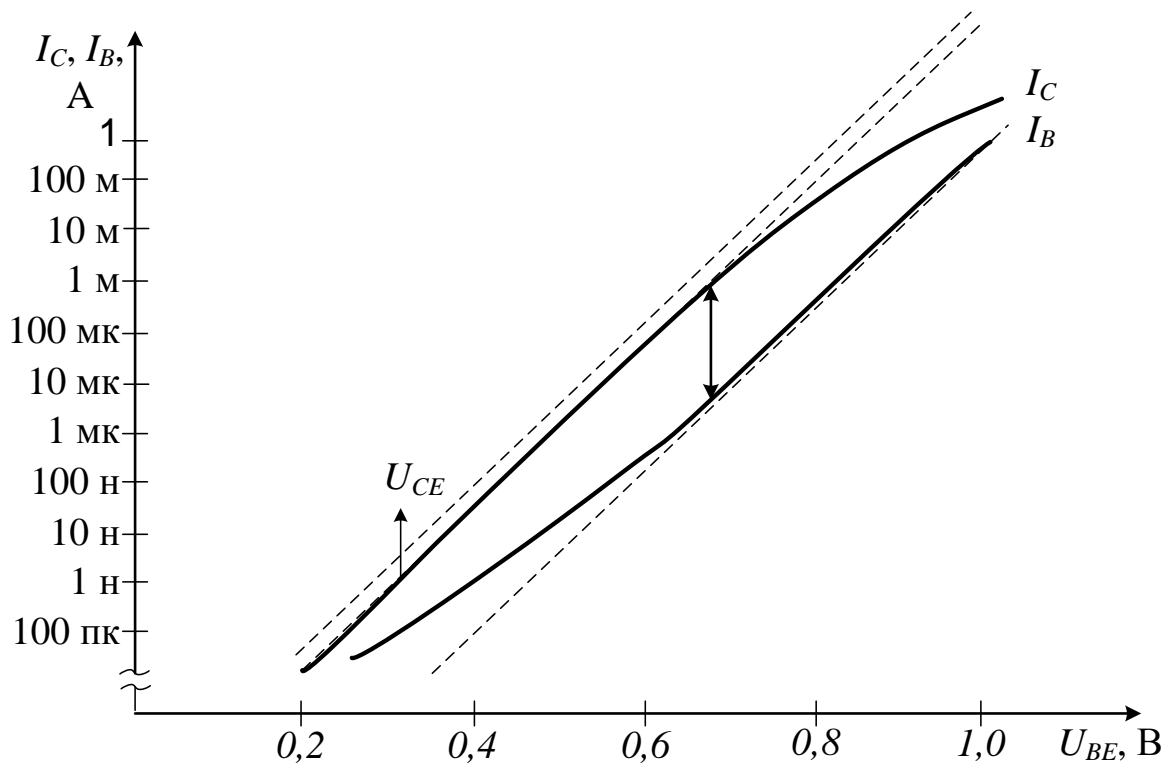


Рисунок 3.5 – Залежність струмів  $I_B$  і  $I_C$  в напівлогарифмічному масштабі для активного режиму (графік Гуммеля)

На практиці підсилення струму  $B$  представляють у вигляді функції  $I_C$  від  $U_{CE}$ , тобто замість  $B(U_{BE}, U_{CE})$  застосовують  $B(I_C, U_{CE})$ , користуючись співвідношенням між  $I_C$  і  $U_{BE}$  при постійному  $U_{CE}$  після заміни змінних. Аналогічно  $B_0(U_{BE})$  замінюється на  $B_0(I_C)$ . Трансформоване таким чином подання полегшує вибір параметрів схем, оскільки при встановленні робочої точки спочатку задають  $I_C$  і  $U_{CE}$ , а потім визначають відповідний струм бази, користуючись співвідношенням  $B(I_C, U_{CE})$ ; саме таким чином вибирається робоча точка для принципових схем. На рис. 3.6 показані залежності підсилення струму  $B$  і диференціального підсилення струму

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE}=\text{const}} \quad (3.7)$$

від  $I_C$  для двох різних значень  $U_{CE}$ . Змінну  $B$  називають підсиленням струму для режиму великого сигналу, а  $\beta$  – підсиленням струму для малосигнального режиму. Наведені типові залежності характерні для малопотужних транзисторів, в яких максимальне підсилення струму знаходиться в діапазоні  $I_C \approx 1 \dots 10$  мА. Для потужних транзисторів максимум зміщується в зону, вимірювану амперами. Фактично транзистори працюють у зоні максимуму підсилення або зліва від нього, тобто при малих струмах колектора. Зон праворуч від максимуму намагаються уникати, оскільки через ефект сильного струму знижується не лише  $B$ , але і швидкодія, і гранична частота транзистора.

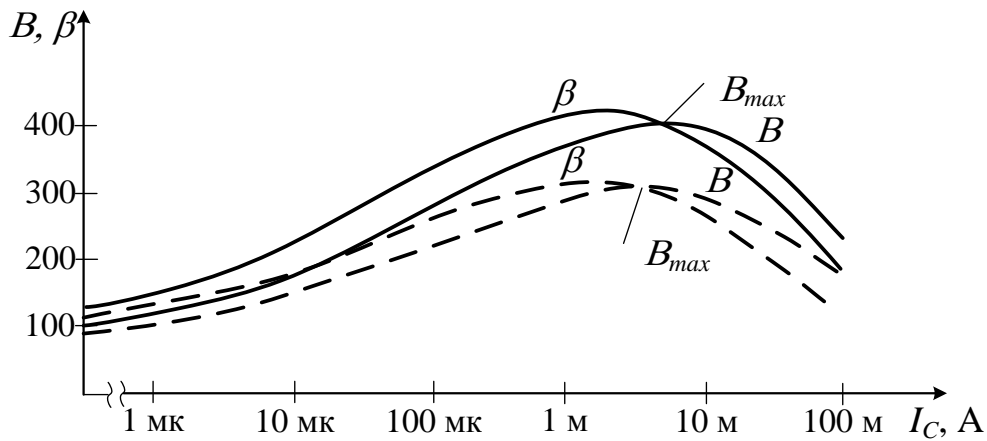


Рисунок 3.6 – Характеристика змінення підсилення струму у режимі великого сигналу і режимі малих сигналів

**Визначення змінних.** Якщо в робочому режимі транзистора струм колектора лежить в зоні максимуму підсилення струму  $B$ , можна скористатися наближенням:

$$\beta(I_C, U_{CE}) \approx B(I_C, U_{CE}) \approx B_{max}(U_{CE}). \quad (3.5)$$

Зазвичай  $B \approx 100 \dots 500$  для малопотужних транзисторів і  $B \approx 10 \dots 100$  – для потужних. У складених транзисторах (схема Дарлінгтона), залежно від типу транзистора і потужності,  $B \approx 500 \dots 10000$ . На практиці можна вважати, що  $\beta \approx B$ .

**3.2.4 Робоча точка і характеристики транзисторів у режимі малого сигналу.** Біполярні транзистори часто застосовуються для лінійного підсилення сигналів у режимі малих сигналів. При цьому режим транзистора визначається робочою точкою  $A$  і управляється малими сигналами в околі робочої точки. Тут нелінійні характеристики замінюються дотичними до робочої точки, і отримані параметри виявляються приблизно лінійними.

Робоча точка характеризується напругами  $U_{CE,a}$  і  $U_{BE,a}$  та струмами  $I_{C,a}$  і  $I_{B,a}$  і задається елементами схеми, зокрема, резистивними, в яку включений транзистор. Такий підхід називають заданням РТ. Як приклад на рис. 3.7, а наведено схему простого підсилювача, де положення робочої точки визначається заданими опорами резисторів  $R_1$  і  $R_2$ .

**Чисельне розв'язання.** Виходячи з рівнянь режиму великого сигналу транзистора і вузлових рівнянь для виводів бази і колектора при  $I_E = I_a = 0$ , отримаємо систему з чотирьох рівнянь з чотирма невідомими:

$$\text{для ВАХ транзистора} \quad \begin{cases} I_C = I_C(U_{BE}, U_{CE}); \\ I_B = I_B(U_{BE}, U_{CE}); \end{cases}$$

і лінії навантаження

$$\begin{cases} I_B = I_1 = \frac{U_{B1} - U_{BE}}{R_1}; \\ I_C = I_2 = \frac{U_{B2} - U_{BE}}{R_2}. \end{cases}$$

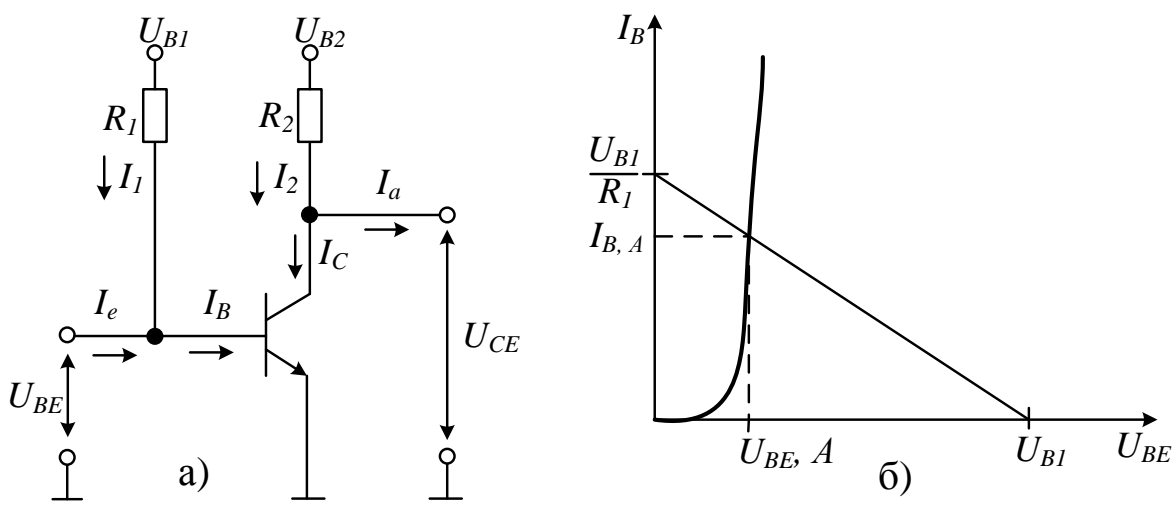


Рисунок 3.7 – Приклад задання РТ: а – схема транзисторного каскаду; б – вхідна характеристика та лінія навантаження

Змінні  $U_{CE,a}$ ,  $U_{BE,a}$ ,  $I_{C,a}$  і  $I_{B,a}$ , що характеризують робочу точку, знаходять шляхом розв’язання цієї системи рівнянь.

**Графічне розв’язання.** Поряд із числовим можливе також графічне розв’язання. Для цього необхідно побудувати лінію навантаження у відповідній сім’ї характеристик і знайти точки перетину. Завдяки нехтуванню малим впливом  $U_{CE}$  сім’я вхідних характеристик фактично складається з єдиної кривої, тому на графіці (рис. 3.7, б) є лише одна точка перетину, так що  $U_{BE,a}$  і  $I_{b,a}$  визначаються прямо з графіка. Тому за групою вихідних характеристик можна знайти  $U_{CE,a}$  і  $I_{C,a}$  в точках перетину лінії навантаження з характеристикою, відповідною  $U_{BE,a}$  (рис. 3.8).

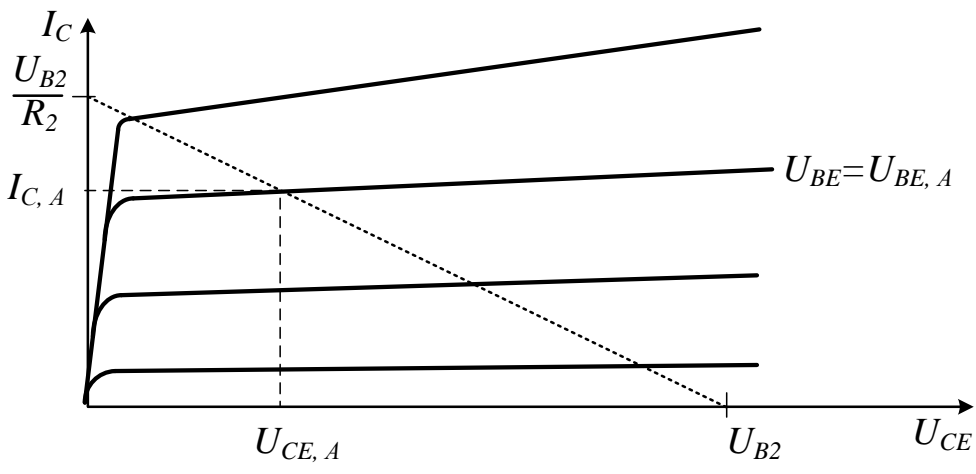


Рисунок 3.8 – Визначення робочої точки за групою вихідних характеристик

**Визначення робочої точки.** Числове і графічне визначення робочої точки є аналітичними процедурами, отже, положення робочої точки можна визначити за фактичною схемою включення транзистора. З іншого боку, схеми проектуються шляхом синтезу, при цьому знаходять схемні рішення, що відповідають потрібній робочій точці.

Відхилення струмів і напруг від їх значень у робочій точці, що виникають при зміні вхідних величин в її околі, називають струмами і напругами режиму малих сигналів. За визначенням

$$\begin{aligned} u_{BE} &= U_{BE} - U_{BEA}, & i_B &= I_B - I_{BA}, \\ u_{CE} &= U_{CE} - U_{CEA}, & i_C &= I_C - I_{CA}. \end{aligned}$$

При цьому, вольт-амперні характеристики замінюються дотичними до них у робочій точці, іншими словами, вони лінеаризуються. Для цього користуються розкладанням у ряд Тейлора в робочій точці, обмежуючи його лінійним членом:

$$\begin{aligned} i_B &= I_B (U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{B,A} = \\ &= \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A U_{BE} + \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A U_{CE} + \dots \\ i_C &= I_C (U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{C,A} = \\ &= \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A U_{BE} + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A U_{CE} + \dots \end{aligned}$$

Рис. 3.9 пояснює лінеаризацію передатної характеристики, відображуючи зону поблизу робочої точки у значно збільшеному вигляді. Зміна струму  $i_C$  визначається за допомогою характеристики відхилення напруги  $U_{BE}$ , а зміна струму  $i_{C,lin}$  – за дотичною до неї. При малих змінах можна вважати  $i_C = i_{C,lin}$ .

Значення частинних похідних у робочій точці називають параметрами транзистора в режимі малих сигналів. Користуючись спеціальними позначеннями, запишемо рівняння, що описують властивості біполярного транзистора в режимі малих сигналів:

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{1}{r_{BE}} U_{BE} + S_r u_{CE}, \\ i_C &= S u_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} U_{CE}. \end{aligned}$$

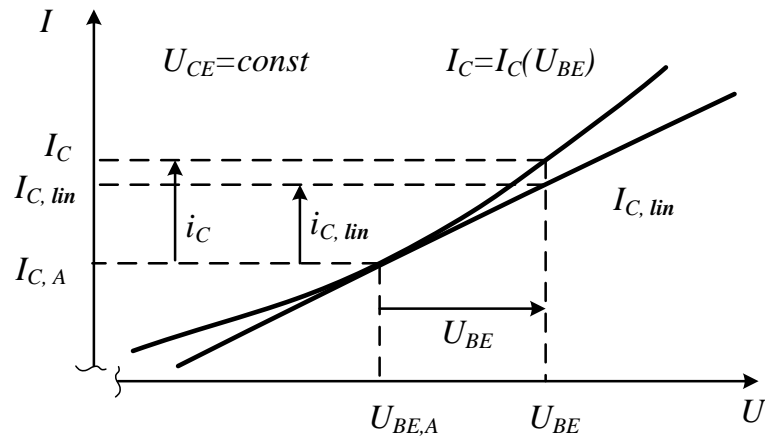


Рисунок 3.9 – Лінеаризація передатної характеристики

Крутизна  $S$  описує зміну струму колектора  $I_C$  при зміні напруги база–емітер  $U_{BE}$  в робочій точці. Її визначають за нахилом дотичної у сім’ї передатних характеристик на рис. 3.4, а, і, отже, вона вказує, наскільки круто змінюється струм колектора в робочій точці. Диференціюючи рівняння режиму великого сигналу (3.3), отримаємо:

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_r}. \quad (3.6)$$

Вхідний опір малосигнального режиму  $r_{BE}$  показує залежність відхилення напруги на ділянці база–емітер  $U_{BE}$  від змін струму бази  $I_B$  в робочій точці і визначається величиною, оберненою нахилу дотичної в сім’ї вхідних характеристик на рис. 3.4, б. Скориставшись співвідношенням

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \left|_A \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A,$$

можна обійтися без диференціювання рівняння режиму великого сигналу (3.4) і знайти  $r_{BE}$  за крутизною  $S$  згідно з (3.6) і підсилення струму в малосигнальному режимі  $\beta$ :

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \frac{\beta}{S}.$$

Вихідний опір малосигнального режиму  $r_{CE}$  описує відхилення напруги на ділянці колектор–емітер  $U_{CE}$  від зміни струму колектора  $I_C$  в робочій точці. Він визначається оберненою величиною нахилу дотичної у сім’ї вихідних характеристик (див. рис. 3.3). Диференціюючи рівняння режиму великого сигналу (3.3), отримаємо:

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A = \frac{U_A + U_{CE,A}}{I_{C,A}} \approx \frac{U_A}{I_{C,A}}.$$

На практиці користуються наближенням, показаним у останньому виразі. Обернена крутизна  $S_r$  є залежністю зміни струму бази  $I_B$  від відхилення напруги на ділянці колектор–емітер  $U_{CE}$  у робочій точці і має мале значення. У рівнянні режиму великого сигналу (3.4) це значення вже опущене, тобто  $I_B$  не залежить від  $U_{CE}$ :

$$S_r = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A \approx 0.$$

Параметри малосигнального режиму знаходять також з груп характеристик, для чого будують дотичні в робочій точці і визначають їх нахили (рис. 3.10). На практиці цим прийомом майже не користуються через обмежену точність відліків; до того ж у специфікаціях транзисторів, як правило, не наводяться сім'ї характеристик.

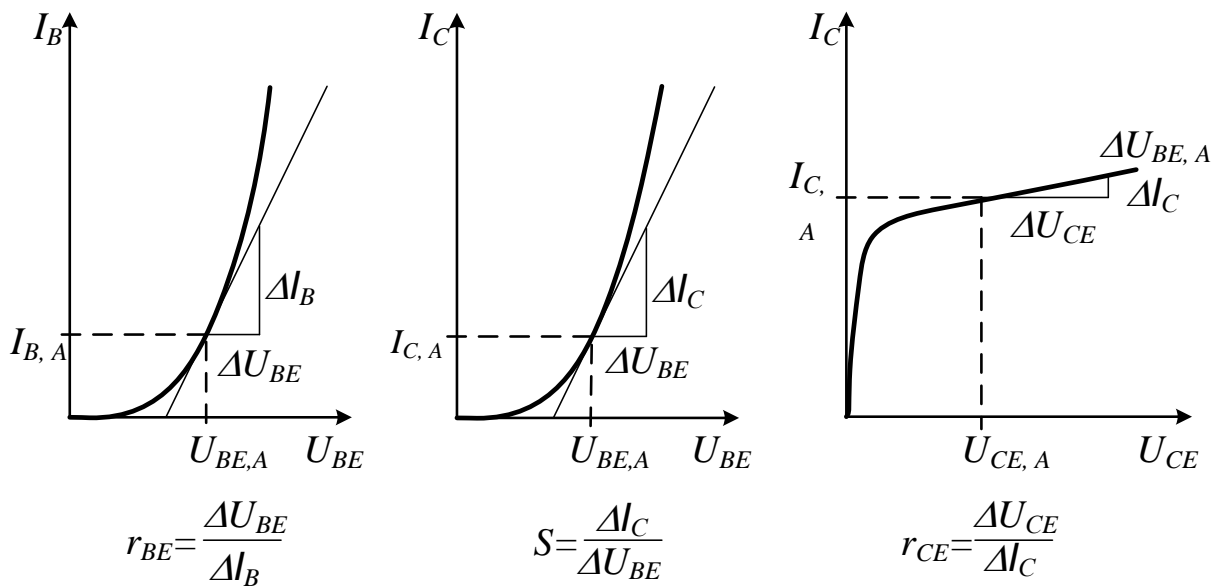


Рисунок 3.10 – Визначення параметрів режиму малих сигналів з груп характеристик

### 3.3 Теплові властивості

Схема на рис. 3.11 пояснює теплові властивості транзистора. Температура тіл з ізоляцією від зовнішнього середовища складає  $T_1$ ,  $T_2$  і  $T_3$ ;  $C_{th,2}$  є теплоємність середнього тіла. Унаслідок відмінностей температури з'являються потоки тепла  $P_{12}$  і  $P_{23}$ . У теплофізиці тепловий потік позначається символом  $F$ , проте тут використана буква  $P$ , оскільки теплові потоки в

елементах електричних схем породжуються розсіянням потужності  $P_V$ . У свою чергу, потоки тепла визначаються тепловими опорами переходів  $R_{th,12}$  і  $R_{th,23}$ :

$$P_{12} = \frac{T_1 - T_2}{R_{th,12}}; P_{23} = \frac{T_2 - T_3}{R_{th,23}}.$$

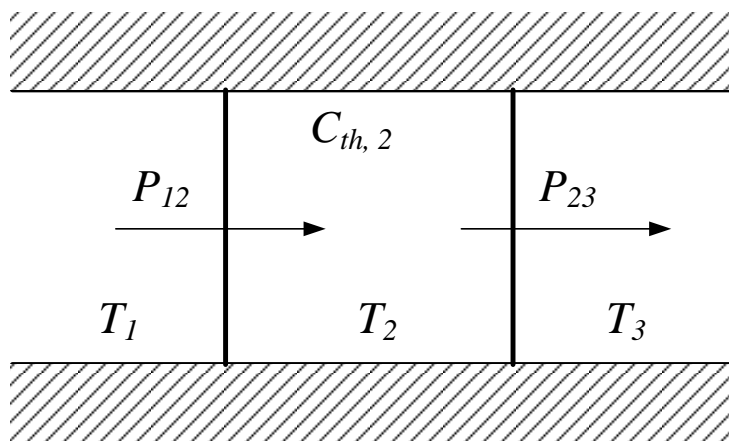


Рисунок 3.11 – Схема, що пояснює теплові властивості транзистора

Кількість тепла  $Q_{th,2}$ , накопиченого в середньому тілі, і його температуру  $T_2$  визначають з балансу потоків тепла:

$$Q_{th,2} = C_{th,2}T_2,$$

$$\frac{dQ_{th,2}}{dt} = P_{12} - P_{23} \Rightarrow \frac{dT_2}{dt} = \frac{P_{12} - P_{23}}{C_{th,2}}.$$

При постійних  $T_1$  і  $T_3$  температура  $T_2$  змінюється доти, поки не настане рівність  $P_{12} = P_{23}$ ; тоді приплив тепла дорівнює його спаду і  $T_2$  залишиться незмінною. Якщо потік тепла  $P_{12}$ , що надходить, постійний, а тіло справа є довкіллям з температурою  $T_3 = T_A$ , середнє тіло нагріється до температури  $T_2 = T_3 + R_{th,23}P_{23}$ , і у результаті встановиться  $P_{12} = P_{23}$ .

**Температурна залежність параметрів транзистора.** На характеристики біполярного транзистора значно впливає температура. Особливо важливий температурно-залежний зв'язок між  $I_C$  і  $U_{BE}$ . Залежність  $I_C$  від температури  $T$  записується в явному вигляді як

$$I_C(U_{BE}, T) = I_S(T)e^{\frac{U_{BE}}{U_T(T)}} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right).$$

Причиною температурної зміни  $I_C$  є вплив температури на зворотний струм  $I_S$  і температурний потенціал  $U_T$  [1, 3]:



$$U_T(T) = \frac{kT}{q} = 86,142 \frac{\text{мВ}}{\text{К}} T,$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  ВАс/К – стала Больцмана,  $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Ас – елементарний заряд і різниця потенціалів між зонами у кремнії  $U_G = 1,12$  В; слабкою температурною залежністю  $U_G$  можна нехтувати. Диференціюючи  $I_S(T)$ , знаходимо відносну зміну  $I_S$ :

при  $T=300$  К,

$$\frac{1}{I_S} \frac{dI_S}{dT} = \frac{1}{T} \left( 3 + \frac{U_G}{U_T} \right) \approx 0,15 \text{K}^{-1}.$$

Зі зростанням температури на 1 К значення  $I_S$  збільшується на 15%. Відповідна зміна  $I_C$  становить

при  $T = 300\text{K}$  та  $U_{BE} = 0.7$  В

$$\frac{1}{I_C} \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_{BE}=\text{const}} = \frac{1}{T} \left( 3 + \frac{U_G - U_{BE}}{U_T} \right) \approx 0.065 \text{K}^{-1}.$$

Значення  $I_C$  подвоюється з підвищенням температури на 11 К. Тому не можна задавати температурно стабільну робочу точку в режимі малих сигналів, вибираючи значення  $U_{BE,a}$ . Швидше, рівень  $I_{C,a}$  повинен залишатися майже постійним із зміною температури, оскільки параметри транзистора в режимі малих сигналів залежать від  $I_{C,a}$ , а не від  $U_{BE,a}$ . Для випадку, коли  $I_{C,a}$  практично не залежить від температури, маємо

$$dI_C = \frac{dI_C}{dT} dT + \frac{dI_C}{dU_{BE}} dU_{BE} \equiv 0.$$

Визначимо температурну залежність  $U_{BE}$ :

при  $T=300$  К та  $U_{BE}=0,7$  В,

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=\text{const}} = \frac{U_{BE} - U_G - 3U_T}{T} \approx -1,7 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Підсилення струму В також залежить від температури [1]:

$$B(T) = B(T_0) e^{\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \frac{\Delta U_{dot}}{U_T(T)}}.$$

Потенціал  $\Delta U_{dot}$  є константою, що характеризує матеріал транзистора, і в кремнієвих  $n-p-n$  транзисторах складає близько 44 мВ. Диференціюючи, знаходимо при  $T=300\text{ K}$ :

$$\frac{1}{B} \frac{dB}{dT} = \frac{\Delta U_{dot}}{U_T T} \approx 5,6 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}.$$

На практиці часто користуються спрощеним співвідношенням:

$$B(T) = B(T_0) \left( \frac{T}{T_0} \right)^{x_{T,B}} \text{ при } \approx 1,5.$$

У реальному діапазоні температур, що використовується на практиці, виходить аналогічна температурна залежність:

$$\frac{1}{B} \frac{dB}{dT} = \frac{x_{T,B}}{T} \approx 5 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}.$$

Таким чином, з підвищенням температури на 1 К підсилення струму збільшується на 0,5%.

### 3.4 Моделі і схеми заміщення біполярних транзисторів

**3.4.1 Статичні характеристики.** Звернемося до статичних властивостей  $n-p-n$  транзистора;  $p-n-p$  транзистор відрізняється лише протилежними знаками напруг і струмів. Простою моделлю біполярного транзистора є модель Еберса–Молла, в основу якої покладена діодна еквівалентна схема. Модель має три параметри і описує всі первинні ефекти. Для більшої точності моделювання виконується перетворення, яке спочатку призводить до транспортної моделі, а після введення додаткових характеристик для опису вторинних ефектів дає модель Гуммеля–Пуна. Остання дозволяє вельми точно описувати статичні властивості і застосовується в програмах комп'ютерного проектування.

**3.4.2 Модель Еберса–Молла.** Еквівалент транзистора структури  $n-p-n$  складається з двох діодів із  $p-n$  переходом, що включені назустріч один одному і мають спільну зону  $p$ . Один з діодів називається емітерним (діод  $B_E$ ), а інший – колекторним (діод  $B_C$ ). Функціонування біполярного транзистора засноване на тому, що значна частина струмів діодів, завдяки вельми малій товщині загальної зони бази, може стікати до відповідного третього виводу. Тому модель Еберса–Молла (рис. 3.12) складається з двох діодів і двох керованих джерел струму, які описують струм, що протікає через базу. Коефіцієнти пропорційності даних джерел позначаються як  $A_N$  в норма-

льному режимі і  $A_I$  – в інверсному. Зазвичай  $A_N \approx 0,98 \dots 0,998$  і  $A_I \approx 0,5 \dots 0,9$ . Відмінності в значеннях  $A_N$  і  $A_I$  обумовлені несиметричною будовою.

При діодних струмах емітера і колектора

$$I_{D,N} = I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_{D,I} = I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

Відповідно до рис. 3.12 для струмів знаходимо:

$$I_C = A_N I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_E = -I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - A_I I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_B = (1 - A_N) I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) + (1 - A_I) I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

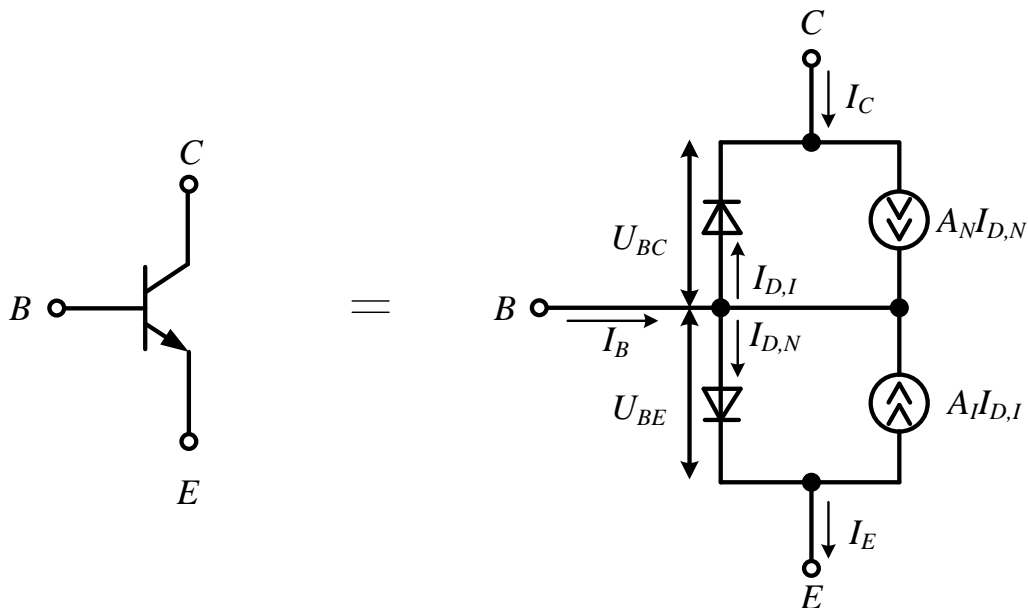


Рисунок 3.12 – Модель Эберса–Молла для  $n-p-n$  транзистора

Здійснюючи перетворення, маємо:

$$A_N I_{S,N} = A_I I_{S,I} = I_S.$$

Таким чином, модель повністю описується параметрами  $A_N$ ,  $A_I$  і  $I_S$ . У нормальному режимі діод  $BC$  замкнений, оскільки  $U_{BC} < 0$ . Цим діодом і

його керуванням джерелом струму можна нехтувати, оскільки  $I_{D,I} \approx -I_{S,I} \approx 0$ . Крім того, при  $U_{BE} \gg U_T$  перший член рівнянь для  $I_C$  і  $I_E$  стає малим порівняно з експонентою; нехтуючи ним, знаходимо:

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}},$$

$$I_E = -\frac{1}{A_N} I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}},$$

$$I_B = \frac{1 - A_N}{A_N} I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = \frac{1}{B_N} I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}.$$

Спрощена модель наведена на рис. 3.13, а.  $A_N$  є підсиленням струму у схемі з загальною базою, а  $B_N$  – підсилення струму у схемі з загальним емітером. Кажучи про підсилення струму, слід розрізняти параметри моделі і вимірювані значення. У моделі Еберса–Молла характеристики  $A_N$  і  $B_N$  для нормального режиму і  $A_I$  і  $B_I$  для інверсного ідентичні зовнішнім вимірюваним значенням підсилення струму, тому їх можна задавати зовнішніми струмами:

$$A_N = -\frac{I_C}{I_E},$$

$$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N} = \frac{I_C}{I_B}.$$

Типові значення  $A_N \approx 0,98 \dots 0,998$  і  $B_N \approx 50 \dots 500$ .

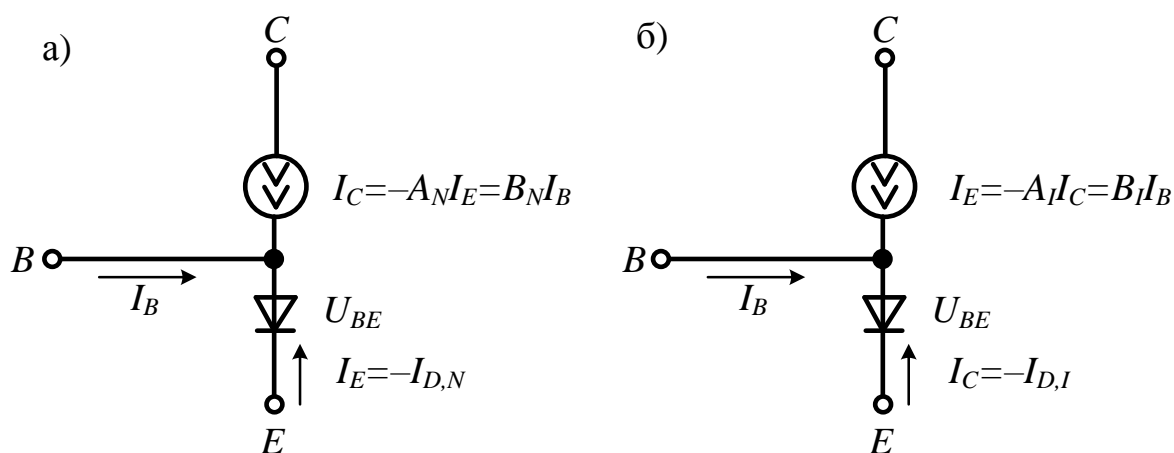


Рисунок 3.13 – Спрощена модель Еберса–Молла для  $n-p-n$  транзистора:  
а – нормальний режим; б – інверсний режим

**Інверсний режим.** Спрощена модель інверсного режиму, показана на рис. 3.13, б, виглядає аналогічним чином. Коефіцієнти підсилення струму тут запишуться у вигляді:

$$A_I = -\frac{I_E}{I_C},$$

$$B_I = \frac{A_I}{1-A_I} = \frac{I_E}{I_B}.$$

Типові значення  $A_I \approx 0,5 \dots 0,9$  и  $B_I \approx 1 \dots 10$ . Транзистор може переходити з нормального режиму у стан насичення. Тут важливо знати мінімальну припустиму напругу на переході колектор–емітер  $U_{CE,sat}(I_B, I_C)$ . Маємо:

$$U_{CE,sat} = U_T \ln \frac{B_N(1+B_I)(B_I I_B + I_C)}{B_I^2(B_N I_B - I_C)}.$$

При  $0 < I_C < B_N I_B$  отримуємо  $U_{CE,sat} \approx 20 \dots 200$  мВ.

Значення  $U_{CE,sat}$  досягає мінімуму при  $I_C = 0$ :

$$U_{CE,sat}(I_C = 0) = U_T \ln \left( 1 + \frac{1}{B_I} \right) = -U_T \ln A_1.$$

Якщо поміняти місцями емітер і колектор, то в разі переходу до насичення в інверсному режимі при  $I_E = 0$  отримуємо:

$$U_{EC,sat}(I_E = 0) = U_T \ln \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) = -U_T \ln A_N.$$

У силу нерівності  $A_I < A_N < 1$  виконується  $U_{EC,sat}(I_E = 0) < U_{CE,sat}(I_C = 0)$ . Типові значення  $U_{CE,sat}(I_C = 0) \approx 2 \dots 20$  мВ і  $U_{EC,sat}(I_E = 0) \approx 0,05 \dots 0,5$  мВ.

### 3.4.3 Підсилення струму у нормальному та інверсному режимах.

Поняття підсилення струму якісно вже розглядалося в пункті 2.1.3, а на рис. 3.6 показана залежність коефіцієнта підсилення струму від  $I_C$ . Скориставшись рівняннями для  $I_C$  і для  $I_B$ , підсилення струму можна подати в такому вигляді:

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{B_N}{q_B + B_N \left( \frac{q_B}{I_S} \right)^{\frac{1}{n_E}} I_{S,E} I_C^{\left( \frac{1}{n_E} - 1 \right)}}.$$

Вважатимемо, що має місце  $B = B(U_{BE}, U_{CE})$ , оскільки  $I_C$  і  $q_B$  залежать від  $U_{BE}$  і  $U_{CE}$ .

**Коефіцієнт підсилення струму.** Вираз  $B = B(U_{BE}, U_{CE})$ , краще пристосований для практичних цілей. Тут необхідно розрізняти три діапазони:

- при слабких струмах колектора струм витікання  $I_B$  є головною складовою струму бази; при  $q_B \approx q_1$ . Звідси випливає:

$$B \approx \frac{I_C^{(1-\frac{1}{n_E})}}{I_{S,E} \left(\frac{q_1}{I_S}\right)^{\frac{1}{n_E}}} \sim I_C^{(1-\frac{1}{n_E})} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_{A,N}}\right)^{\frac{1}{n_E}}.$$

При  $n_E \approx 1,5$  справедливо  $B \sim I_C^{1/3}$ . У цьому діапазоні  $B$  менше, ніж при середніх струмах колектора, і збільшується слідом за ним. Цей діапазон називають зоною струмів витікання;

- при середніх струмах колектора має місце  $I_B \approx I_{B,N}$ , тому:

$$B = B_N \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_{A,N}}\right). \quad (3.7)$$

Тут  $B$  досягає максимуму і слабо залежить від  $I_C$ , а сам діапазон називають нормальним;

- при великих струмах колектора виникає ефект сильного струму; при  $I_B \approx I_{B,N}$ , отримаємо:

$$B \approx \frac{B_N}{q_B} \approx B_N \frac{I_{K,N}}{I_C} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_{A,N}}\right)^2.$$

У цьому діапазоні  $B$  пропорційне оберненому значенню  $I_C$ , тобто швидко зменшується зі зростанням струму колектора, а діапазон називається зоною сильних струмів. Графік залежності підсилення  $B$  у логарифмічному масштабі зображено на рис. 3.14. Наближеннями для трьох зон слугують прямі з нахилами  $1/3$ ,  $0$  і  $-1$ .

Тут вказані межі зон:

Нормальна зона  $\Leftrightarrow$  Зона запирання:  $(B_N, I_{S,E})^{\frac{n_E}{n_E-1}} I_S^{\frac{-1}{n_E-1}}$ .

Нормальна зона  $\Leftrightarrow$  Зона сильних струмів:  $I_{K,N}$ .

**Максимальне підсилення струму.** Максимальне значення  $B$  при постійній напрузі  $U_{CE}$  позначається як  $B_{\max}(U_{CE})$  – див. рис. 3.6 і вираз (3.5). У транзисторів з малим струмом витікання  $I_{S,E}$  і великим струмом на зламі характеристики  $I_{K,N}$  нормальна зона настільки широка, що залежність підсилення струму колектора фактично збігається з горизонтальною апроксимувальною прямою (3.7). У цьому випадку  $B_{\max}(U_{CE})$  задається виразом (3.7), а максимальне значення  $B_{0,\max}$ , екстрапольоване на  $U_{CE} = 0$ , – значенням  $B_N$ . На відміну від транзисторів з великими струмами витікання і низьким значенням струму зламу нормальна зона виявляється звуженою

або зовсім відсутньою. Тоді  $B$  проходить нижче прямої (3.7), не досягаючи її значень. У такій ситуації  $B_{0,max} < B_N$ .

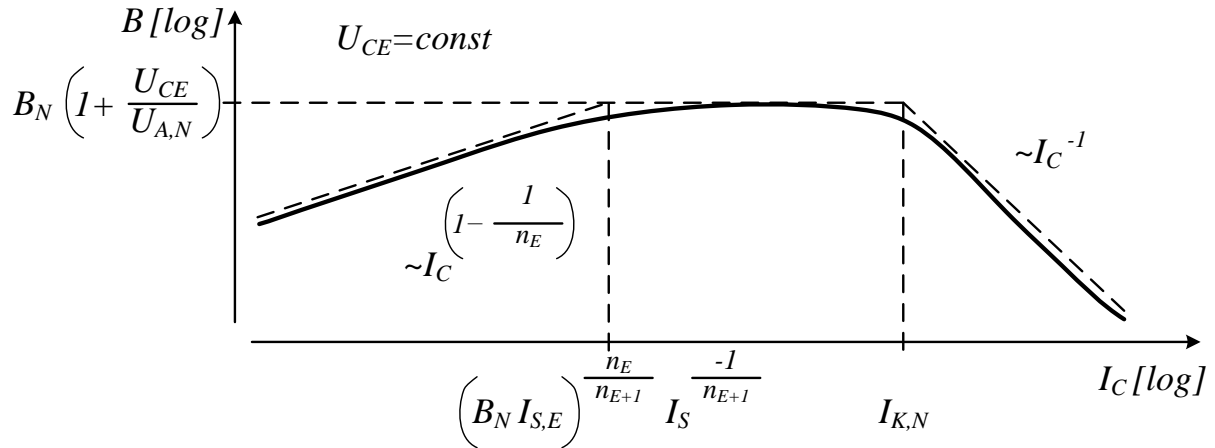


Рисунок 3.14 – Залежність підсилення  $B$  від струму колектора в режимі великого сигналу

**3.4.4 Статична модель транзистора в режимі малих сигналів.** Лінійну малосигнальну модель отримують з нелінійної моделі Гуммеля–Пуна шляхом лінеаризації в робочій точці. На практиці її вибирають так, щоб транзистор працював у нормальному режимі; тому розглянута тут модель режиму малих сигналів застосовується лише для нормального режиму. Її доцільно пристосувати і для інших режимів, проте вони мають другорядне значення. Статична модель режиму малих сигналів описує характеристики на низьких частотах, тому її також називають низькочастотною еквівалентною схемою транзистора для режиму малих сигналів. Динамічна модель режиму малих сигналів додатково визначає динамічні характеристики режиму і використовується в розрахунках частотних залежностей параметрів електронних схем; її називають високочастотною еквівалентною схемою транзистора для режиму малих сигналів.

Статична модель Гуммеля–Пуна для нормального режиму, наведена на рис. 3.15, а, виходить з повної моделі Гуммеля–Пуна, якщо відкинути ємності і нехтувати зворотними струмами ( $I_{b,i} = I_{b,c} = I_{d,s} = 0$ ). Нелінійні величини  $I_B = I_{b,n}(U_{B'E'}) + I_{b,e}(U_{B'E'})$  і  $I_C = I_T(U_{B'E'}, U_{C'E'})$  лінеаризуються в робочій точці  $A$ :

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{B'E'}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_T} \left( 1 - \frac{U_T}{q_B} \frac{\partial q_B}{\partial U_{B'E'}} \frac{dI_C}{dU_{B'E'}} \Big|_A \right),$$

$$\frac{1}{r_{BE}} = \left. \frac{dI_B}{dU_{B'E'}} \right|_A = \frac{I_S}{B_N U_T} e^{\frac{U_{B'E',A}}{U_T}} + \frac{I_{S,E}}{n_E U_T} e^{\frac{U_{B'E',A}}{n_E U_T}},$$

$$\frac{1}{r_{CE}} = \left. \frac{dI_C}{dU_{C'E'}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_{A,N} + U_{C'E',A} - U_{B'E',A} \left(1 + \frac{U_{A,N}}{U_{A,I}}\right)}.$$

Параметри режиму малих сигналів  $S$ ,  $r_{BE}$  і  $r_{CE}$  визначають лише при комп'ютерному проектуванні за допомогою наведених вище рівнянь; у практичних цілях користуються такими наближеннями або іншими залежностями:

$$I_{C,A} \ll I_{K,N}$$

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{B'E'}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_T} \frac{I_{K,N} + I_{C,A}}{I_{K,N} + 2I_{C,A}} \approx \frac{I_{C,A}}{U_T}, \quad (3.8)$$

$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{B'E'}}{dI_B} \right|_A = \left. \frac{dU_{B'E'}}{dI_C} \right|_A \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A = \frac{\beta}{S},$$

$$U_{C'E',A} \ll U_{A,N},$$

$$r_{CE} = \left. \frac{dU_{C'E'}}{dI_C} \right|_A = \frac{U_{A,N} + U_{C'E',A}}{I_{C,A}} \approx \frac{U_{A,N}}{I_{C,A}}.$$

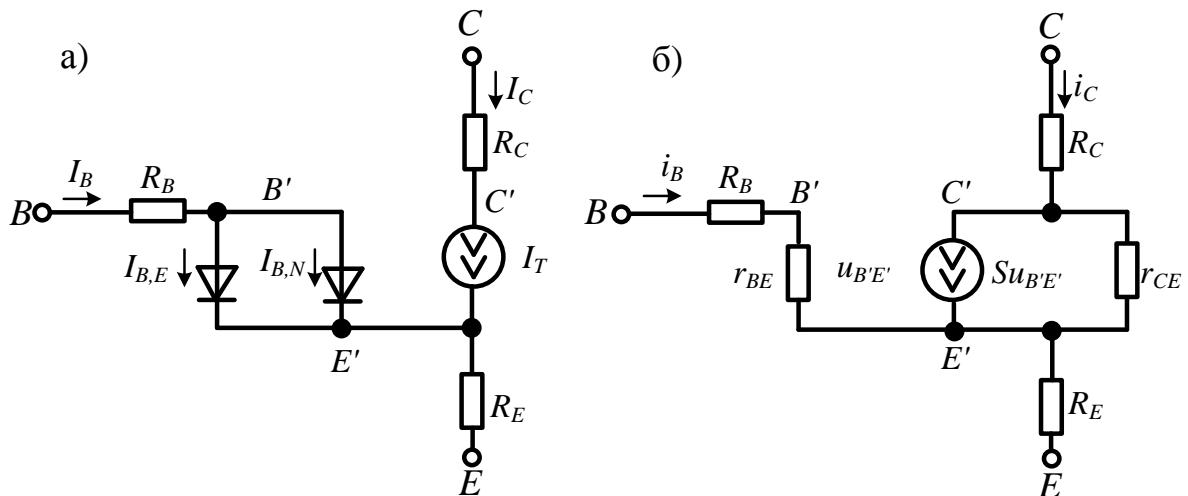


Рисунок 3.15 – Побудова статичної моделі транзистора для режиму малих сигналів шляхом лінеаризації статичної моделі Гуммеля–Пуна: а – до лінеаризації; б – після лінеаризації

Для визначення  $r_{BE}$  необхідно знати підсилення струму в режимі малих сигналів  $\beta$  або надати йому якесь реальне значення. Рівняння для крутості  $S$  отримують шляхом наближеного оцінювання повного виразу; на відміну від (3.8) сюди додано член, що описує ефект сильного струму. Він викликає відносне зменшення  $S$  при великих струмах колектора: на 2/3 при



$I_{C,A} = I_{K,N}$  і на половину значення  $I_{C,A/ut}$  при  $I_{C,A} \rightarrow \infty$ . Щоб зменшення виявилось не більше 10%, необхідно вибрати  $I_{C,a} < I_{K,N/8}$ .

Отримана таким чином статична модель режиму малих сигналів наведена на рис. 3.15, б. Майже в усіх практичних розрахунках нехтують об'ємними опорам  $R_B$ ,  $R_C$  і  $R_E$  і отримують еквівалентну схему транзистора для режиму малих сигналів, наведену на рис. 3.16, а.

Якщо нехтувати ще і ефектом Ерлі ( $r_{CE} \rightarrow \infty$ ), поряд із спрощеною еквівалентною схемою на рис. 3.16, а можна буде скористатися альтернативною схемою на 3.16, б; при цьому виконується рівність

$$r_E = \frac{1}{S + \frac{1}{r_{BE}}} \approx \frac{1}{S}; \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = r_{EB}.$$

Альтернативна схема виводиться шляхом лінеаризації спрощеної моделі Еберса–Молла (див. рис. 3.15, а). Вона розглядається тут лише заради повноти викладу, оскільки її переваги мають місце лише у винятковому випадку, а ігнорування ефекту Ерлі тільки іноді приводить до незадовільних результатів. Інколи в літературі зустрічаються варіанти з додатковим опором  $r_C$  між базою і колектором. Він з'являється при лінеаризації діода колектор–база, який у цьому випадку враховується моделлю Еберса–Молла.

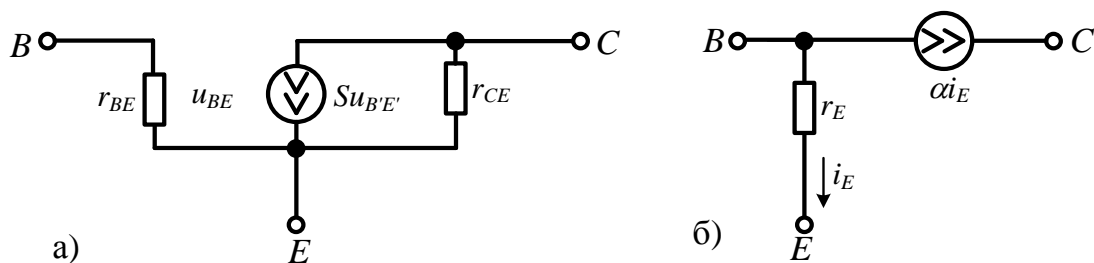


Рисунок 3.16 – Спрощена статична модель режиму малих сигналів: а – без урахування об'ємних опорів; б – альтернативна без урахування ефекту Ерлі ( $r_{CE} \rightarrow \infty$ )

**3.4.5 Малосигнальні схеми заміщення підсилювальних каскадів із керованими генераторами сигналів.** Значну кількість аналогових і аналого-цифрових схем реалізують на БТ, а в деяких випадках додатково застосовують і польові транзистори [1]. Причому відомо, що у визначенні конфігурації і вибору параметрів схеми заміщення БТ принципово можливі два підходи.

Перший полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, який керується напругою. У цьому випадку за аналогією з польовими транзисторами

(або електронними лампами), використовують такий параметр, як крутизна вхідної або передатної характеристики [1]. Цей параметр БТ істотно залежить від режиму при постійному струмі і змінюється разом з ним. Це є незручним і ускладнює, принаймні, підготовку даних для моделювання.

Другий підхід полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, що керується струмом. Проте застосування відомих схем заміщення у рамках моделі Еберса–Мола, наведених, наприклад, у [3], призведе до результатів, що відрізняються від отриманих комп'ютерним моделюванням у рамках першого підходу. Це пояснюється деякими відмінностями такої конфігурації схеми заміщення порівняно з прийнятою в рамках моделі Гуммеля–Пуна.

На практиці зручно використовувати запропоновану адаптовану схему заміщення БТ, яка, з одного боку, в загальних рисах базується на тій, що має місце в рамках першого підходу, а з іншого – передбачає застосування керованих і функціональних генераторів струму (КГС і ФГС). Це дає змогу замінити крутизну таким параметром, як коефіцієнт передачі струму. При цьому значення величин пасивних компонентів схеми задаються з урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі та відповідних коефіцієнтів передачі КГС.

Для синтезу адаптованої схеми заміщення БТ скористаємося евристичним методом. За основу візьмемо схему заміщення транзистора для розрахунку режиму за постійним струмом (робочої точки) у рамках нелінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна [1], зображеної на рис. 3.17, а.

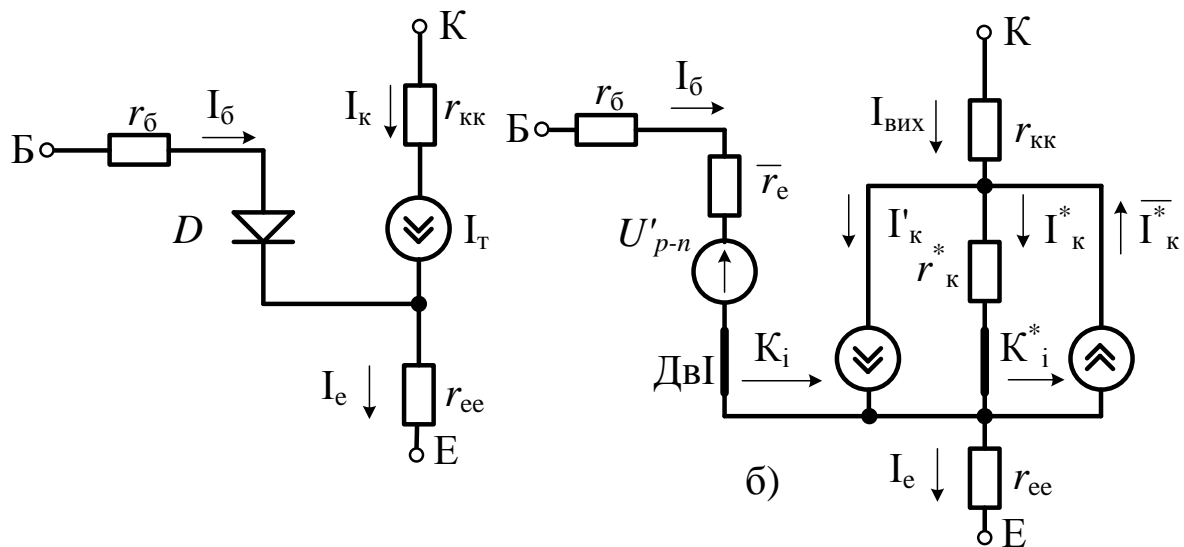


Рисунок 3.17 – Схеми заміщення БТ для нормального режиму статичної моделі Гуммеля–Пуна: а) до лінеаризації; б) адаптованої після лінеаризації із застосуванням КГС

Тут:  $r_b$ ,  $r_{kk}$ ,  $r_{ee}$  – об'ємні опори бази, колектора й емітера відповідно;  $D$  – діод, що імітує емітерний  $p-n$  перехід;  $I_T$  – наскрізний струм переходів колектор-емітер.

Будемо вважати, що БТ керується як струмом, так і напругою. При цьому вхідне коло переходу БЕ можна зобразити як послідовне з'єднання резисторів  $r_{\bar{e}}, \bar{r}_e$ , генератора напруги  $U_{p-n}$  переходу база-емітер і давача базового струму ДВІ. Композиція ДВІ і генератора струму  $\bar{I}_k$  колекторного переходу являє собою керований генератор струму із відповідним коефіцієнтом передачі  $K_i$ . Причому для розрахунку робочої точки застосовується коефіцієнт  $K_i = B$ , де  $B$  – статичний коефіцієнт передачі струму. Опір переходу БЕ дорівнює  $\bar{r}_e = r_e \cdot \beta$  за умови, що  $r_e = \frac{\varphi_T}{\bar{I}_k}$ , де  $\varphi_T$  – термопотенціал, а струм колекторного переходу дорівнює  $\bar{I}_k = B \cdot I_b$ . Статичні параметри  $B, I_b, I_k, I_e$  на схемах позначені великими літерами, а малосигнальні  $\beta, i_b, i_k, i_e$ , – відповідно, маленькими.

Вплив ефекту Ерлі, який збільшує колекторний струм на значення складової  $I_k^*$ , враховується введенням резистора колекторного переходу  $r_k^*$ .

При аналізі робочої точки послідовно з  $r_k^*$  слід під'єднати ще один КГС із коефіцієнтом передачі  $K_i^* = 1$ . При цьому згенерований струм  $\bar{I}_k^*$  компенсує складову  $I_k^*$ . Наявність кінцевого опору колекторного переходу  $r_k^*$  і появу у зв'язку з цим складової колекторного струму  $I_k^*$  доцільно врахувати у вигляді залежності статичного  $B$  від напруги на переході  $U_{ке}$  колектор-емітер. При цьому:

$$B = B_0 \cdot \left( 1 + \frac{U_{ке}}{U_{Ерлі}} \right),$$

де початковий рівень  $B_0$  визначається для мінімального значення  $U_{ке \text{ мін}} \approx 0,5 \text{ В}$ , при якому транзистор починає виходити з лінійної зони. Наявність резистора  $r_k^*$  дозволяє оцінити додаткову складову колекторного струму  $I_k^*$ , що виникає через ефект Ерлі.

Напруга на переході БЕ дорівнює:

$$U_{p-n} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_b}{I_0},$$

де  $I_0$  – початковий струм колектора (істотно залежить від типу транзистора). Таким чином, з урахуванням вищевикладеного, адаптована схема заміщення має вигляд, наведений на рис. 3.17, б.

Проаналізуємо статичні характеристики транзисторного каскаду ЗЕ, наведеного на рис 3.18, а, із застосуванням адаптованої схеми заміщення. До складу каскаду ЗЕ (рис 3.18, а) входять генератор вхідного сигналу ГС, резистор колекторного навантаження  $R_H$  та зовнішній емітерний резистор  $R_e$ , який в деяких випадках може бути відсутнім. Наявність останнього робить схему ЗЕ гібридною, тобто, подібною до загального колектора (ЗК), і призводить до збільшення глибини послідовного зворотного зв'язку струму. ГС може бути реалізовано у вигляді: генератора струму з паралельним підключенням опору генератора  $R_T$ , а також генератора електрорушійної сили з послідовним включенням  $R_T$ . На рис. 3.18, б показано:  $U_b$  – падіння

напруги, що виникає між базою і «землею» схеми незалежно від типу ГС;  $I_{\text{вих}}$  – вихідний (колекторний) струм транзистора.

Для оцінювання статичних характеристик доцільно скористатися схемою заміщення для малосигнальної зони, що зображена на рис. 3.18, в. Порівняно з попереднім варіантом тут відсутні деякі елементи, що задають режим за постійним струмом, а ГС генерує на вході малосигнальні прирости сигналів струму або напруги.

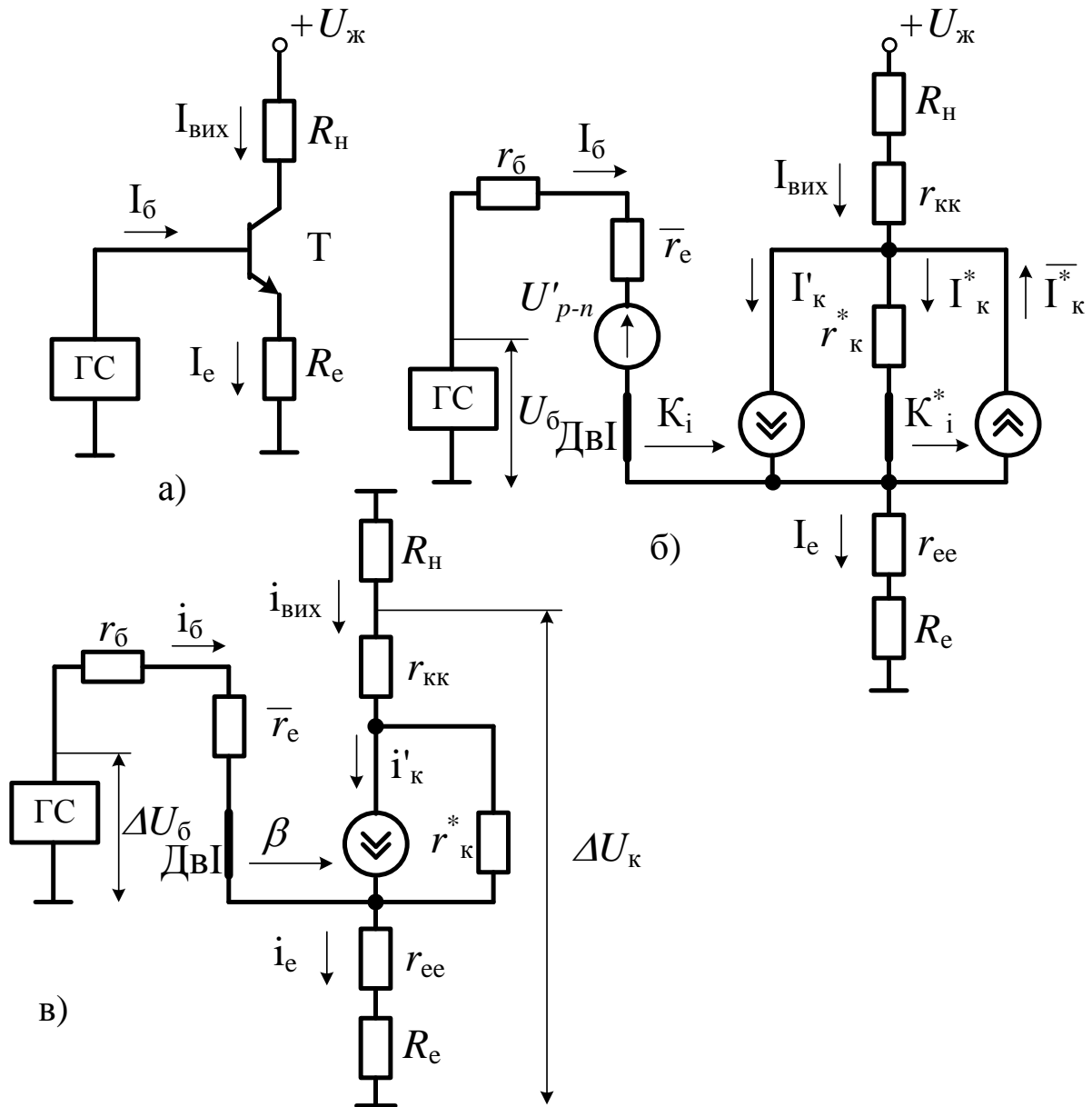


Рисунок 3.18 – Каскад із загальним емітером: а) загальний вигляд;  
схема заміщення: б) для режиму за постійним струмом;  
в) для малосигнальної зони

Вхідний опір  $r_{\text{вх}}$  каскаду визначається аналогічно, як це запропоновано в [3] у вигляді:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{б}}}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + \beta \cdot r_{\text{е}} + (R_{\text{е}} + r_{\text{ее}}) \cdot (1 + \beta), \quad (3.9)$$

де  $\beta = \frac{i_{\text{к}}}{i_{\text{б}}} \approx \beta$  – малосигнальний коефіцієнт передачі.

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. У випадку, якщо ГС являє собою джерело напруги з послідовним з'єднанням  $R_{\text{Г}}$ , то, з урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку, маємо:

$$r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{ж}}}{i_{\text{к}}} = r_{\text{к}}^* \cdot (1 + \gamma_{\text{б}} \cdot \beta), \quad (3.10)$$

де  $\gamma_{\text{б}}$  – коефіцієнт передачі  $\Delta U_{\text{б}}$  з кола бази в коло емітера, який, за аналогією з [3], дорівнює:

$$\gamma_{\text{б}} = \frac{R_{\text{е}} + r_{\text{ее}}}{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + \beta \cdot r_{\text{е}} + R_{\text{е}} + r_{\text{ее}}}. \quad (3.11)$$

При цьому, проте, слід також відзначити і деякі відмінності формул (3.9–3.11) від відомих [11]. Це пов'язано з тим, що у запропонованій схемі заміщення генератор  $I_{\text{к}}^*$  і опір  $r_{\text{к}}^*$  підключено до об'ємного опору  $r_{\text{ее}}$ , а не до резистора емітерного переходу  $r_{\text{е}}$ .

У випадку, якщо ГС являє собою ідеальне джерело струму, тобто  $R_{\text{Г}} = \infty$ , і зворотний зв'язок відсутній, а  $\gamma_{\text{б}} = 0$  і тому  $r_{\text{вих}} = r_{\text{к}}^*$ .

Якщо ГС являє собою генератор напруги, а  $R_{\text{Г}}$  зменшується, то дія зворотного зв'язку істотно посилюється. У випадку, якщо ГС є ідеальним джерелом напруги, при якому  $R_{\text{Г}} = 0$ , то:

$$\gamma_{\text{б}} = \frac{R_{\text{е}} + r_{\text{ее}}}{r_{\text{б}} + \beta \cdot r_{\text{е}} + R_{\text{е}} + r_{\text{ее}}}.$$

При заміні зовнішнього емітерного резистора  $R_{\text{е}}$  ідеальним генератором струму ( $R_{\text{е}} \rightarrow \infty$ ) маємо граничний випадок, коли  $\gamma_{\text{б}} \rightarrow 1$ , а  $r_{\text{вих}} = r_{\text{к}}^* \cdot (1 + \beta) = r_{\text{к}}$ . Це збігається зі значенням вихідного опору для схеми із загальною базою.

Коефіцієнт підсилення струму визначається у вигляді:

$$K_{i_{\text{вих}}} = \frac{i_{\text{вих}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{к}} \cdot \gamma_{\text{к}}}{i_{\text{б}}} = \frac{\beta \cdot i_{\text{б}}}{i_{\text{б}}} \cdot \gamma_{\text{к}} = \beta \cdot \gamma_{\text{к}},$$

де  $\gamma_{\text{к}}$  – коефіцієнт передачі колекторного струму  $i_{\text{к}}$  у навантаження  $R_{\text{н}}$ , значення якого дорівнює:

$$\gamma_{\text{к}} = \frac{r_{\text{вих}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{вих}}}. \quad (3.12)$$

При цьому слід зазначити, що  $\gamma_K$ , а відповідно і  $K_{i_{\text{вих}}}$  залежать від співвідношення  $r_{\text{вих}}$  і  $R_H$ . При  $R_H = 0$  (короткозамкнений вихід)  $\gamma_K = 1$ , а  $K_{i_{\text{вих}}} = \beta$ . При збільшенні опору навантаження  $R_H$  коефіцієнт підсилення струму  $K_{i_{\text{вих}}}$  зменшується.

Коефіцієнт підсилення каскаду за напругою визначається у вигляді:

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{\text{ВХ}}},$$

$$\text{де } \Delta U_H = i'_K \cdot \gamma_K \cdot R_H = \beta \cdot i_b \cdot \gamma_K \cdot R_H = \beta \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}}{r_{\text{ВХ}}} \cdot \gamma_K \cdot R_H.$$

Підставляючи значення  $\Delta U_H$  у вираз для  $K_u$ , отримаємо:

$$K_u = \frac{\beta \cdot \gamma_K \cdot R_H}{r_{\text{ВХ}}}.$$

З урахуванням (3.9) і (3.12) остаточно маємо:

$$K_u = \frac{\beta \cdot R_H \cdot \frac{r_{\text{ВХ}}}{R_H + r_{\text{ВХ}}}}{r_b + \beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)}.$$

Якщо  $r_{\text{ВХ}} \gg R_H$ , а  $[\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)] \gg r_b$ , то

$$K_u = \frac{\beta \cdot R_H}{\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{R_H}{r_e + R_e + r_{ee}}.$$

За умови  $R_e \gg r_{ee} + r_e$

$$K_u \approx \frac{R_H}{R_e}.$$

Максимальне значення  $K_u$  має при  $R_e = 0$ . При цьому вважаючи, що  $[\beta \cdot r_e + r_{ee} \cdot (1 + \beta)] \gg r_b$ , отримаємо:

$$K_u = \frac{R_H \cdot \gamma_K}{r_e + r_{ee}}.$$

Однак при зростанні  $R_H$  починає зменшуватись  $\gamma_K$ . Потенційно досягне значення коефіцієнта передачі (при  $R_H \rightarrow \infty$ ) дорівнює:

$$K_u = \frac{r_K^*}{r_e + r_{ee}}.$$

Схема каскаду із загальним колектором (емітерний повторювач), наведена на рис. 3.19, а, містить: вхідний генератор напруги  $E_G$ , транзистор Т і опір навантаження  $R_H$ , включений між емітером і шиною нульового потенціалу, а вихід каскаду підключено до емітера. Схема заміщення ЗК для по-

стійних складових повторює схему для ЗЕ з тією різницею, що вихідна шина підключена до  $R_e$ .

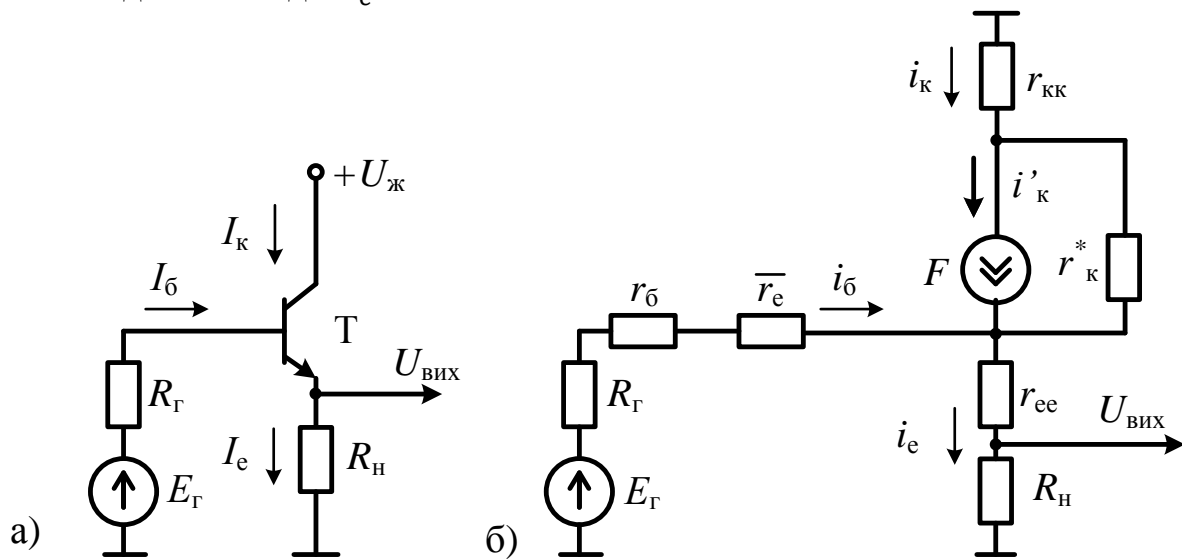


Рисунок 3.19 – Каскад із загальним колектором: а) загальний вигляд; б) схема заміщення для малосигнальної зони

Статичні характеристики ЗК можна оцінити за допомогою схеми заміщення для малосигнальної зони, зображеної на рис. 3.19, б. Тут замість КГС використовується функціональний генератор струму  $F$  з коефіцієнтом передачі  $K_i = \frac{i'_k}{i_b} = \beta$ , тому  $F = i_b \cdot \beta$ . При цьому слід зазначити, що вхідний опір схеми визначається аналогічно як і для схеми ЗЕ. Водночас, якщо  $R_e$  замінити генератором струму, то маємо максимальне значення, яке дорівнює:

$$r_{вх} = r_{к}^* \cdot (1 + \beta) = r_{к}.$$

Вихідний опір визначається у вигляді:

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{i_e} = r_e + r_{еe} + \frac{r_{б} + R_G}{1 + \beta}.$$

Якщо  $R_G$  є розмірним із  $r_{б}$ , то:

$$r_{вих} \approx r_e + r_{еe}.$$

Коефіцієнт передачі за напругою визначається як:

$$K_u = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta E_G},$$

$$\Delta U_{вих} = i_e \cdot R_H = i_b \cdot (1 + \beta) \cdot R_H.$$

З іншого боку:

$$i_{\delta} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{\text{вх}}} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{\delta} + \bar{r}_e + (R_{\text{н}} + r_{\text{еe}}) \cdot (1 + \beta)} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{\delta} + (R_{\text{н}} + r_{\text{еe}} + r_e) \cdot (1 + \beta)}.$$

Таким чином:

$$\Delta U_{\text{вих}} = \frac{\Delta E_{\Gamma} \cdot (1 + \beta) \cdot R_{\text{н}}}{r_{\delta} + (R_{\text{н}} + r_{\text{еe}} + r_e) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{\Delta E_{\Gamma} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{еe}} + r_e}.$$

Відповідно:

$$K_u = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{еe}} + r_e}.$$

Якщо опір навантаження  $R_{\text{н}} \gg r_{\text{еe}} + r_e$ , то  $K_u \rightarrow 1$ . Граничний випадок має місце, коли замість  $R_{\text{н}}$  використовується генератор струму. При цьому  $K_u = 1$ .

Каскад із ЗБ зображено на рис. 3.20, а. Адаптовану схему заміщення для постійних складових наведено на рис. 3.20, б).

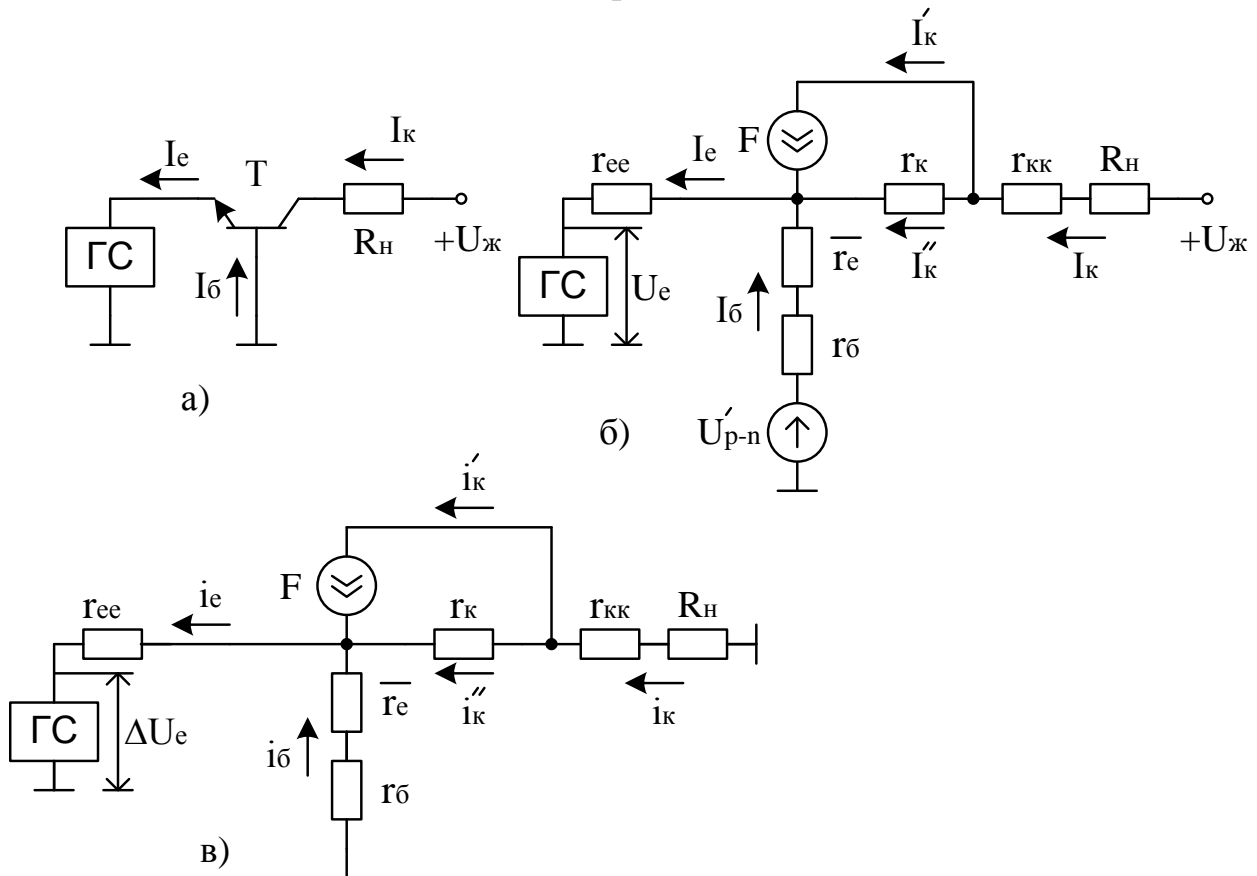


Рисунок 3.20 – Каскад із загальною базою: а) схема вмикання; б) схема заміщення для постійних складових; в) малосигнальна схема заміщення

Тут слід відзначити, що опір колекторного переходу  $r_{\text{к}} = r_{\text{к}}^* \cdot (1 + \beta)$ , а це значно більше, ніж для каскадів ЗЕ і ЗК. Тому в ряді випадків  $r_{\text{к}}$ , а від-



повідно і складову струму  $I_K''$  можна не враховувати. Коефіцієнт передачі емітерного струму для КГС або функціонального генератора  $F$  дорівнює:

$$\alpha = \frac{B}{B + 1}.$$

За потреби точнішого оцінювання  $\alpha$  треба врахувати залежність  $B = f(U_{ке})$ . Для визначення малосигнальних характеристик каскаду скористаємося схемою заміщення, зображеною на рис. 3.20, в. При цьому вхідний опір дорівнює:

$$r_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{i_e} = r_{ee} + \frac{\bar{r}_e + r_б}{1 + \beta} \approx r_{ee} + r_e.$$

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. Якщо ГС є джерелом струму, то  $r_{вих}$  є максимальним і дорівнює:

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{ж}}{i_K} \approx r_K.$$

Коефіцієнт передачі ФГС буде дорівнювати:  $F = i_e \cdot \alpha$ .

Якщо ж ГС є джерелом ЕРС, то глибина внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі значно зменшується [3], і маємо:

$$r_{вих} = r_K \cdot \gamma_e,$$

де  $\gamma_e$  – коефіцієнт передачі емітерного струму в коло бази, який дорівнює:

$$\gamma_e = \frac{r_\Gamma + r_{ee} + r_e}{R_\Gamma + r_{ee} + \bar{r}_e + r_б}.$$

Якщо вхідний генератор ЕРС є ідеальним, а  $R_\Gamma = 0$ , то:

$$\gamma_e = \frac{r_{ee} + r_e}{r_{ee} + \bar{r}_e + r_б} \approx \frac{1}{\beta}, \quad \text{тому:} \quad r_{вих} = r_K \cdot \frac{1}{\beta} = r_K^*,$$

тобто має мінімальне значення, що збігається з випадком для каскаду ЗЕ.

Коефіцієнт підсилення напруги визначається з формули:

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{вх}}, \quad \text{де} \quad \Delta U_H = i_K \cdot R_H \approx \frac{\Delta U_{вх} \cdot \alpha \cdot R_H}{r_{ee} + r_e + \frac{r_б}{1 + \beta} + R_\Gamma}.$$

Таким чином :

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{r_{ee} + r_e + \frac{r_б}{1 + \beta} + R_\Gamma}.$$

Якщо  $R_r = 0$ , а  $(r_{ee} + r_e) \gg \frac{r_6}{1+\beta}$ , то  $K_u$  є максимальним, а його значення сягає:

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{r_{ee} + r_e}.$$

Якщо ж  $R_r \gg (r_{ee} + r_e)$ , то

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{R_r}.$$

Запропоновані адаптовані схеми заміщення й отримані вирази доцільно застосовувати для комп'ютерного схемотехнічного аналізу статичних характеристик електронних пристроїв, що синтезуються або проектуються, а також їх компонентів, побудованих на БТ.

**3.4.6 Об'ємні опори.** Для повнішого опису статичних властивостей треба враховувати об'ємні опори. Вони показані на рис. 3.21 на прикладі дискретного транзистора:

- емітерний об'ємний опір  $R_E$  малий у зв'язку із сильним легуванням ( $n^+$ ) та малим відношенням довжини до площі перерізу емітерної зони; зазвичай  $R_E \approx 0,1 \dots 1$  Ом у малопотужних транзисторів і  $R_E \approx 0,01 \dots 0,1$  Ом у потужних;

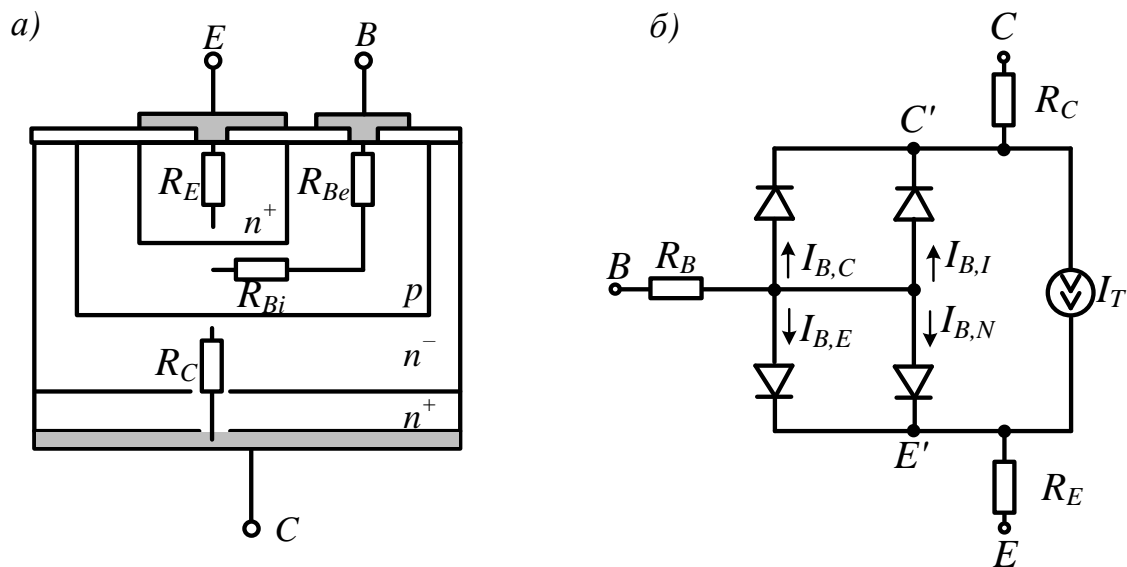


Рисунок 3.21 – Об'ємний опір у дискретному транзисторі: а) – у розрізі  $p$ - $n$  переходу; б) врахування в моделі

- об'ємний колекторний опір  $R_C$  визначається, в основному, слабколегованою частиною ( $n^-$ ) зони колектора; типові значення  $R_E \approx 1 \dots 10$  Ом у малопотужних транзисторах і  $R_E \approx 0,1 \dots 1$  Ом у потужних;

• об'ємний опір бази  $R_B$  складається із зовнішнього об'ємного опору бази  $R_{Be}$  (між контактом бази та активною зоною бази) і внутрішнього об'ємного опору бази  $R_{Bi}$  (у перерізі активної зони бази).  $R_{Bi}$  лише частково проявляється при сильних струмах через витіснення емітерного струму до зони, що знаходиться поруч із контактом бази. При цьому додатково виявляється ефект Ерлі, що впливає на товщину зони бази.

Константа  $q_B$  дозволяє описувати такий ефект:

$$R_B = R_{Be} + \frac{R_{Bi}}{q_B}. \quad (3.13)$$

Це рівняння використовується як стандартне в програмі *PSPICE* [4, 5], однак для  $R_B$  існує й альтернативний вираз. Для роботи в нормальному режимі слід застосовувати співвідношення:

$$R_B = \begin{cases} R_{Be} + R_{Bi} \left( 1 + \frac{U_{CE}}{U_{A,N}} \right) & \text{при } I_C < I_{K,N}, \\ R_{Be} & \text{при } I_C \rightarrow \infty. \end{cases}$$

Типові значення  $R_{Be} \approx 1 \dots 10$  Ом у малопотужних транзисторах і  $R_{Be} \approx 0,1 \dots 1$  Ом у потужних.

Значення  $R_{Bi}$  в 3 ... 10 разів вищі. Розширена таким чином модель наведена на рис. 3.21, б. Тут необхідно відрізнити зовнішні контакти  $B$ ,  $C$  і  $E$  від внутрішніх  $B'$ ,  $C'$  і  $E'$ . Іншими словами, струми діодів і струм перенесення  $I_T$  залежать тепер не від  $U_{BE}$ ,  $U_{BC}$  та  $U_{SC}$ , а від  $U_{B'E'}$ ,  $U_{B'C'}$  і  $U_{S'C'}$ .

**Вплив об'ємних опорів.** Падіння напруги на об'ємних опорах малопотужних транзисторів вкрай низьке, тому емітерним і колекторним об'ємними опорами зазвичай нехтують. Стосовно об'ємного опору бази це неприпустимо, оскільки він впливає на швидкість перемикавання і граничну частоту, навіть якщо його значення зовсім мале. При  $R_B = 100$  Ом і  $I_B = 10$  мкА (характерних для малопотужних транзисторів), падіння напруги на  $R_B$  складе лише 1 мВ, однак при цьому помітно знижується гранична частота більшості схем. Тому залежність робочої точки від  $R_B$  в (3.13) доцільно враховувати тільки заради правильного відтворення поведінки транзистора в динаміці.

У разі застосування потужних транзисторів при сильних струмах треба використати всі об'ємні опори. При  $I_B = I_C / \beta$  і  $I_E \approx -I_C$  мають місце вирази:

$$U_{BE} \approx U_{B'E'} + I_C \left( \frac{R_B}{\beta} + R_E \right),$$

$$U_{CE} \approx U_{C'E'} + I_C(R_C + R_E).$$

При цьому зовнішні напруги  $U_{BE}$  і  $U_{CE}$  можуть істотно відрізнятись від внутрішніх  $U_{B'E'}$  і  $U_{C'E'}$ . Якщо потужний транзистор працює як ключ у режимі насичення при  $I_C = 5$  А і  $B = 10$ , то зовнішні напруги складуть  $U_{BE} = 1,5$ В і  $U_{CE,sat} = 1,85$  В при  $U_{B'E'} = 0,75$  В,  $U_{C'E',sat} = 0,1$  В,  $R_B = 1$  Ом,  $R_E = 0,05$  Ом і  $R_C = 0,3$  Ом. Таким чином, із врахуванням об'ємних опорів можна отримати порівняно істотне значення  $U_{BE}$  і  $U_{CE,sat}$ .

**3.4.7 Динамічні характеристики.** Властивості транзистора, що мають місце під впливом імпульсних або синусоїдальних сигналів, описуються динамічними характеристиками. Вони не піддаються визначенню з вольт-амперних характеристик в силу нелінійності бар'єрних ємностей емітерного і колекторного переходів, а також містить діоди-підкладки в разі інтегральних транзисторів. Ще одна причина полягає в накопиченні в зоні бази дифузійного заряду, значення якого описується за допомогою нелінійної дифузійної ємності.

Бар'єрна ємність  $p$ - $n$  переходу характеризується бар'єрною ємністю  $C_S$ , залежною від граничних зон, профілю легування, площі переходу і прикладеної напруги; при цьому маємо [1]:

$$C_S(U) = \frac{C_{S0}}{\left(1 - \frac{U}{U_{Diff}}\right)^{m_S}} \text{ при } U < U_{Diff}. \quad (3.14)$$

Нульова ємність  $C_{S0} = C_S(U=0$  В) пропорційна площі переходу і зростає з мірою легування. Дифузійна напруга  $U_{diff}$  також залежить від легування і збільшується вслід за ним. Зазвичай  $U_{diff} \approx 0,5 \dots 1$  В.

Точніші розрахунки показують, що ця формула справедлива лише до значення  $U = 0,5 U_{diff}$ ; у разі вищих  $U$  зростання  $C_S$  сповільнюється порівняно з (3.14). Для точнішого опису траєкторії змінення  $C_S$  при  $U > f_S U_{diff}$  її замінюють дотичною в точці  $f_S U_{diff}$ :

$$C_S(U > f_S U_{Diff}) = C_S(f_S U_{Diff}) + \left. \frac{dC_S}{dU} \right|_{U=f_S U_{Diff}} (U - f_S U_{Diff}).$$

Шляхом підстановки отримаємо:

$$C_S(U) = C_{S0} \begin{cases} \frac{1}{\left(1 - \frac{U}{U_{Diff}}\right)^{m_S}} & \text{при } U \leq f_S U_{Diff}; \\ \frac{1 - f_S(1+m_S) + \frac{m_S U}{U_{Diff}}}{(1-f_S)^{(1+m_S)}} & \text{при } U > f_S U_{Diff}. \end{cases} \quad (3.15)$$

При цьому  $f_s \approx 0,4 \dots 0,7$ . Змінення  $C_S$  відповідно до виразів (3.14) і (3.15) при  $m_s = 1/2$  і  $m_s = 1/3$  показано на рис. 3.22.

**Бар'єрні ємності біполярних транзисторів.** Відповідно до кількості  $p-n$  переходів у дискретних транзисторах є дві бар'єрні ємності, а в інтегральних – три:

- бар'єрна ємність емітерного переходу  $C_{S,e}(U_{B'E'})$  з параметрами  $C_{S0,e}$ ,  $m_{s,e}$  і  $U_{diff,e}$ ;
- бар'єрна ємність колекторного переходу  $C_{S,c}$  з параметрами  $C_{S0,c}$ ,  $m_{s,c}$  і  $U_{diff,c}$ . Вона складається з внутрішньої бар'єрної ємності  $C_{S,ci}$  активної зони і бар'єрної ємності  $C_{S,ce}$  поблизу контактів. При цьому

$$C_{S,ci}(U_{B'C'}) = x_{CSC} C_{S,c}(U_{B'C'}),$$

$$C_{S,ce}(U_{BC'}) = (1 - x_{CSC}) C_{S,c}(U_{BC'});$$

- в інтегральних транзисторах є ще бар'єрна ємність діода-підкладки  $C_{S,s}$  з параметрами  $C_{S0,s}$ ,  $m_{s,s}$  і  $U_{diff,s}$ ; у разі вертикальних  $n-p-n$  транзисторів вона зв'язана з внутрішнім колектором  $C'$ , тобто  $C_{S,s} = C_{S,s}(U_{SC'})$ , а в горизонтальних  $p-n-p$  транзисторах – з внутрішньою базою  $B'$ , тобто  $C_{S,s} = C_{S,s}(U_{SB'})$ .

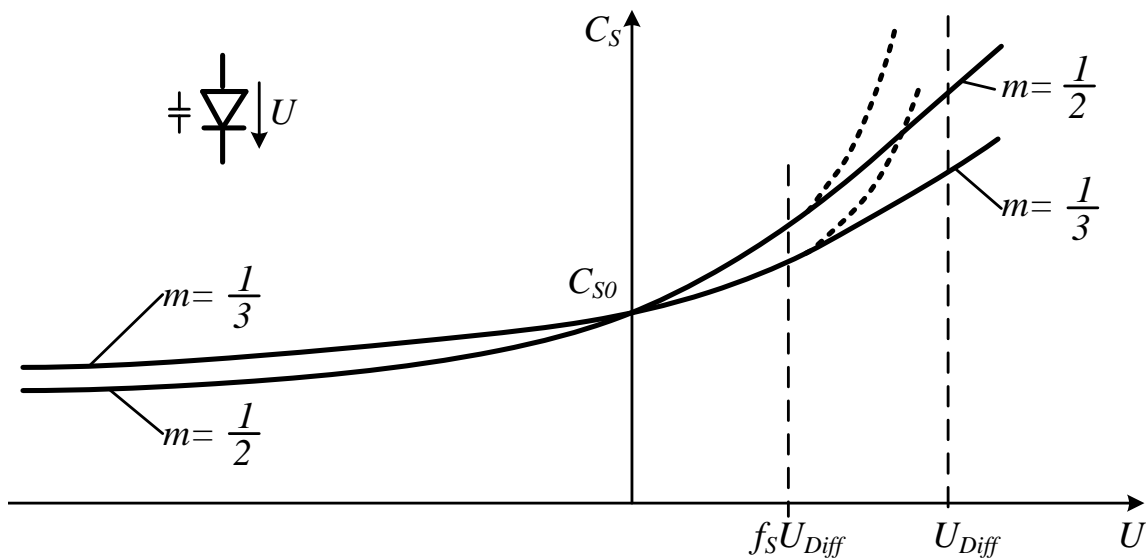


Рисунок 3.22 – Змінення бар'єрної ємності  $C_S$  при  $m_s = 1/2$  і  $m_s = 1/3$  згідно з (3.14) (пунктир) і (3.15)

**3.4.8 Динамічна модель транзистора в режимі малих сигналів.** Додавши бар'єрну і дифузійну ємності до статичної моделі режиму малих сигналів, отримаємо динамічну модель транзистора для цього режиму (рис. 3.23). З урахуванням результатів пункту 2.3.2 можна записати:

$$C_E = C_{E,E}(U_{B'E',A}) + C_{D,N}(U_{B'E',A}),$$

$$C_{Ci} = C_{S,Ci}(U_{B'E',A}) + C_{D,I}(U_{B'C',A}) \approx C_{S,Ci}(U_{B'C',A}),$$

$$C_{ce} = C_{S,ce}(U_{BC',A}),$$

$$C_S = C_{S,S}(U_{SC',A}).$$

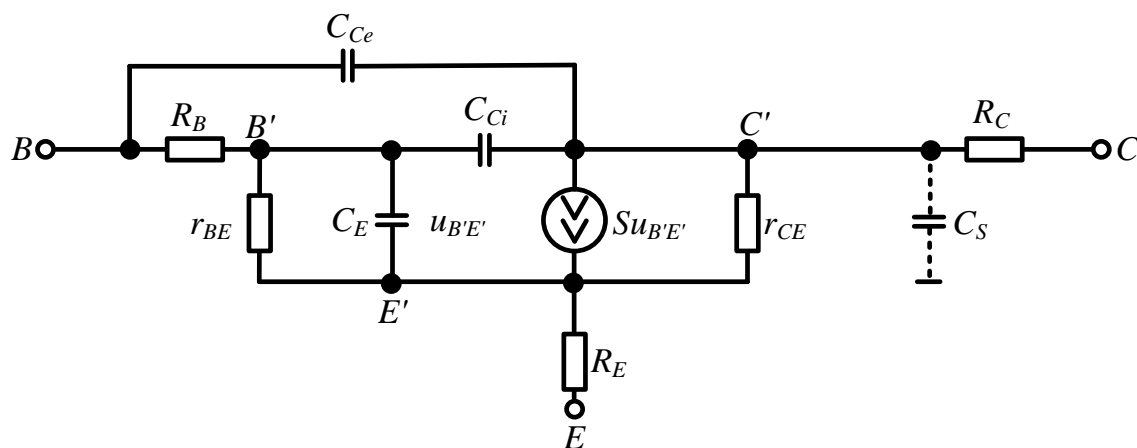


Рисунок 3.23 – Динамічна модель транзистора для режиму малих сигналів

Емітерна ємність  $C_E$  складається з емітерної бар'єрної ємності  $C_{S,e}$  і дифузійної ємності  $C_{d,n}$  для нормального режиму. Внутрішня колекторна ємність  $C_{ci}$  відповідає внутрішній колекторній бар'єрній ємності; паралельна їй дифузійна ємність  $C_{d,i}$  є малою внаслідок того, що  $U_{BC} < 0$ . Зовнішня колекторна ємність  $C_{CE}$  і ємність підкладки  $C_S$  дорівнюють відповідним бар'єрним ємностям; остання має місце лише в разі інтегральних транзисторів.

При практичних розрахунках об'ємними опороми  $R_E$  і  $R_C$  зазвичай ігнорують, але об'ємним опором  $R_B$  нехтують лише у виняткових випадках, оскільки він впливає на динамічні характеристики. Крім того, до єдиної внутрішньої колекторної ємності  $C_C$  зводять внутрішню і зовнішню колекторні ємності. Вони враховуються як зовнішні ємності лише в інтегральних транзисторах з переважно зовнішньою складовою. Таким чином, спрощена динамічна модель транзистора для режиму малих сигналів має вигляд, показаний на рис. 3.24.

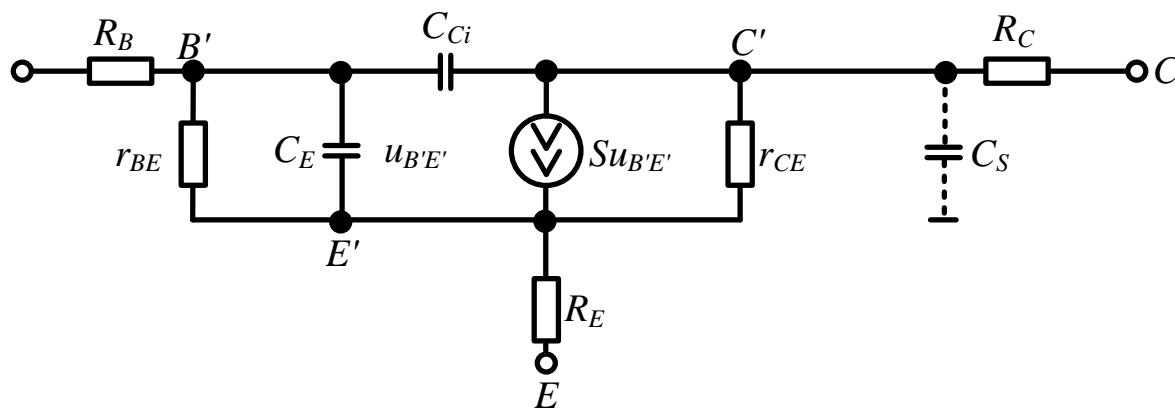


Рисунок 3.24 – Спрощена динамічна модель транзистора для режиму малих сигналів

**Граничні частоти в режимі малих сигналів.** Модель транзистора для режиму малих сигналів, показана на рис. 3.24, дозволяє розраховувати частотну залежність підсилення струму  $\alpha$  і  $\beta$  у режимі малих сигналів і повну міжелектродну провідність  $y_{21,e}$ ; отримувані при цьому граничні частоти  $f_\alpha$ ,  $f_\beta$  і  $f_{Y21e}$  і  $f_T$  визначають динамічні характеристики транзистора.

**Частотна залежність підсилення струму  $\beta$  у режимі малих сигналів.** Відношення струмів  $i_C$  і  $i_B$ , у режимі малих сигналів для схеми з загальним емітером при роботі в нормальному режимі з постійною напругою  $U_{CE} = U_{CE,a}$  називається коефіцієнтом підсилення струму  $\beta$  і позначається як  $\underline{\beta}(s)$ :

$$\underline{\beta}(s) = \frac{i_C}{i_B} = \frac{L(i_C)}{L(i_B)}.$$

Шляхом підстановки  $s=j\omega$  в  $\beta(s)$  отримуємо частотну залежність  $\beta(j\omega)$ , а потім знаходимо модуль частотної залежності підсилення  $|\beta(j\omega)|$ . Щоб знайти  $\beta(s)$ , до бази підключають джерело струму  $i_B$ , що задовольняє режим малих сигналів, і визначають  $i_C$ . Відповідна еквівалентна схема показана на рис. 3.25; колектор заземлений, оскільки  $U_{CE} = U_{CE} - U_{CE,a} = 0$ .

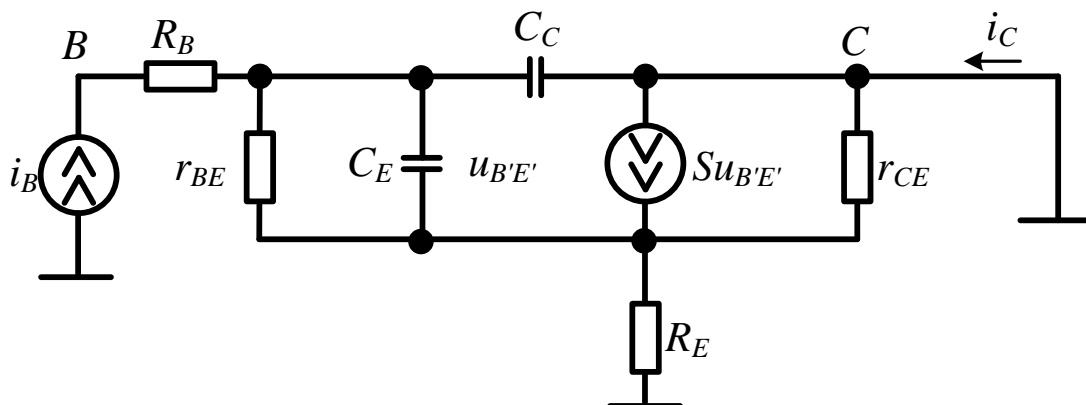


Рисунок 3.25 – Еквівалентна схема транзистора в режимі малих сигналів для розрахунку  $\beta(s)$

Виходячи з вузлових рівнянь

$$\underline{i}_B = \left( \frac{1}{r_{BE}} + s(C_E + C_C) \right) \underline{u}_{B'E'}, \quad \underline{i}_C = (S - sC_C) \underline{u}_{B'E'},$$

при  $\beta_0 = S_{r_{BE}}$  отримуємо

$$\underline{\beta}(s) = \frac{r_{BE}(S - sC_C)}{1 + sr_{BE}(C_E + C_C)} \approx \frac{\beta_0}{1 + sr_{BE}(C_E + C_C)}.$$

Статичне підсилення струму у режимі малих сигналів в схемі з загальним емітером, яке досі позначалося символом  $\beta$ , позначено тут як  $\beta_0$ , щоб відрізнити його від результату оберненого перетворення Лапласа  $\beta = L^{-1}\{\beta(s)\}$ ; індекс 0 відповідає нульовій частоті, тобто  $\beta_0 = |\beta(j_0)|$ . Пере-

датна функція характеризується єдиним полюсом і одним нулем, причому останім можна знехтувати завдяки постійній часу  $C_C S^{-1}$ . На рис. 3.26 наведений модуль частотної залежності підсилення  $|\beta(j\omega)|$  при  $\beta_0 = 100$  з урахуванням нуля. При цьому на граничній частоті підсилення  $\beta$

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta \approx \frac{1}{r_{BE}(C_E + C_C)},$$

де  $|\beta(j\omega_\beta)|$  на 3 дБ менше  $\beta_0$ .

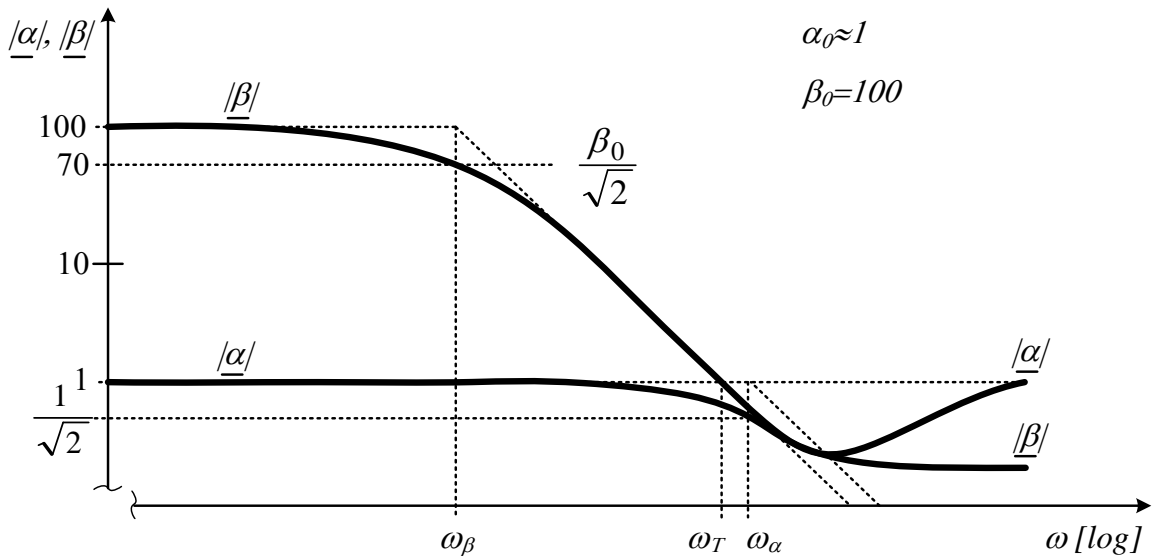


Рисунок 3.26 – Частотна залежність модулів  $|\alpha(j\omega)|$  і  $|\beta(j\omega)|$

Частота, при якій  $|\beta(j\omega)|$  зменшується до 1, називається граничною частотою  $f_T$  і знаходиться за формулою:

$$\omega_\beta = 2\pi f_T = \beta_0 \omega_0 \approx \frac{1}{C_E + C_C}. \quad (3.16)$$

У моделі транзистора для режиму малого сигналу і при розрахунках  $\beta(s)$  використовувались певні наближення, через це частота пропускання транзистора, що обчислюється за співвідношенням (3.16), не збігається з реальною. Реальну частоту отримують шляхом екстраполяції низхідної гілки  $|\beta(j\omega)|$  відповідно до ФНЧ першого порядку, і називають екстрапольованою граничною частотою. У специфікаціях транзисторів наводиться саме екстрапольована частота, яка залежить від робочої точки.

$$S = \frac{I_{C,A}}{U_T}, C_E = \frac{\tau_N I_{C,A}}{U_T} + C_{S,E}, C_C = C_{S,C}.$$

Звідси:



$$\omega_T \approx \frac{1}{\tau_N + \frac{I_{C,A}}{U_T} (C_{S,E} + C_{S,C})}$$

Залежність граничної частоти  $f_T$  від струму колектора  $I_{C,A}$  характеризується трьома ділянками (рис. 3.27):

- при малому струмі колектора

$$\omega_T \approx \frac{I_{C,A}}{U_T (C_{S,E} + C_{S,C})} \sim I_{C,A} \text{ при } I_{C,A} < \frac{U_T}{\tau_{0,N}} (C_{S,E} + C_{S,C}),$$

у цьому діапазоні  $f_T$  приблизно пропорційна струму  $I_{C,A}$ ;

- при середньому струмі колектора (нижче зони сильних струмів) отримуємо

$$\omega_T \approx \frac{1}{\tau_N} \approx \frac{1}{\tau_{0,N}} \text{ при } \frac{U_T}{\tau_{0,N}} (C_{S,E} + C_{S,C}) < I_{C,A} \ll I_{\tau,N}.$$

Тут  $f_T$  досягає максимуму і лише слабо залежить від  $I_{C,A}$ ;

- у зоні сильних струмів також справедливо  $\omega_T \approx 1/\tau_N$ , проте там  $\tau_N$  зростає, тому  $f_T$  зменшується зі збільшенням  $I_{C,A}$ .

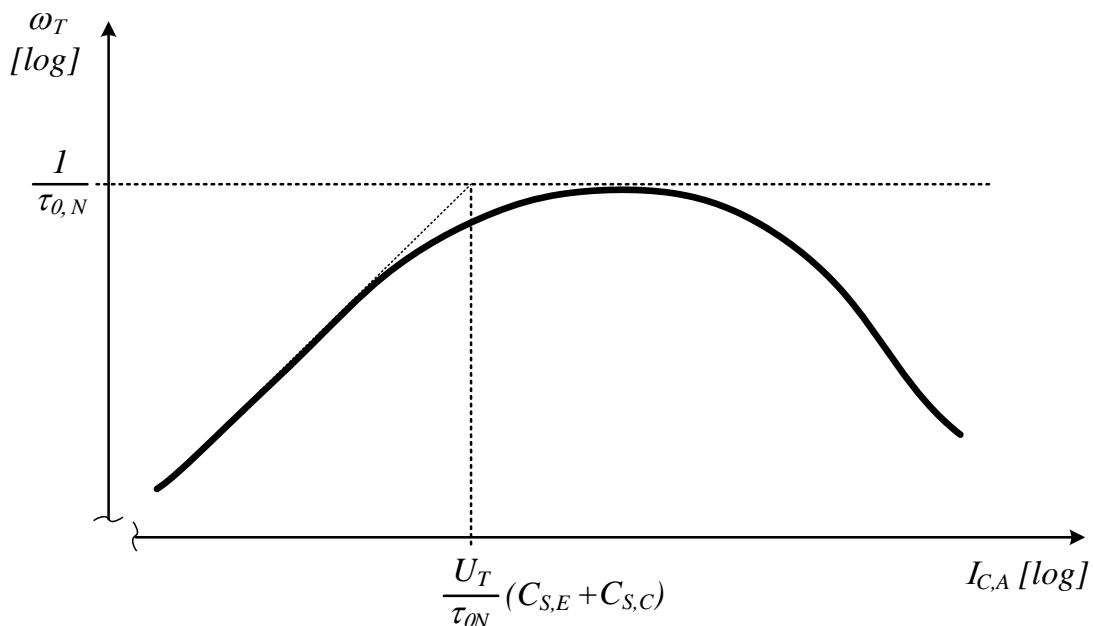


Рисунок 3.27 – Залежність граничної частоти  $\omega_T$  від струму колектора  $I_{C,A}$

**Частотна характеристика підсилення струму  $\alpha$  у режимі малих сигналів.** Відношення струмів  $I_C$  і  $I_E$ , у режимі малих сигналів у схемі з загальною базою для нормального режиму з постійною напругою  $U_{BE} = U_{BC,A}$ , називається коефіцієнтом підсилення струму  $\alpha$  або  $\alpha(s)$ . Щоб знайти  $\alpha(s)$ ,

до емітера підключають малосигнальний генератор струму  $i_E$  і визначають  $i_C$  при заземленій базі і колекторі (останній заземлений, оскільки  $U_{BC}=U_{BC}-U_{BC,A}=0$ ). Статичне підсилення струму у режимі малих сигналів для схеми з загальною базою, подано тут як  $\alpha_0$ . При  $r_{CE} \rightarrow \infty$  і  $\alpha_0 = Sr_E$  знаходимо:

$$\underline{\alpha}(s) = \frac{i_C}{i_E} = \alpha_0 \frac{1 + s \frac{R_B C_C}{\alpha_0} + s^2 \frac{r_E R_B C_C}{\alpha_0}}{(1 + sr_E C_E)(1 + sR_B C_C)}$$

Передатна функція при цьому характеризується двома полюсами; залежність модуля підсилення  $|\alpha(j\omega)|$  було показано на рис. 3.26. Зазвичай,  $R_B C_C \ll r_E C_E$ , що дозволяє скористатися наближенням

$$\underline{\alpha}(s) = \frac{\alpha_0}{1 + sr_E C_E}$$

Звідси витікає, що гранична частота коефіцієнта підсилення  $\alpha$  дорівнює

$$\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha \approx \frac{1}{r_E C_E}$$

Порівняння граничних частот приводить до такого співвідношення:

$$f_\beta < f_{y21e} < f_T \leq f_a$$

Керування транзистором у схемі з загальним емітером за допомогою джерела струму або джерела з внутрішнім опором  $R_i \gg r_{BE}$  називають керуванням за струмом. У такому разі гранична частота схеми не перевищує граничної частоти  $f_\beta$ . При керуванні транзистором за допомогою джерела напруги або джерела з внутрішнім опором  $R_i \ll r_{BE}$  говорять про керування за напругою. Отже, при керуванні транзистором за допомогою напруги смуга частот схеми є дещо шириною. Це твердження справедливе і для схеми з загальним колектором. Найбільша ширина смуги частот притаманна схемі з загальною базою. Як правило, тут  $R_i > r_E$ , так що присутнє керування за струмом, а ширина смуги обумовлена граничною частотою  $f_a$ .

### 3.5 Шуми

У резисторах і на  $p-n$  переходах транзистора виникають шуми. У першому випадку вони обумовлені тепловим рухом носіїв зарядів, а в другому – флуктуаціями електричного струму при проходженні дискретних носіїв зарядів.

Спектральна щільність шумів. Шуми є стохастичним процесом. Напруга шумів  $u_r$  описується щільністю напруги шумів  $|\underline{u}_r(f)|^2$ , а струм шумів  $i_r$  характеризується густиною струму шумів  $|\underline{i}_r(f)|^2$ . Щільність шумів дозволяє визначати спектральний розподіл ефективних значень  $u_{reff}$  і

$i_{reff}$ , де замість частоти  $f$ , відповідно  $0 < f < \infty$ , виступає кругова частота  $\omega$  або  $j\omega$  при  $\infty < \omega < \infty$ . При цьому має місце  $|\underline{u}_r(f)|^2 = 4\pi|u_r(j\omega)|^2$ . Ефективні значення знаходять за щільністю шумів шляхом інтегрування [1]:

$$U_{reff} = \sqrt{\int_0^{\infty} |\underline{u}_r(f)|^2 df},$$

$$i_{reff} = \sqrt{\int_0^{\infty} |\underline{i}_r(f)|^2 df}.$$

Якщо щільність шумового сигналу постійна (не залежить від частоти), такий шум називають білим. Шумовий сигнал буває білим лише у визначеному інтервалі частот.

**Шуми резистора.** Резистор  $R$  генерує напругу шумів  $u_r$  з щільністю:

$$|r_{R,r}(f)|^2 = 4kTR,$$

де  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  ВАс/К – стала Больцмана і  $T$  – температура резистора в кельвінах. Такий шум називається тепловим, оскільки він обумовлений тепловим рухом носіїв зарядів; щільність шумової напруги тут пропорційна температурі. При  $R = 1$  Ом і  $T = 300$  К щільність  $|\underline{u}_{R,r}(f)|^2 \approx 1,66 \times 10^{-20}$  В<sup>2</sup>Гц<sup>-1</sup> або  $|u_{R,r}(f)| \approx 0,13$  нВГц<sup>-1/2</sup>.

Ефективна напруга шумів:

$$u'_{R,reff} = \sqrt{\frac{kT}{C_R}}.$$

Ідеальний діод генерує шумовий струм  $i_{D,r}$  із густиною:

$$|\underline{i}_{D,r}(f)|^2 = 2qI_D,$$

де  $q = 1,602 \times 10^{-19}$  Ас – заряд електрона. Густина шумового струму пропорційна струму  $I_D$  через  $p$ - $n$  перехід. Такий шум називають дробовим. При  $I_D = 1$  мА густина шуму  $|i_{D,r}(f)|^2 \approx 3,2 \times 10^{-20}$  А<sup>2</sup>Гц<sup>-1</sup> або  $|\underline{i}_{D,r}(f)| \approx 18$  пАГц<sup>-1/2</sup>.

Шумова модель для струму наведена на рис. 3.28; тут подвійна стрілка також символізує шумову природу джерела. Як і в разі резистора, шум є білим.

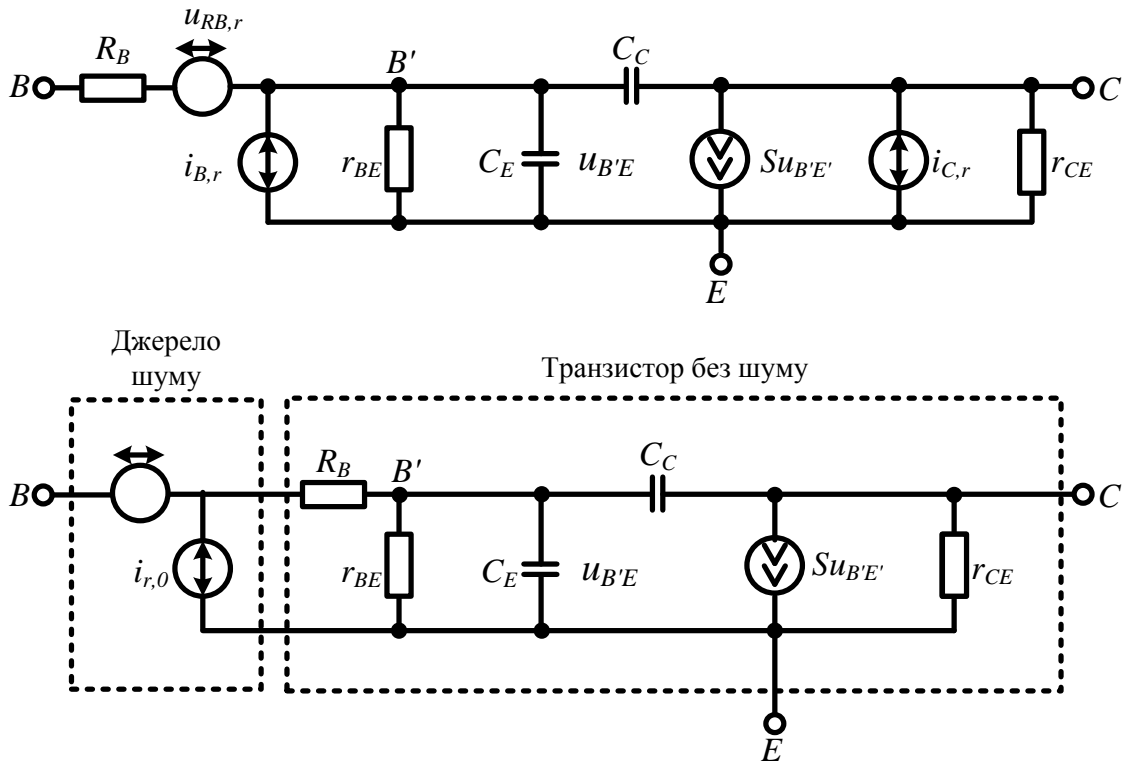


Рисунок 3.28 – Шумова модель біполярного транзистора для малосигнального режиму

**Фліккер-шум** має місце у резисторах і  $p-n$  переходах і відрізняється тим, що його щільність обернено пропорційна частоті. У резисторів фліккер-шум є малим, а для  $p-n$  переходу його щільність описується виразом

$$|\underline{i}_{D,r(1/f)}(f)|^2 = \frac{k_{(1/f)} I_D^{\gamma(1/f)}}{f}$$

з експериментально отриманими константами до  $k_{(1/f)}$  і  $\gamma_{(1/f)} \approx 1 \dots 2$ . У техніці вимірювань складову сигналу на частотах, менших вказаної оберненої величини, називають вже не шумом, а дрейфом.

У біполярному транзисторі в робочій точці, що характеризується струмами  $I_{b,a}$  і  $I_{c,a}$ , присутні три джерела шумів:

- теплові шуми об'ємного опору бази з щільністю  $|u_{RB,r}(f)|^2 = 4kTRB$ , тепловими шумами останніх об'ємних опорів зазвичай можна знехтувати;
- дробовий шум струму бази

$$|\underline{i}_{B,r}(f)|^2 = 2qI_{B,A} + \frac{k_{(1/f)} I_{B,A}^{\gamma(1/f)}}{f}.$$

- дробовий шум струму колектора

$$|\underline{i}_{C,r}(f)|^2 = 2qI_{C,A} + \frac{k_{(1/f)}I_{C,A}^{\gamma(1/f)}}{f}.$$

У верхній частині рис. 3.28 наведено модель транзистора для режиму малих сигналів з джерелами шумової напруги  $u_{r,b,r}$  і шумових струмів  $i_{b,r}$  та  $i_{C,r}$ .

У дробовому шумі на низьких частотах переважає фліккер-шум, на середніх і високих – складові білого шуму. Частоту, на якій ці складові рівновеликі, називають граничною частотою  $f_{g(1/f)}$  струмового шуму:

$$\gamma f_{g(1/f)} = \frac{k_{(1/f)}I_{C,A}^{(\gamma(\frac{1}{f})-1)}}{f} = \frac{k_{(1/f)}}{2q}.$$

При  $\gamma_{(1/f)} = 1$  ця гранична частота  $f$  залежить від вибору робочої точки. В малошумних транзисторах  $\gamma_{(1/f)} \approx 1,2$ , и  $f_{g(1/f)}$  підвищується зі зростанням струму в робочій точці. Типові значення граничної частоти  $f_{g(1/f)}$  лежать в діапазоні від 10 Гц до 10 кГц.

### 3.6 Транзисторні каскади

**3.6.1 Схема із загальним емітером.** На рис. 3.29, а наведено схему із загальним емітером, що складається з транзистора, резистора колекторного навантаження  $R_C$ , джерела напруги живлення  $U_b$  і джерела напруги сигналу  $U_g$  з внутрішнім опором  $R_g$  або генератора струму з паралельним резистором  $R_g$ .

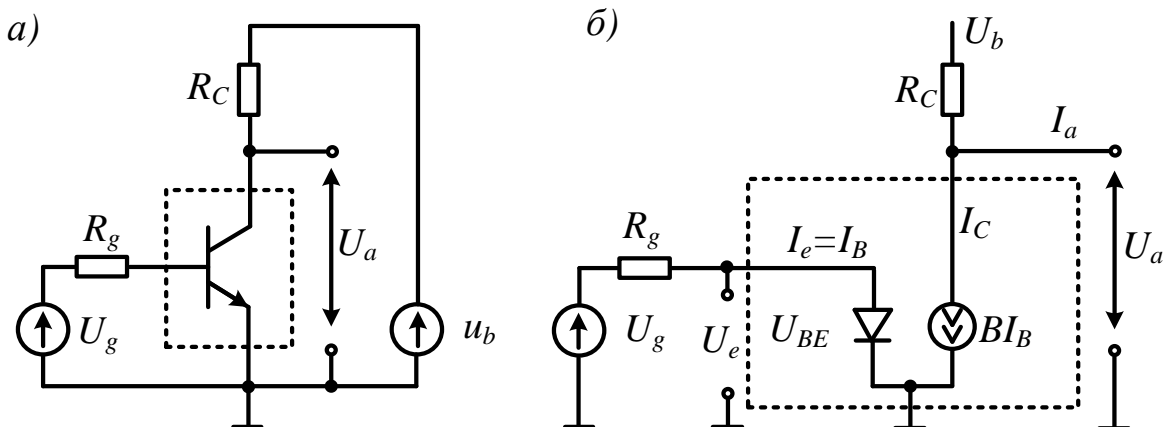


Рисунок 3.29 – Схема з загальним емітером: а – принципова схема, б – еквівалентна схема для нормального режиму

**Передатна характеристика схеми з загальним емітером.** Вимірюючи вихідну напругу  $U_a$  як функцію напруги сигналу  $U_g$  отримаємо передатну характеристику схеми (рис. 3.30). При  $U_g < 0,5$  В струм колектора дуже малий, в силу чого  $U_a = U_b = 5$  В. Це – зона відсікання, транзистор запертий.

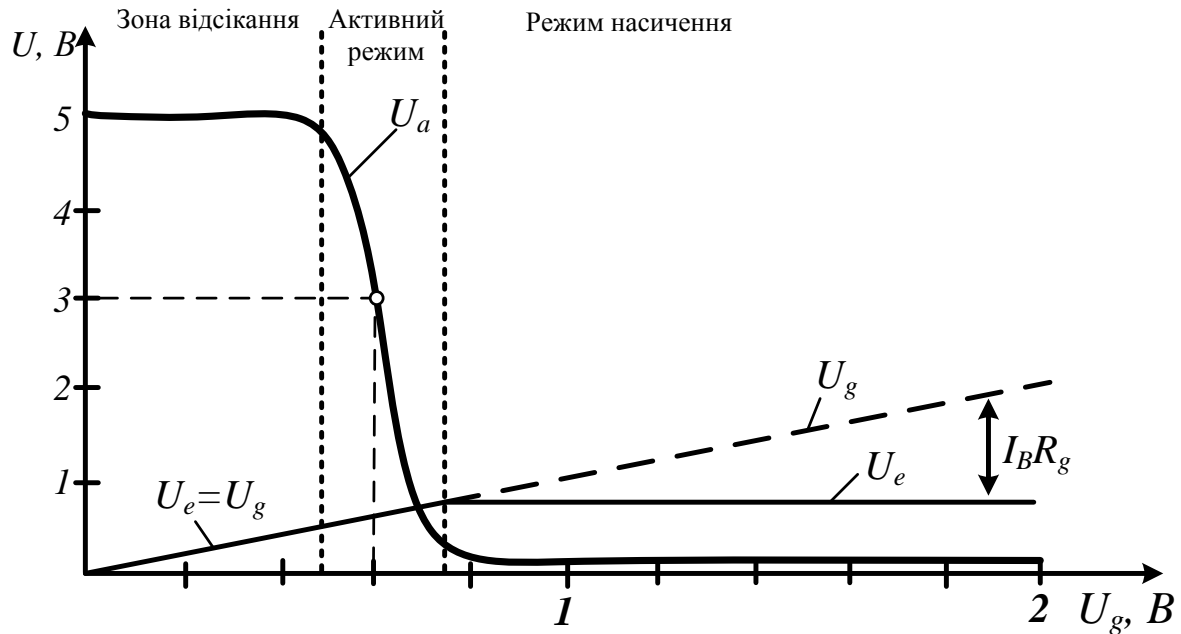


Рисунок 3.30 – Характеристика схеми з загальним емітером

При  $0,5 \text{ В} < U_g < 0,72 \text{ В}$  протікає струм колектора  $I_C$ , який зростає слідом за  $U_g$ , і вихідна напруга зменшується відповідно до  $U_a = U_b - I_C R_C$ . У цих межах транзистор працює в активному режимі. При  $U_g > 0,72 \text{ В}$  транзистор переходить в стан насичення, і  $U_a = U_{CE,sat}$ .

На рис. 3.30, б наведено еквівалентну схему для активного режиму на основі спрощеної транспортної моделі. При цьому:

$$I_C = \beta I_B = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}.$$

Це впливає з основних рівнянь (3.3) і (3.4), якщо знехтувати ефектом Ерлі і вважати постійним підсилення струму  $\beta$  у режимі великого сигналу. При цьому припускаємо, що  $\beta = \beta_0$ .

Нехай:

$$\begin{aligned} I_a &= 0, \\ U_a &= U_{CE} = U_b + (I_a - I_C)R_C = U_b - I_C R_C, \\ U_e &= U_{BE} = U_g - I_B R_G = U_g - \frac{I_C R_G}{\beta} \approx U_g. \end{aligned} \quad (3.17)$$

У співвідношенні (3.17) падінням напруги на  $R_g$  можна знехтувати, якщо  $\beta$  досить велике, а  $R_g$  досить мале. Робоча точка вибирається приблизно посередині діапазону передатної характеристики, що забезпечує найбільшу керованість. Поклавши  $\beta = \beta_0 = 400$  і  $I_S = 7 \text{ фА}$  (типове значення для малопотужного  $n-p-n$  транзистора типу BC547B) при  $U_b = 5 \text{ В}$  і  $R_C = R_g = 1 \text{ кОм}$  (рис. 3.30), отримаємо такі значення для робочої точки:

$$U_a = 3B \Rightarrow I_c = \frac{U_b - U_a}{R_c} = 2 \text{ мА} \Rightarrow I_B = \frac{I_c}{B} = 5 \text{ мкА}.$$

$$U_e = U_{BE} = U_T \ln \frac{I_c}{I_s} = 685 \text{ мВ} \Rightarrow U_g = U_e + I_B R_g = 690 \text{ мВ}.$$

Падіння напруги на  $R_g$  складає в цьому випадку тільки 5 мВ, що є досить малим; тому в нормальному режимі  $U_e \approx U_g$ .

**Режим насичення.** Транзистор досягає межі режиму, коли  $U_{CE}$  наближається до напруги насичення  $U_{CE,sat}$ . При  $U_{CE,sat} \approx 0,1$  В отримаємо:

$$I_c = \frac{U_b - U_{CE,sat}}{R_c} = 4,9 \text{ мА} \Rightarrow I_B = \frac{I_c}{B} = 12,25 \text{ мкА},$$

$$\Rightarrow U_e = U_{BE} = U_T \ln \frac{I_c}{I_s} = 709 \text{ мВ} \Rightarrow U_g = U_e + I_B R_g = 721 \text{ мВ}.$$

При  $U_g > 0,72$  В транзистор переходить у стан насичення, тобто колекторний перехід має мінімальний опір. У цьому діапазоні всі значення величин майже постійні, за винятком струму бази:

$$I_c \approx 4,9 \text{ мА}, U_e = U_{BE} \approx 0,72 \text{ В}, U_a = U_{CE,sat} \approx 0,1 \text{ В}.$$

Струм бази становить:

$$I_B = \frac{U_g - U_{BE}}{R_g} = I_c = \frac{U_g - 0,72 \text{ В}}{R_g}$$

і розподіляється між емітерним і колекторним переходами. Слід зауважити, що внутрішній опір  $R_g$  повинен обмежувати струм бази на припустимому рівні. На рис. 3.30 вибрано  $U_{g,max} = 2$  В; при  $R_g = 1$  кОм, звідси впливає  $I_{B,max} = 1,28$  мА, що цілком прийнятно для малопотужного транзистора.

**3.6.2 Схема з загальним колектором.** На рис. 3.31 наведено схему підсилювача з загальним колектором, що складається з транзистора  $VT1$ , емітерного резистора  $R_E$ , джерела напруги живлення  $U_b$  і джерела напруги сигналу  $U_g$  з внутрішнім опором  $R_g$ . Вважаємо, що  $U_b = 5$  В і  $R_E = R_g = 1$  кОм.

Щоб отримати передатну характеристику схеми із загальним колектором (рис. 3.32), треба вимірювати вихідну напругу  $U_a$  як функцію напруги сигналу  $U_g$ . При  $U_g < 0,5$  В колекторний струм дуже малий, і тоді  $U_a = 0$  В. При  $U_g \geq 0,5$  В тече струм колектора  $I_c$ , що зростає разом з  $U_g$ , і вихідна напруга повторює вхідну за винятком падіння напруги на емітерному переході  $U_{BE}$ . Тому схему з загальним колектором називають також емітер-

ним повторювачем. Транзистор у такій схемі завжди працює в нормальному режимі.

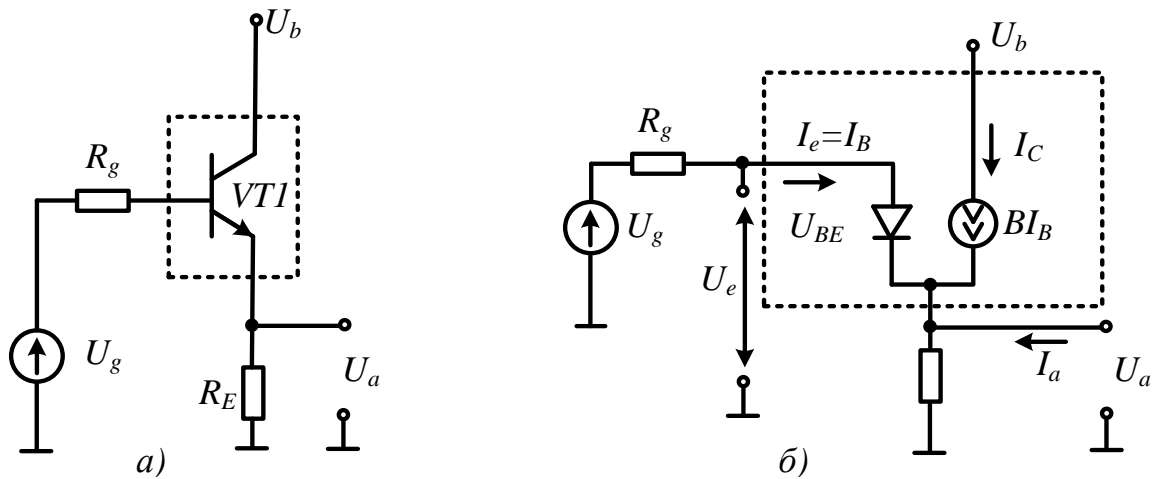


Рисунок 3.31 – Схема підсилювача із загальним колектором

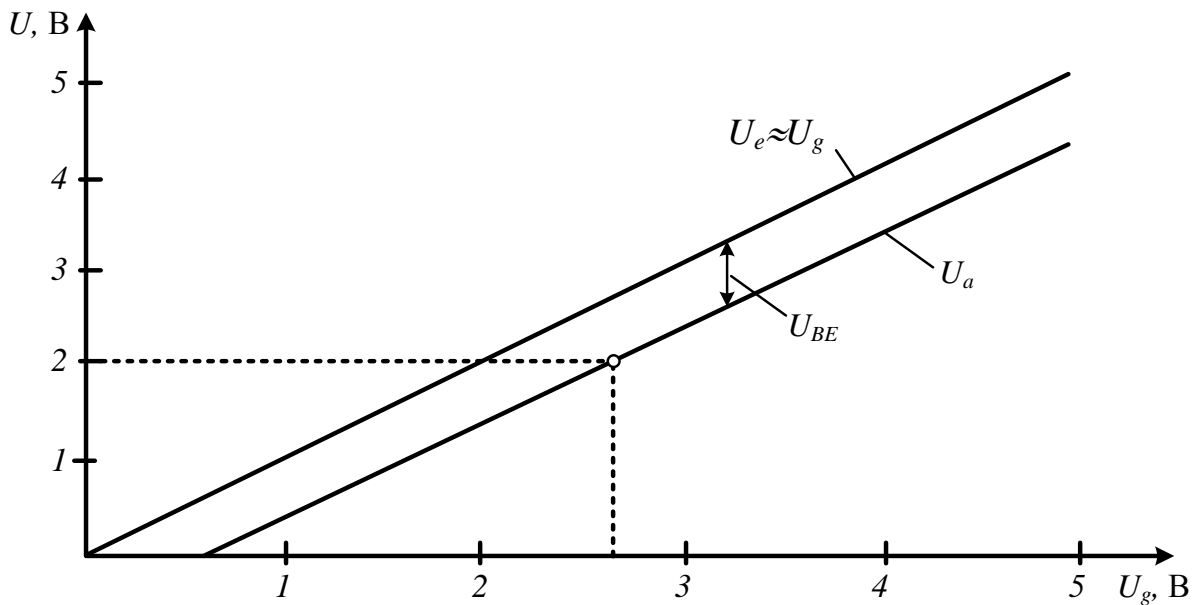


Рисунок 3.32 – Передатна характеристика підсилювача з загальним колектором

На рис. 3.31, б показано еквівалентну схему підсилювача із загальним колектором для транспортної моделі транзистора

$$I_C = BI_B = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}.$$

Виходячи з рис. 3.31, б, запишемо:

$$I_a = 0, \quad U_a = (I_a + I_C + I_b)R_E \approx (I_a + I_C)R_E = I_C R_E, \quad (3.18)$$

$$U_e = U_a + U_{BE}, \quad (3.19)$$



$$U_e = U_g - I_B I_g = U_g - \frac{I_c R_g}{B} \approx U_g. \quad (3.20)$$

У співвідношенні (3.20) передбачається, що падінням напруги на  $R_g$  можна знехтувати, якщо  $B$  досить велике, а  $R_g$  мале. Струм бази в (3.18) не враховується.

Для  $U_e > 1$  В при  $U_{BE} \approx 0,7$  В, користуючись (3.19), знаходимо наближення:

$$U_a \approx U_e - 0,7 \text{ В.}$$

Передатна характеристика схеми майже лінійна, що дозволяє задавати робочу точку в широкому інтервалі значень. Нехай  $B=\beta=400$  і  $I_S = 7$  ФА (типові значення для малопотужного  $n-p-n$  транзистора BC547B), для робочої точки, вказаної як приклад на рис. 3.33.

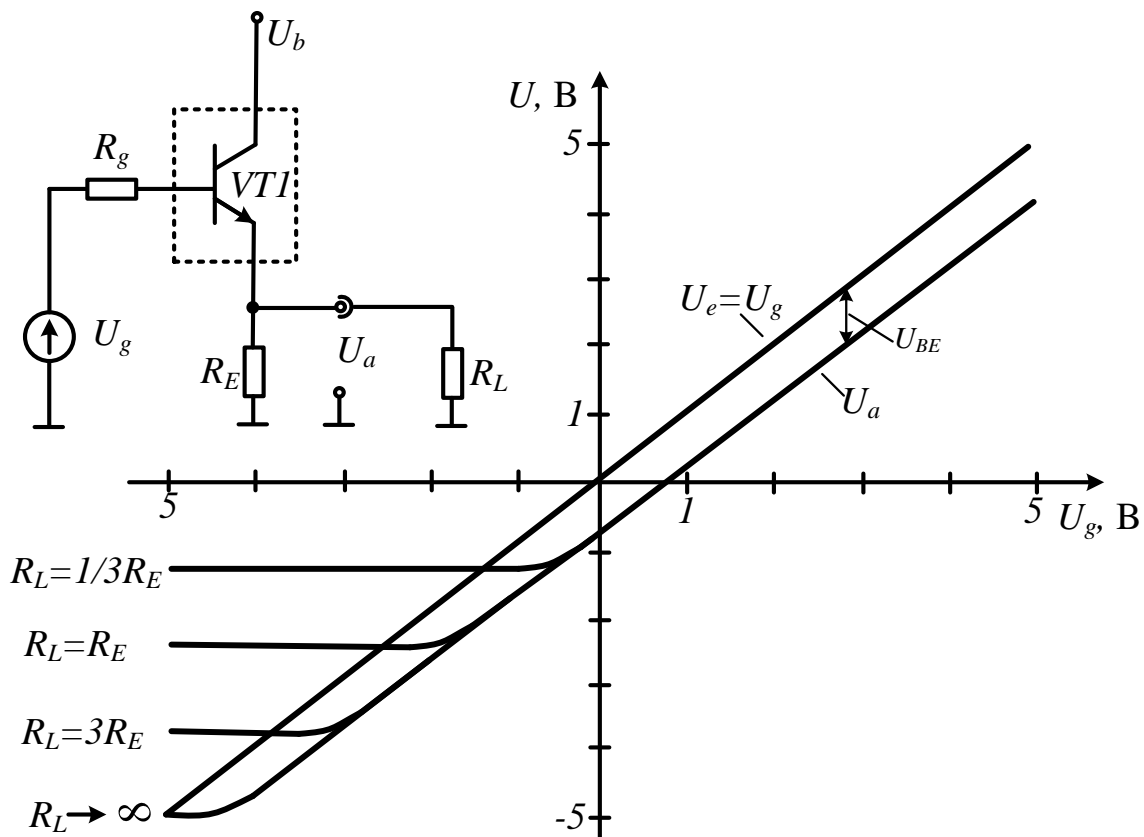


Рисунок 3.33 – Передатні характеристики схеми з загальним колектором, додатковим джерелом від’ємної напруги і навантаженням  $R_L$

При  $U_b = 5$  В,  $R_E=R_g=1$  кОм і  $I_a = 0$  отримаємо:

$$U_a = 2B \Rightarrow I_c = \frac{U_a}{R_E} = 2 \text{ мА} \Rightarrow I_B = \frac{I_c}{B} = 5 \text{ мкА},$$

$$\Rightarrow U_e = U_a + U_{BE} = U_a + U_T \ln \frac{I_c}{I_S} = 2,685 \text{ В},$$

$$\Rightarrow U_g = U_e + I_B R_g = 2,69 \text{ В.}$$

У цьому випадку можна знехтувати падінням напруги на  $R_g$ , що складає тільки 5 мВ. Тому на рис. 3.32  $U_e \approx U_g$ . На виході схеми із загальним колектором можна отримати від'ємні значення напруги, якщо скористатися додатковим джерелом напруги живлення  $-U_b$  і навантаженням  $R_L$  між виходом і землею (рис. 3.33).

Передатна характеристика тут залежить від відношення опорів резисторів  $R_E$  і  $R_L$ , оскільки мінімальна вихідна напруга  $U_{a,min}$  задається подільником напруги, що складається з  $R_L$  і  $R_E$ :

$$U_{a,min} = -\frac{U_b R_L}{R_E + R_L}.$$

Широкий діапазон вихідної напруги можливий тільки при малому від'ємному значенні  $U_{a,min}$  або, відповідно, при великому значенні  $|U_{a,min}|$ , що виконується, якщо  $R_L > R_E$ . На практиці від'ємна напруга живлення може вибиратися незалежно від додатної.

**3.6.3 Схема з загальною базою.** На рис. 3.34, а показана схема із загальною базою, що складається з транзистора, колекторного резистора  $R_C$ , джерела напруги живлення  $U_b$  і джерела вхідної напруги  $U_e$ . На протипагу схемі із загальним колектором або емітером тут застосовується джерело вхідної напруги без внутрішнього опору.

При  $R_g = 0$  маємо  $U_e = U_g$ , як видно на рис. 3.29, б або рис. 3.31, б. Цей прийом використовується для того, щоб забезпечити незалежність характеристики активного режиму від значення  $R_g$ . Резистор  $R_{BV}$  обмежує струм бази при перевантаженні, але не відіграє ніякої ролі в нормальному режимі. Далі приймається, що  $U_b = 5$  В і  $R_C = R_{BV} = 1$  кОм.

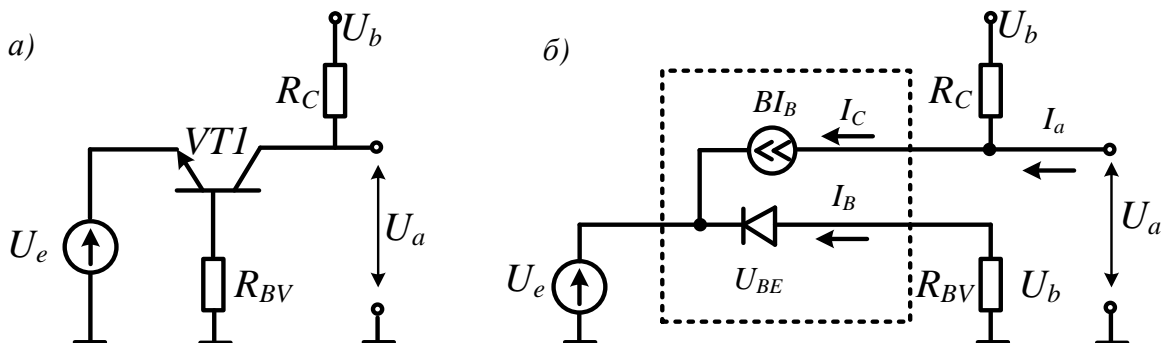


Рисунок 3.34 – Схема з загальною базою: а – принципова схема, б – еквівалентна схема для нормального режиму

**Передатна характеристика схеми з загальною базою.** Якщо вимірювати вихідну напругу  $U_a$  як функцію вхідної напруги  $U_e$ , отримаємо передатну характеристику, наведену на рис. 3.35.

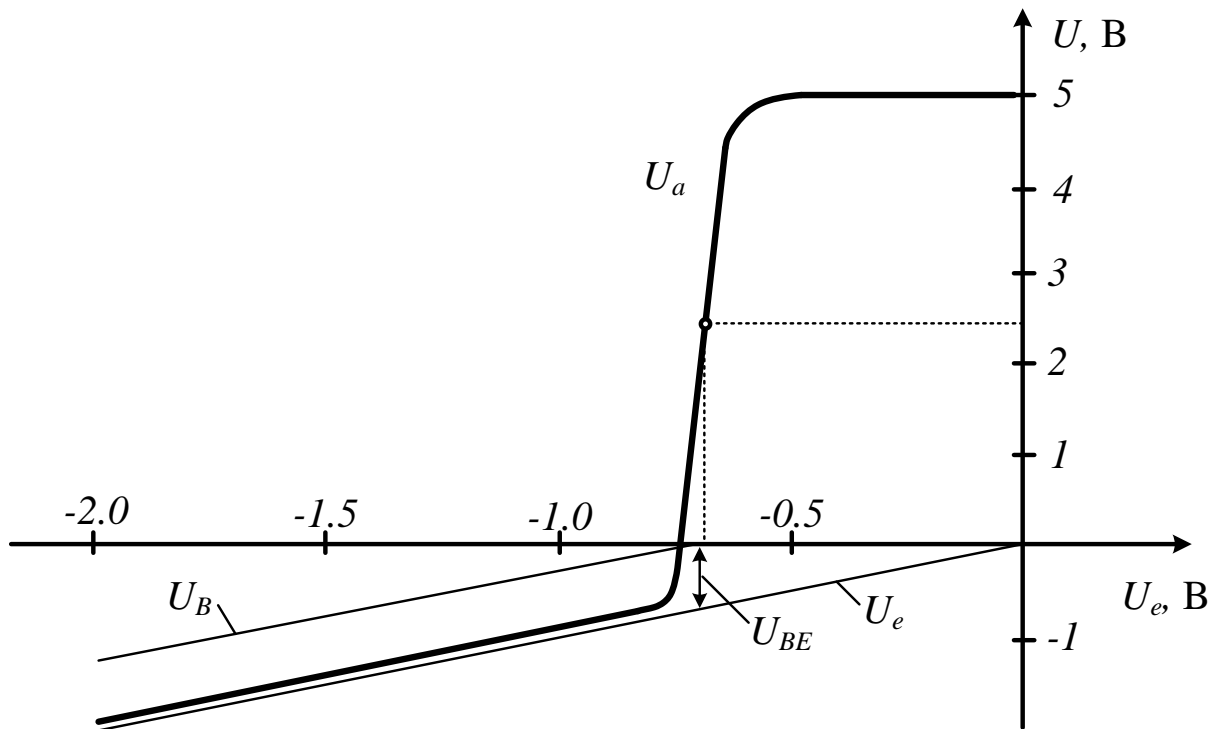


Рисунок 3.35 – Передатна характеристика схеми з загальною базою

При  $U_e > -0,5$  В струм колектора досить малий, так що  $U_a = U_b = 5$  В. Коли вхідна напруга  $-0,72 \text{ В} \leq U_e \leq -0,5$  В, із зменшенням напруги  $U_e$  колекторний струм  $I_C$  зростає, а вихідна напруга зменшується згідно зі співвідношенням  $U_a = U_b - I_C R_C$ . У цьому діапазоні  $U_e$  транзистор працює в активному режимі. При  $U_e < -0,72$  В настає насичення транзистора, і виконується співвідношення  $U_a = U_e + U_{ce, sat}$ .

Активний режим. На рис. 3.34, б наведено еквівалентну схему підсилювача для нормального режиму. Для транспортної моделі транзистора

$$I_C = \beta I_B = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}.$$

Згідно зі схемою на рис. 3.34, б,

$$\begin{aligned} I_a &= 0, \\ U_a &= U_b + (I_a - I_C)R_C = U_b - I_C R_C, \\ U_e &= -U_{BE} - I_B R_{BV} = -U_{BE} - \frac{I_C R_{BV}}{\beta} \approx -U_{BE}. \end{aligned}$$

У останньому рівнянні прийнято, що падінням напруги на  $R_{BV}$  можна знехтувати, якщо  $\beta$  досить велике, а  $R_{BV}$  досить мале. Робоча точка вибира-

ється приблизно посередині передатної характеристики, забезпечуючи максимальний динамічний діапазон.

Прийнявши  $B = \beta = 400$  і  $I_S = 7$  фА (типові значення для малопотужного  $n-p-n$  транзистора типу  $BC547B$ ), для робочої точки з параметрами  $U_b = 5$  В і  $R_C = R_{BV} = 1$  кОм, отримаємо

$$U_a = 2,5 \text{ В} \Rightarrow I_c = \frac{U_b - U_a}{R_C} = 2,5 \text{ мА} \Rightarrow I_B = \frac{I_c}{B} = 6,25 \text{ мкА}$$

$$\Rightarrow U_{BE} = U_T \ln \frac{I_c}{I_S} = 692 \text{ мВ} \Rightarrow U_e = -U_{BE} - I_B R_{BV} = -698 \text{ мВ}.$$

У цьому випадку падіння напруги на  $R_{BV}$  становить тільки 6,25 мВ і може не враховуватися, тобто для напруги бази транзистора виконується  $U_B \approx 0$ .

**Режим насичення.** При  $U_e < -0,72$  В транзистор переходить у стан насичення, і колекторний перехід проводить струм. У цій зоні  $U_{CE} = U_{CE, sat}$ ,  $U_a = -U_e + U_{CE, sat}$  і струм бази, який обмежений допустимим значенням резистора  $R_{BV}$ , дорівнює

$$I_B = -\frac{U_e + U_{BE}}{R_{BV}} \approx -\frac{U_e + 0,72 \text{ В}}{R_{BV}}.$$

**Передатна характеристика схеми, керованої джерелом струму.** Джерело струму  $I_e$  також може використовуватися для керування схемою (рис. 3.36). При цьому в діапазоні  $-5,5 \text{ мА} \leq I_e \leq 0$  при  $U_b = 5$  В і  $R_C = R_{BV} = 1$  кОм вона працює як перетворювач струм-напруга

$$U_a = U_b - I_c R_C = U_b + \frac{B}{1+B} I_E R_C \approx U_b + I_e R_C,$$

$$U_e = -U_{BE} - I_B R_{BV} = -U_{BE} \approx -U_T \ln\left(-\frac{I_e}{I_S}\right).$$

$$I_e = I_E \approx -I_c.$$

У цій зоні транзистор функціонує в нормальному режимі і передатна характеристика майже лінійна. При  $I_e > 0$  транзистор закривається, а при  $I_e < -5,5$  мА переходить у стан насичення. На практиці керування за струмом найчастіше здійснюється у схемах з загальним емітером або з загальною базою.

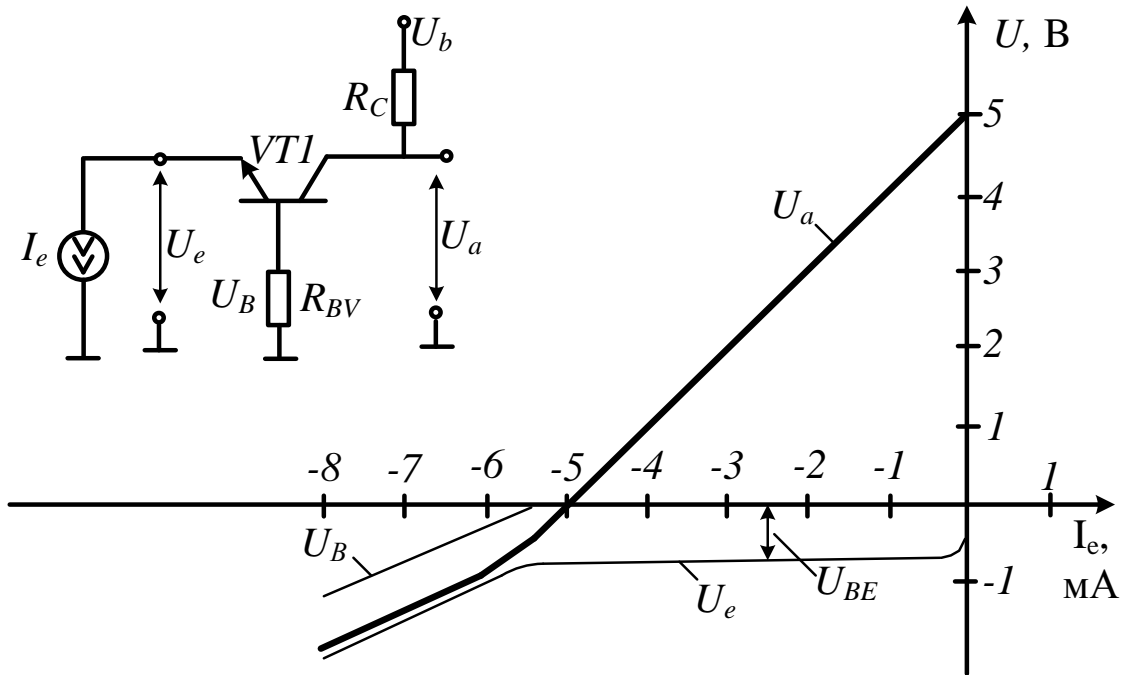


Рисунок 3.36 – Схема і передатні характеристики каскаду з загальною базою, керованою джерелом струму

**3.6.4 Складені транзистори.** У багатьох ІС застосовуються комбінації з декількох (зазвичай двох) транзисторів, з'єднаних між собою так, що їх можна розглядати як єдине ціле – складений транзистор. Складені транзистори мають властивості, які важко чи неможливо одержати від одного транзистора.

Серед складених транзисторів найпоширенішою є так звана пара Дарлінгтона (рис. 3.37). Її головна особливість – велике значення коефіцієнта підсилення базового струму.

Дійсно, з рис. 3.37, а випливає:

$$I_{B2} = I_{E1} = (B_1 + 1)I_B; \quad I_K = B_1 I_B + B_2 I_{B2}.$$

Підставляючи значення  $I_{B2}$  у другу рівність і поділивши обидві частини на  $I_B$ , одержуємо еквівалентний коефіцієнт підсилення пари Дарлінгтона:

$$B = B_1 + B_2 + B_1 B_2. \quad (3.21)$$

В усіх практичних випадках перші два члени у правій частині несуттєві і еквівалентний коефіцієнт підсилення можна записати у вигляді

$$B = B_1 B_2.$$

Якщо складові  $B_1$  і  $B_2$  мають значення 100–200, то підсумковий коефіцієнт  $B$  складає  $(1-4) \cdot 10^4$ . Приблизно таким же буде і диференціальний коефіцієнт підсилення  $\beta$ .

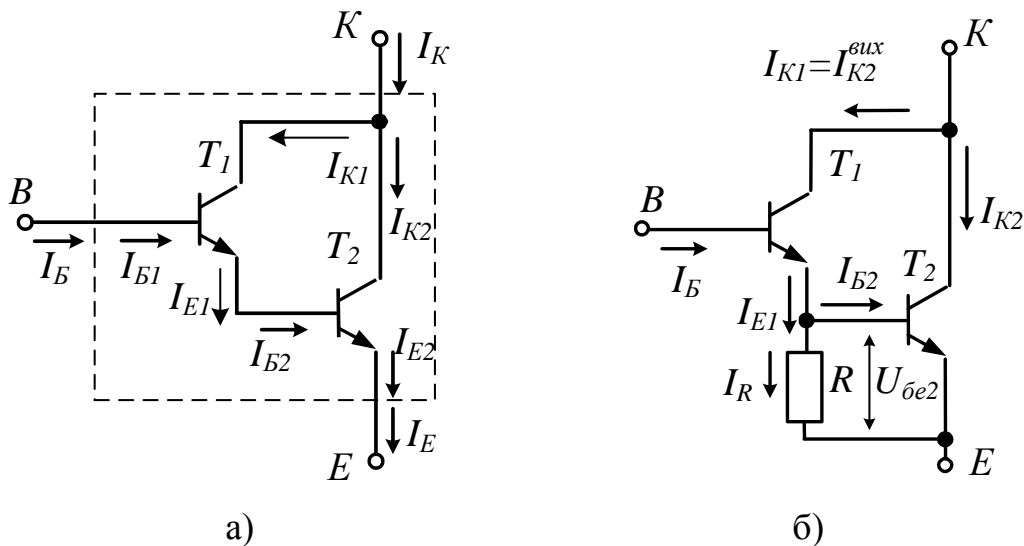


Рисунок 3.37 – Пара Дарлінгтона: а – найпростіша; б – з вирівнюванням струмів

Водночас, транзистори в парі Дарлінгтона працюють в істотно різних режимах робочих точок: емітерний струм  $I_{E2}$  перевищує струм  $I_{E1}$  приблизно в  $B_2$  разів. Враховуючи залежність  $B(I_E)$ , дійдемо висновку, що коефіцієнт  $B_1$  може бути істотно менший, ніж  $B_2$ . Тому реальні значення коефіцієнта  $B$  складають кілька тисяч.

Для вирівнювання струмів  $I_{E1}$  і  $I_{E2}$  паралельно емітерному переходу транзистора  $T_2$  включають резистор  $R$  (рис. 3.37, б). Струм резистора  $I_R$  приблизно дорівнює  $U_{BE2}/R$ . Цей струм можна зробити близьким до струму  $I_{E1}$  для того, щоб струм  $I_{B2}$  складав невелику частину струму  $I_{E1}$ . Тоді емітерні і колекторні струми обох транзисторів будуть приблизно однакові.

Проте диференціальний коефіцієнт  $\beta$  може бути і не досить великим. Порівняно зі значеннями (3.21) він зменшиться у відношенні  $R/R_{BX}$ , де  $R_{BX}$  – вхідний опір транзистора  $T_2$  з боку бази. Розрахунки показують, що це зменшення складає 3–8 разів, так що значення  $\beta$  лежать у межах 1000–5000. Параметри  $r_E$  і  $r_K$  пари Дарлінгтона близькі до відповідних параметрів транзистора  $T_1$ .

На рис. 3.38 показана схема ще одного складеного транзистора, який називається складеним  $p-n-p$  транзистором за схемою Шиклаї. У цьому випадку мова йде про відповідне з'єднання двох транзисторів різного типу:

$p-n-p$  і  $n-p-n$ . Проте напрямок протікання підсумкових струмів, як видно з рисунка, відповідає транзисторові  $p-n-p$ -типу. Що стосується коефіцієнта підсилення, то він визначається рівнянням  $V = V_1 + V_1V_2$ , що практично збігається з рівнянням (3.21) для пари Дарлінгтона.

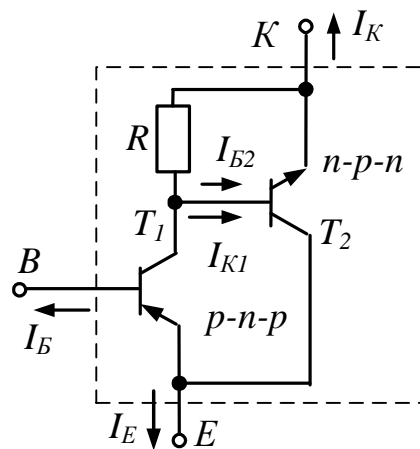


Рисунок 3.38 – Складений  $p-n-p$ -транзистор за схемою Шиклаї

Інтегральні  $p-n-p$ -транзистори поступаються  $n-p-n$ -транзисторам, зокрема, за коефіцієнтом підсилення  $V$ . У цьому відношенні складений  $p-n-p$ -транзистор має явні переваги, тому що його коефіцієнт підсилення перевищує коефіцієнт підсилення  $n-p-n$ -транзистора, що входить до складу схеми. Водночас транзистор  $T_1$  можна реалізувати за рахунок, наприклад, «паразитного»  $p-n-p$ -транзистора з малим коефіцієнтом підсилення. Швидкодія складеного  $p-n-p$  транзистора Шиклаї така сама, як у складеного  $p-n-p$ -транзистора Дарлінгтона.

### 3.7 Контрольні запитання

1. Які статичні характеристики БТ Ви знаєте?
2. Які динамічні характеристики БТ Ви знаєте?
3. Які переваги надає застосування складених транзисторів?
4. Яка різниця між складеними транзисторами Шиклаї та складеними транзисторами Дарлінгтона?
5. Які ви знаєте схеми вмикання БТ?
6. Охарактеризуйте схему вмикання ЗБ.
7. Охарактеризуйте схему вмикання ЗЕ.
8. Охарактеризуйте схему вмикання ЗК.
9. Що характеризує коефіцієнт  $V$ ?
10. Чим відрізняються коефіцієнти  $V$  і  $\beta$ ?
11. Яким чином впливає тип генератора вхідного сигналу на напругу Ерлі БТ у підсилювальному каскаді ЗЕ?

12. Яка з математичних моделей використовується для опису статичних характеристик БТ?
13. Яка з математичних моделей використовується для опису динамічних характеристик БТ?
14. Поясніть відмінності між схемами Дарлінгтона і Шиклаї.
15. Яка зі схем складених транзисторів має більший коефіцієнт підсилення струму? Відповідь обґрунтувати.



## РОЗДІЛ 4 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польовий транзистор є напівпровідниковим схемним елементом з трьома виводами, які називаються заслоном (*Gate, G*), виток (Source, *S*) і стоком (*Drain, D*). Розрізняють дискретні польові транзистори та інтегральні.

Дискретні призначені для монтажу на друкованих платах і мають власний корпус. Інтегральні разом з іншими елементами схеми виконуються на загальній напівпровідниковій підкладці, яка має четвертий вивід, що називається підкладкою і позначається символом *B*.

**Принцип дії.** У польовому транзисторі ділянка стік-витік проводить струм під впливом напруги, прикладеної між заслоном і витком. Водночас, струм заслону є надзвичайно малим і ним можна знехтувати. Інакше кажучи, транзистор керується без витрат потужності. Слід зазначити, що при цьому можливі різні підходи щодо реалізації приладів:

– у разі польового МДН транзистора (*MOSFET*) або польового транзистора з ізолюваним заслоном (*IGFET*) заслон відокремлений від каналу оксидним шаром  $SiO_2$  (рис. 4.1), що дозволяє прикладати напругу обох полярностей, не викликаючи протікання струму заслону. Напруга керування впливає на щільність носіїв заряду в інверсійному шарі під заслоном. Цей шар утворює канал, що робить можливим протікання струму. Без інверсійного шару принаймні один з *p-n* переходів між витком і підкладкою або стоком і підкладкою є замкненим, тому протікання струму неможливе. Залежно від міри легування каналу отримують МДН транзистори збідненого або збагаченого типу. У МДН транзисторах збідненого типу при  $U_{GS} = 0$  протікає струм стоку, тоді як у приладах збагаченого типу струм відсутній. Разом із заслоном підкладка також керує струмом, але значно слабше;

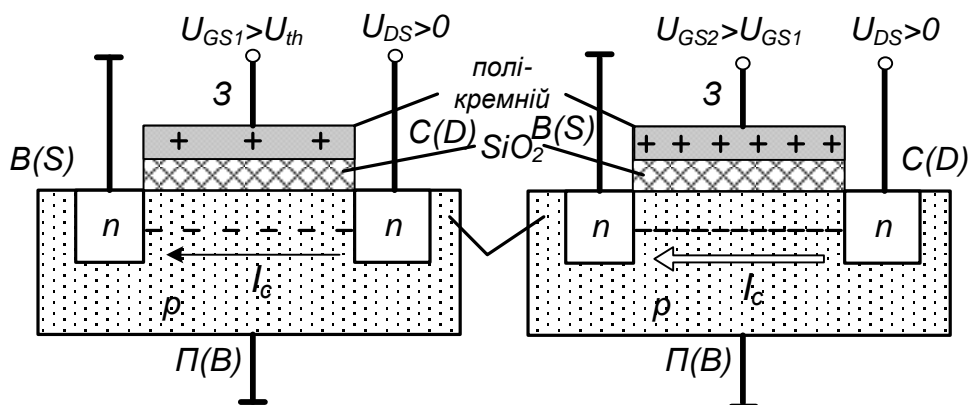


Рисунок 4.1 – Графічна інтерпретація принципу дії *n*-каналного МДН транзистора

– у польовому транзисторі з керованим *p-n* переходом (*JFET*) напруга керування впливає на протяжність шару в закривальному напрямі робочого *p-n* переходу. Це приводить до зміни провідності каналу між стоком і

витоком (рис. 4.2). Оскільки заслін не відокремлений від каналу,  $p$ - $n$  перехід може бути зміщений у прямому напрямі; проте в цьому випадку втрачається перевага управління без витрат потужності, тому такий режим практично не застосовується. У польовому транзисторі із заслоном Шотткі (*MESFET*) замість  $p$ - $n$  переходу використовується перехід метал-напівпровідник. Принцип дії у нього той самий, що і у звичайного польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$  переходом. Транзистори типу *JFET* і *MESFET* працюють у режимі збіднення, коли при напрузі  $U_{GS} = 0$  протікає струм стоку.

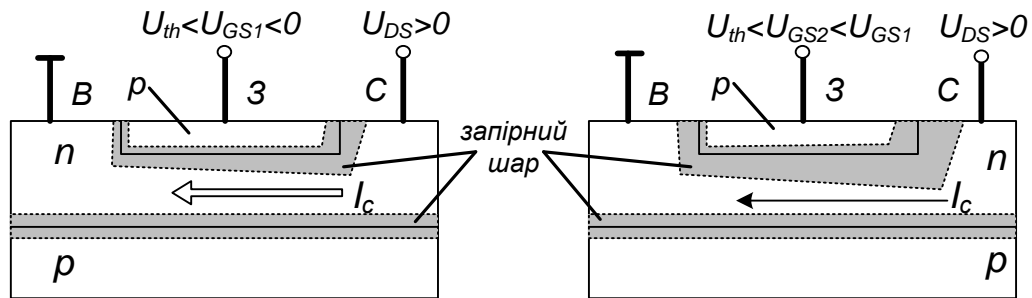


Рисунок 4.2 –Принцип дії n-канального польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$  переходом

З рис. 4.1 і 4.2 видно, що МДН транзистор і транзистор з керуючим  $p$ - $n$  переходом симетричні, тобто стік і витік взаємозамінні. Проте більшість дискретних польових транзисторів будуються дещо несиметричними.

Як МДН транзистори, так і транзистори з керуючим  $p$ - $n$  переходом випускаються в  $n$ - і  $p$ -канальному виконанні, тобто всього існує шість типів польових транзисторів. Їх графічні умовні позначення разом із вольт-амперними характеристиками показані на рис. 4.3. У таблиці. 4.1 наведено полярності напруги заслін-витік  $U_{GS}$  і стік-витік  $U_{DS}$ , струму стоку  $I_D$  і порогової напруги  $U_{th}$ . Пороговою напругою зазвичай оперують стосовно до МДН транзисторів; у транзисторах з керуючим  $p$ - $n$  переходом замість  $U_{th}$  використовується напруга насичення  $U_p$ . Тут заради одноманітності позначень для усіх польових транзисторів застосовується  $U_{th}$ .

Через польові транзистори з керуючим переходом при напрузі  $U_{GS} = 0$  протікає найбільший струм стоку. Такі транзистори називають нормально відкритими. Аналогічні властивості мають МДН транзистори збідненого типу. Навпаки, МДН транзистори збагаченого типу запираються при значеннях  $U_{GS}$ , близьких до нуля. Їх називають нормально закритими. Струм стоку протікає через  $n$ -канальні МДН транзистори збагаченого типу тоді, коли  $U_{GS}$  перевищує деяке додатне значення. Існують також МДН транзистори (проміжні між транзисторами збідненого і збагаченого типів), в яких при  $U_{GS} = 0$  протікає деякий середній струм каналу.

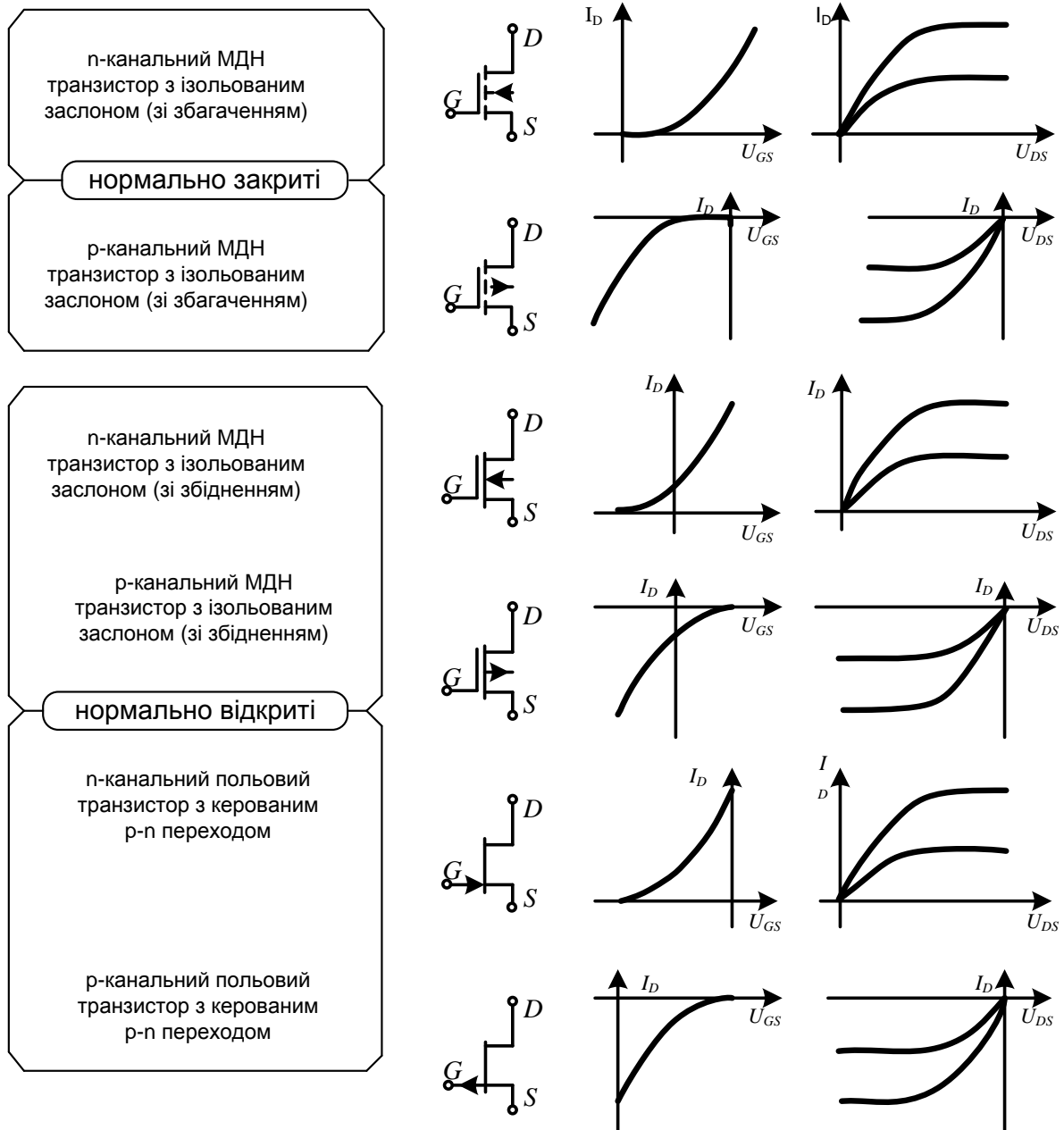


Рисунок 4.3 – Типи польових транзисторів

Таблиця 4.1 – Полярність напруги і струмів у нормальному режимі

Типи польових транзисторів	<i>n</i> -канальний	<i>p</i> -канальний
1	2	3
МДН транзистор зі збагаченням	$U_{th} > 0$ $U_{GS} > U_{th}$ $U_{DS} > 0$ $I_D > 0$	$U_{th} < 0$ $U_{GS} < U_{th}$ $U_{DS} < 0$ $I_D < 0$

Продовження таблиці 4.1

1	2	3
МДН транзистор зі збідненням	$U_{th} < 0$ $U_{GS} > U_{th}$ $U_{DS} > 0$ $I_D > 0$	$U_{th} > 0$ $U_{GS} < U_{th}$ $U_{DS} < 0$ $I_D < 0$
Польовий транзистор із керуючим $p$ - $n$ переходом	$U_{th} < 0$ $U_{th} < U_{GS} < 0$ $U_{DS} > 0$ $I_D > 0$	$U_{th} > 0$ $0 < U_{GS} < U_{th}$ $U_{DS} < 0$ $I_D < 0$

#### 4.1 Властивості польових транзисторів

Властивості польових транзисторів найпростіше уявити у вигляді характеристик. Вони визначають залежність між струмами і напругою транзистора у разі, коли всі величини статичні, тобто постійні або змінюються в часі повільно. У розрахунках польових транзисторів використовуються прості співвідношення, що досить строго описують їх. Проте при перевірці функціонування схем за допомогою комп'ютерного моделювання необхідно враховувати вторинні ефекти. Для цього є складніші моделі, здатні відтворювати динамічну поведінку схеми, яка керується сигналами синусоїдальної або імпульсної форми.

**4.1.1 Характеристики.** Задаючи на  $n$ -канальному польовому транзисторі різні напруги заслін-витік  $U_{GS}$  і вимірюючи струм стоку  $I_D$  як функцію напруги стік-витік  $U_{DS}$ , отримаємо сім'ї вихідних характеристик (рис. 4.4).

У принципі вони однакові для всіх  $n$ -канальних польових транзисторів; відрізняються лише напруги заслін-витік  $U_G$ , специфічні для кожного типу таких транзисторів. Струм стоку протікає тільки тоді, коли  $U_{GS}$  перевищує порогове значення напруги  $U_{th}$ ; при цьому розрізняють дві зони:

- при  $U_{DS} < U_{DS,ab} = U_{GS} - U_{th}$  польовий транзистор працює в лінійній зоні; таку назву вибрано тому, що при  $U_{DS} = 0$  вольт-амперні характеристики майже лінійні на початку координат і співвідношення струмів і напруг подібні омичному опору. З наближенням до граничної напруги  $U_{DS,ab}$  нахил характеристики зменшується, а при  $U_{DS} < U_{DS,ab}$  вона стає майже горизонтальною;
- при  $U_{DS} > U_{DS,ab}$  характеристики йдуть практично паралельно осі абсцис (горизонтально); цю зону називають активною зоною. При  $U_{GS} < U_{th}$  струм не протікає і транзистор працює в зоні відсікання.

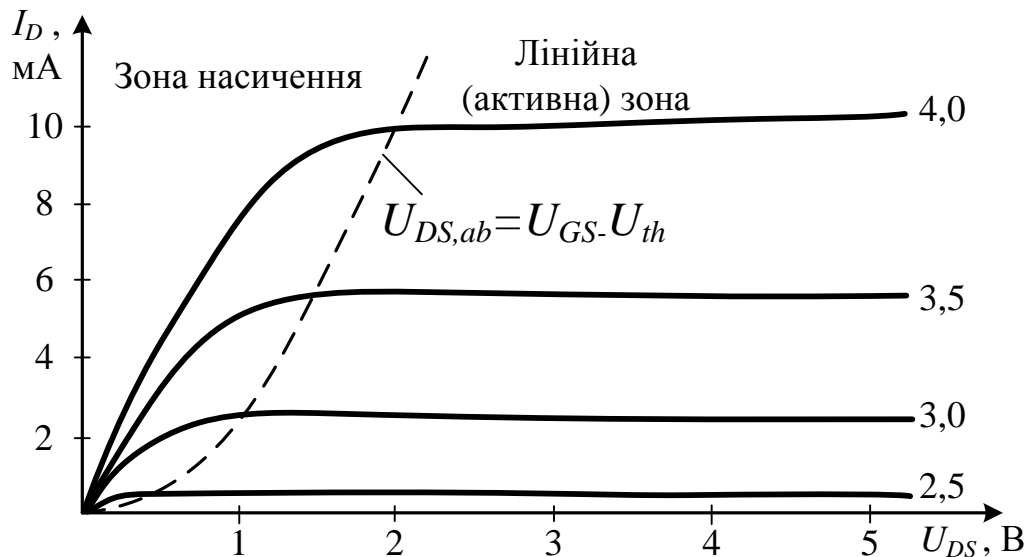


Рисунок 4.4 – Сім'я вихідних характеристик  $n$ -канального польового транзистора

**Зона насичення.** Виникнення насичення в МДН транзисторі пов'язано з падінням концентрації носіїв заряду в каналі і його звуженням. Це відбувається в міру зростання напруги  $U_{DS}$ , насамперед з боку стоку, оскільки там напруга між заслоном і каналом є мінімальною

$$U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} < U_{GS} \text{ при } U_{DS} > 0.$$

Відсікання має місце, як тільки  $U_{GD} < U_{th}$ ; звідси для межі між лінійною зоною і зоною відсікання отримуємо:

$$U_{GD} = U_{GS} - U_{DS,ab} \equiv U_{th} \Rightarrow U_{DS,ab} = U_{GS} - U_{th}.$$

Через канал протікає струм стоку, оскільки носії заряду здатні перетинати зону насичення. Однак подальше зростання  $U_{DS}$  лише слабо впливає на провідну частину каналу, тому струм стоку залишається приблизно постійним. Мізерний залишковий вплив  $U_{DS}$  у цій зоні насичення називається модуляцією довжини каналу і викликає лише слабке зростання струму стоку при збільшенні напруги  $U_{DS}$ . У зоні насичення, коли  $U_{GS} < U_{th}$ , канал замикається і протікання струму стає неможливим.

**Сім'я передатних характеристик.** У зоні насичення струм стоку залежить переважно від  $U_{GS}$ . Якщо побудувати графік  $I_D$  для різних чень  $U_{DS}$ , відповідних зоні насичення, як функцію  $U_{GS}$ , отримаємо сім'ю передатних характеристик, наведену на рис. 4.5. Поряд з характеристиками МДН транзисторів із вбудованим каналом, що працюють в режимі збага-

чення, наведені також характеристики МДН транзисторів з індукованим каналом, що функціонують у режимі збіднення, і польових транзисторів з керуючим  $p$ - $n$  переходом. Внаслідок слабкої залежності  $U_{DS}$  окремі характеристики кожного з типів транзисторів майже зливаються. При  $U_{GS} < U_{th}$  струм не протікає, оскільки запирається канал на всій довжині.

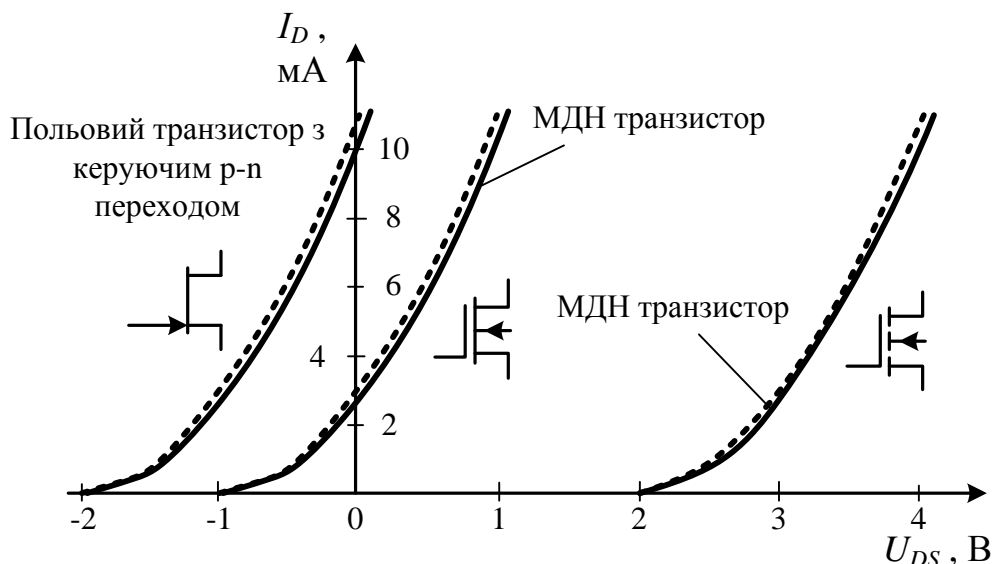


Рисунок 4.5 – Передатні характеристики  $n$ -канальних польових транзисторів

**4.1.2 Польовий транзистор як керований резистор.** Польові транзистори в лінійній зоні можна застосовувати і як керований резистор (рис. 4.6, а), якщо скористатися залежністю опору каналу стік–витік від напруги  $U_{ST} = U_{GS}$ . При цьому:

$$\frac{1}{R(U_{GS})} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_{OB}$$

Проте опір є нелінійним у силу залежності від  $U_{DS}$ . Особливий інтерес викликає початковий опір  $R_{DS}$ , поблизу точки  $U_{DS} = 0$ :

$$R_{DS,on} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_{U_{DS} = 0} = \frac{1}{K(U_{GS} - U_{th})}$$

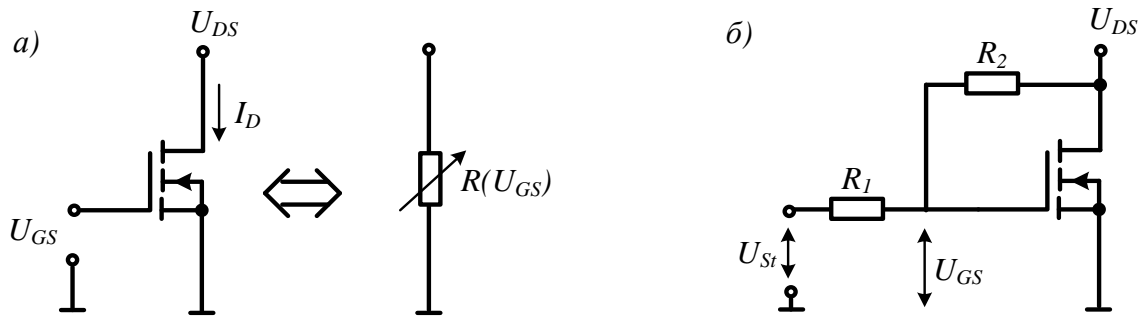


Рисунок 4.6 – Польовий транзистор як керований резистор:  
а) звичайна схема; б) лінеаризована схема

Оскільки в зоні  $U_{DS} = 0$  характеристики майже лінійні,  $R_{DS,on}$  не залежить від  $U_{DS}$  і при малих змінах вхідного сигналу польовий транзистор поводить себе як регульований лінійний опір. Проте зі зростанням амплітуди кривизна характеристик стає значною, і реакція транзистора на сигнал буде все більш нелінійною. Щоб покращити лінійність, напруга керування подається не прямо на заслін, а після підсумовування з часткою напруги стік-витік. Для цього використовується, наприклад, діляник напруги з двох однакових високоомних резисторів, які включаються в коло зворотного зв'язку між заслоном і стоком, при цьому

$$U_{GS} = \frac{U_{DS}R_1 + U_{st}R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{DS} + U_{st}}{2}.$$

Скориставшись раніше наведеними залежностями, можна показати, що

$$\frac{1}{R(U_{st})} = K \left( \frac{U_{st}}{2} - U_{th} \right) \left( 1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) \approx K \left( \frac{U_{st}}{2} - U_{th} \right).$$

Безумовно, деяка залежність від  $U_{DS}$  зберігається, але вона значно слабша, ніж у випадку простої схеми рис. 4.6, а, про що свідчить порівняння кривих на рис. 4.7.

Точне підстроювання діляника напруги дозволяє зменшити залишкову нелінійність. Для оптимального вибору номіналів опорів діляника треба застосувати вираз

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_A - 2U_{st} + 2U_{th}}{U_A - 2U_{th}}$$

і повторити наведений розрахунок, відмовившись від допущення  $R_1 = R_2$ . Проте результат залежить також від напруги керування  $U_{st}$ , іншими словами, лінеаризація буде строгою тільки при певній напрузі керування. Нехай  $K = 5 \text{ мА/В}^2$ ,  $U_{th} = 2 \text{ В}$ ,  $U_A = 100 \text{ В}$  і  $U_{st} = 8 \text{ В}$ , тоді  $R(U_{st} = 8 \text{ В}) = 100 \text{ Ом}$  і  $R_1/R_2 = 0,917$ .

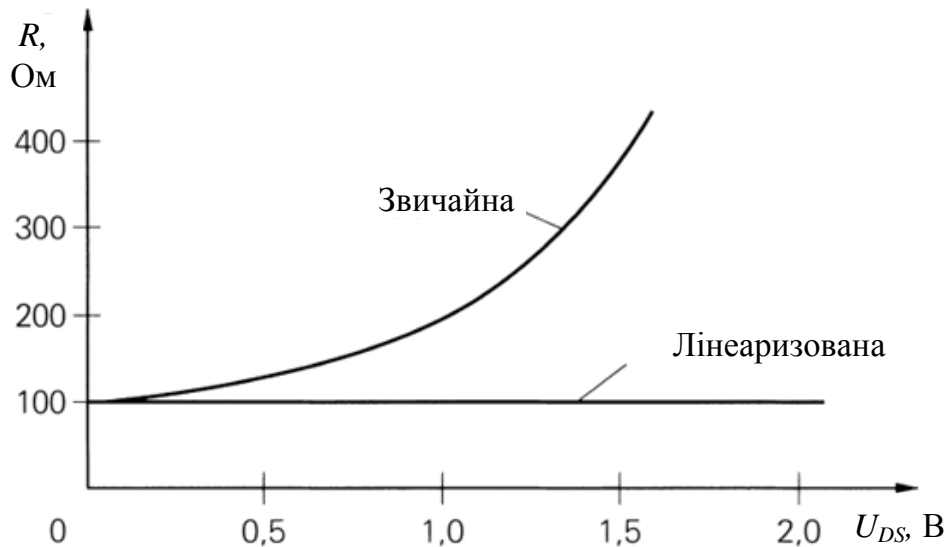


Рисунок 4.7 – Порівняння змінення опору при  $K = 5 \text{ мА/В}^2$ ,  $U_{th} = 2 \text{ В}$ ,  $U_A = 100 \text{ В}$ ,  $U_{GS} = 4 \text{ В}$  і відповідно  $U_{st} = 8 \text{ В}$

**4.1.3 Робоча точка та режим малих сигналів.** Польові транзистори призначені, зокрема, для лінійного підсилення напруг і струмів у режимі малих сигналів. Цей режим передбачає експлуатацію польового транзистора в певній робочій точці.

**Робоча точка.** Робоча точка  $A$  характеризується напругами  $U_{DS,A}$ ,  $U_{GS,A}$ , струмом  $I_{D,A}$  і задається зовнішніми колами. Режим підсилення доцільно реалізувати з робочою точкою в активній зоні. На рис. 4.8 показано установлення робочих точок, а також полярність напруг і струмів для польових транзисторів різних типів.

Відповідно до передатних характеристик, наведених на рис. 4.5, для  $n$ -канальних польових транзисторів тут прийняті порогові напруги  $U_{th} = 2 \text{ В}$  і питома крутизна  $K = 5 \text{ мА/В}^2$ .

Вибравши для прикладу струм  $I_{D,A} = 3 \text{ мА}$ , при  $U_{GS,A} = U_{th} + 1,1 \text{ В}$  отримаємо, нехтуючи ефектом Ерлі:

$$I_D \approx \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 = 2,5 \frac{\text{мВ}}{\text{В}^2} \cdot 1,1 \text{ В}^2 = 3 \text{ мА}.$$



У разі  $p$ -канального польового транзистора напруга  $U_{th}$  протилежна за знаком і тоді  $I_D = -3 \text{ mA}$  при  $U_{GS} = U_{th} - 1,1 \text{ V}$ .

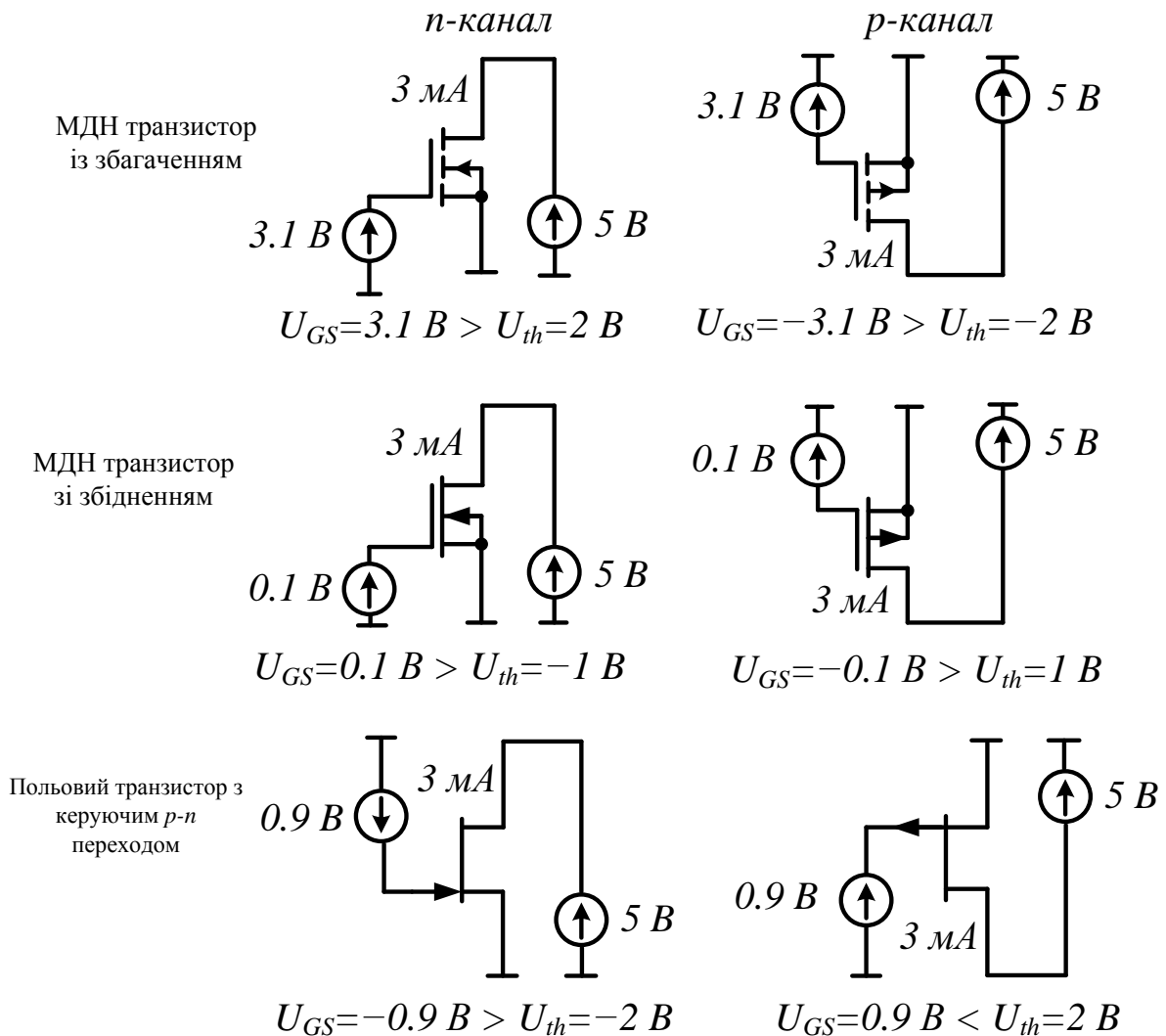


Рисунок 4.8 – Установлення робочої точки для  $I_{D,A} = 3 \text{ mA}$  у  $n$ - і  $p$ -канальних польових транзисторах при  $K = 5 \text{ mA/V}^2$

**Рівняння й параметри режиму малих сигналів.** Змінні режиму малих сигналів. При приростах вхідного сигналу робочої точки невеликі зміни напруг і струмів поблизу робочої точки називаються напругами і струмами режиму малих сигналів. За визначенням:

$$u_{GS} = U_{GS} - U_{GS,A}, u_{DS} = U_{DS} - U_{DS,A}, i_D = I_D - I_{D,A}.$$

**Лінеаризація.** Лінеаризація полягає в тому, що значення характеристики заміняють відповідними їм у робочій точці. Для цього роблять розкладання залежності  $i_D = f(U_{GS}, U_{DS})$  в ряд Тейлора в робочій точці і обмежують ряд лінійними членами:

$$i_D = I_D(U_{GS,A} + u_{GS}, U_{DS,A} + u_{DS}) - I_{D,A} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A u_{GS} + \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_A u_{DS} + \dots$$

**Рівняння режиму малих сигналів.** Параметрами режиму малих сигналів вважають частинні похідні в робочій точці. При цьому

$$i_g = 0,$$

$$i_D = S u_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} u_{DS}.$$

**Параметри режиму малих сигналів у зоні насичення.** Крутизна  $S$  описує залежність струму стоку  $I_D$  від напруги заслін-витік  $U_{GS}$  у робочій точці. Крутизна визначається з групи передатних характеристик (див. рис. 4.5) як нахил дотичної в робочій точці і показує, рівень нахилу передатної характеристики. Диференціюючи рівняння режиму великого сигналу, отримуємо:

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A = K(U_{GS,A} - U_{th})(1 + \frac{U_{DS,A}}{U_A})^{U_{DS,A} \leq U_A} \approx K(U_{GS,A} - U_{th}).$$

За визначенням крутизна пропорційна питомій крутизні  $K$ . Зміну крутизни у  $n$ -канального польового транзистора при  $K = 5 \text{ мА/В}^2$  показано на рис. 4.9, а на рис. 4.5 наведено відповідні передатні характеристики.

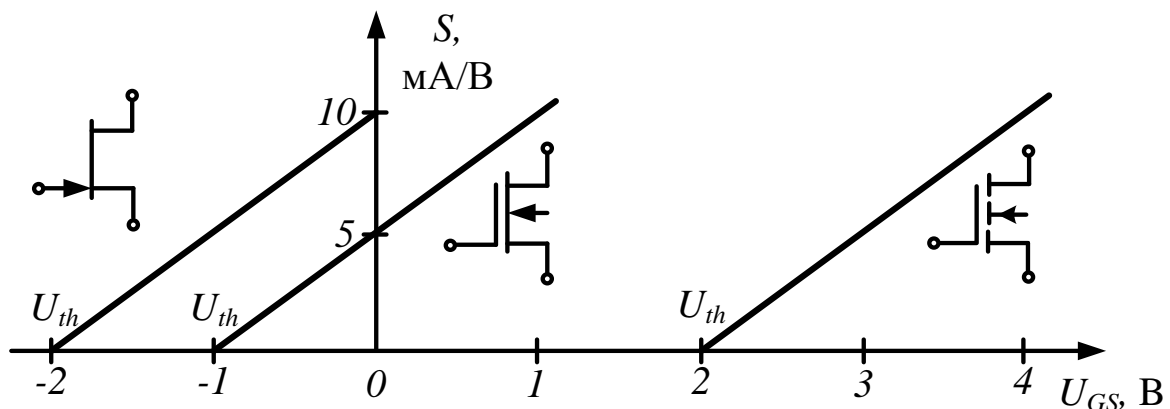


Рисунок 4.9 – Залежність крутизни у  $n$ -канального польового транзистора з передатними характеристиками, поданими на рис. 4.5 ( $K = 5 \text{ мА/В}^2$ )

Прямі будують за точками:

$$K = \frac{\partial S}{\partial U_{GS}} = \frac{\partial^2 I_D}{\partial U_{GS}^2}.$$

На відміну від біполярного транзистора, в розрахунок крутості якого входить тільки колекторний струм  $I_{C,A}$ , в польовому транзисторі разом зі струмом стоку  $I_{D,A}$  необхідно враховувати питому крутизна  $K$ . Водночас, залежність від  $U_A$  слабка. На практиці користуються наближеною формулою

$$K \approx \frac{S^2}{2I_{D,A}}.$$

Вихідний опір у режимі малих сигналів  $r_{DS}$  описує залежність струму стоку  $I_D$  від напруги стік-витік  $U_{DS}$  у робочій точці. Його можна визначити у вигляді:

$$r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_A = \frac{U_A + U_{DS,A}}{I_{D,A}} \approx \frac{U_A}{I_{D,A}}.$$

### Параметри режиму малих сигналів у лінійній зоні

У лінійній зоні має місце  $U_{DS} \ll U_A$ , внаслідок чого

$$S_{OB} \approx KU_{DS,A},$$

а

$$r_{DS,OB} \approx \frac{1}{K(U_{GS,A} - U_{th} - U_{DS,A})}.$$

**Межі застосування концепції малих сигналів.** Бажано уточнити, наскільки великими можуть бути коливання вхідного сигналу відносно робочої точки без порушення режиму малих сигналів. На практиці все визначається нелінійними спотвореннями, які не повинні виходити за межі, специфічні для конкретної галузі застосування. Таке граничне значення часто задається у вигляді максимально допустимого клір-фактора. У режимі малих сигналів треба застосовувати ряд Тейлора з відкиданням нелінійних членів. Якщо їх врахувати, але знехтувати модуляцією довжини каналу ( $U_A \rightarrow \infty$ ), то для струму стоку при малих сигналах отримаємо:

$$i_D = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A u_{GS} + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 I_D}{\partial U_{GS}^2} \right|_A u_{GS}^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{\partial^3 I_D}{\partial U_{GS}^3} \right|_A u_{GS}^3 + \dots = \sqrt{2KI_{D,A}} u_{GS} + \frac{K}{2} u_{GS}^2.$$

У разі гармонічного вхідного сигналу  $U_{GS} = U_{GS} \cos wt$  маємо:

$$i_D = \frac{K}{4} u_{GS}^2 + \sqrt{2KI_{D,A}} u_{GS} \cos wt + \frac{K}{4} u_{GS}^2 \cos 2wt.$$

Клір-фактор  $k$  визначається як відношення амплітуд другої гармоніки з частотою  $2\omega$  до основної

$$k = \frac{i_{D,2\omega t}}{i_{D,\omega t}} = (u_{GS}/4) \sqrt{\frac{K}{2I_{D,A}}} = \frac{\hat{u}_{GS}}{4(u_{GS,A} - U_{th})}.$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень є обернено пропорційним  $\sqrt{I_{D,A}}$  і  $U_{GS,A} - U_{th}$ . Він зменшується зі збільшенням струму стоку при незмінному вхідному сигналі. У дискретних транзисторах  $U_{GS,A} - U_{th} \approx 1 \dots 2$  В, так що при  $\hat{u}_{GS} < 40 \dots 80$  мВ клір-фактор складе  $k < 1\%$ . Порівняння з аналогічним виразом для БТ свідчить про те, що при однакових клір-факторах польовий транзистор допускає набагато більшу амплітуду сигналів порівняно з біполярними транзисторами, в яких тільки при  $\hat{u}_{BE} < 1$  мВ досягає  $k < 1\%$ .

#### 4.2 Температурні залежності в польових транзисторах

Температурні залежності МДН транзисторів і польових транзисторів із керуючим  $p$ - $n$  переходом дещо різні.

Порогова напруга  $U_{th}$  і питома крутизна МДН транзистора залежать від температури. Температурний коефіцієнт струму стоку для  $n$ -канального МДН транзистора в зоні насичення знаходиться у вигляді

$$\frac{1}{I_D} \frac{dI_D}{dT} = \frac{1}{K} \frac{dK}{dT} - \frac{2}{U_{GS} - U_{th}} \frac{dU_{th}}{dT}.$$

При цьому питома крутизна зменшується зі зростанням температури:

$$\begin{aligned} T &= 300 \text{ K} \\ \frac{1}{K} \frac{dK}{dT} &= -\frac{m_\mu}{T} \approx -5 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}. \end{aligned}$$

Типові значення складають  $U_{inv} \approx 0,55 \dots 0,8$  В,  $dU_{inv}/dT \approx -2,3 \dots -1,7$  мВ/К і  $\gamma \approx 0,3 \dots 0,8$  В<sup>1/2</sup>; тоді

$$\frac{dU_{th}}{dT} = -3,5 \dots -2 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Оскільки температурні коефіцієнти  $K$  і  $U_{th}$  від'ємні, температурний коефіцієнт струму стоку може бути додатним або від'ємним. Отже, існує температурна компенсаційна точка ТК, в якій температурний коефіцієнт наближається до нуля. Для  $n$ -канального МДН транзистора маємо:

$$U_{GS,TK} = U_{th} + 2 \frac{\frac{dU_{th}}{dT}}{\frac{1}{K} \frac{dK}{dT}} \approx U_{th} + 0,8 \dots 1,4 \text{ В},$$

$$I_{D,TK} = K(0,3 \dots 1) \text{ В}^2.$$

На рис. 4.10, а наведено передатна характеристика  $n$ -канального МДН транзистора з точкою температурної компенсації. Для  $p$ -канального МДН транзистора маємо  $U_{GS,TK} = U_{th} - (0,8 \dots 1,4) \text{ В}$  і  $I_{D,TK} = -(0,3 \dots 1) \text{ КВ}^2$ .

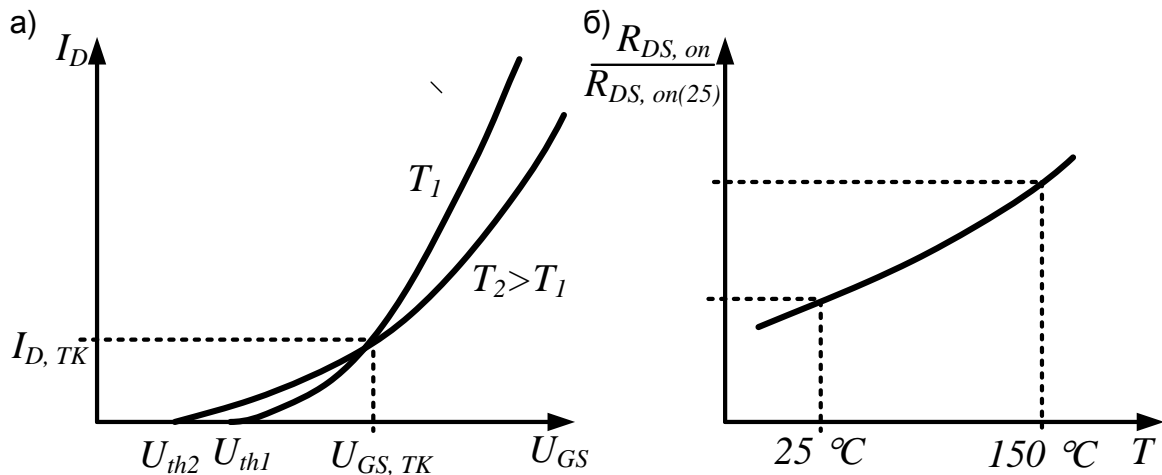


Рисунок 4.10 – Температурні характеристики  $n$ -канального МДН транзистора: а) передатна характеристика; б)  $R_{DS,on}$  – граничний опір

Ці дані належать інтегральним МДН транзисторам. Для дискретних МДН транзисторів має місце  $dU_{th} / dT \approx -5 \text{ мВ/К}$ , звідки:

$$U_{GS,TK(DMOS)} \approx U_{th} + 2 \text{ В},$$

$$I_{D,TK(DMOS)} \approx K 2 \text{ В}^2.$$

На практиці більшість  $n$ -канальних МДН транзисторів працює при  $U_{GS} > U_{GS,TK}$ ; в цьому діапазоні температурний коефіцієнт від'ємний, тобто струм стоку зменшується зі зростанням температури. Такий температурний від'ємний зворотний зв'язок дозволяє реалізувати термостабільний режим.

У лінійній зоні найбільш цікавим, перш за все, є початковий опір  $R_{DS,on}$ , який можна знайти у вигляді

$$U_{GS} \geq U_{th},$$

$$\frac{1}{R_{DS,on}} \frac{dR_{DS,on}}{dT} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}.$$

Звідси випливає, що  $R_{DS,on}$  майже подвоюється при підвищенні температури від 25 до 150 °С. Сумарний хід  $R_{DS,on}$  зображено на рис. 4.10, б.

**Польовий транзистор з керуючим  $p-n$  переходом.** Для нього питома крутизна  $K$  пропорційна провідності каналу  $\sigma$  в силу того, що  $\sigma$  пропорційна  $\mu$ , температурний коефіцієнт виходить таким же, як і у МДН транзистора:

$$\frac{1}{K} \frac{dK}{dT} = -5 \cdot 10^{-3} K^{-1}.$$

Порогова напруга  $U_{th}$  містить в собі складову, яка залежить від температури і дифузійної напруги  $U_{diff}$   $p-n$  переходу між заслоном і каналом. Звідси:

$$\frac{dU_{th}}{dT} = \frac{dU_{diff}}{dT} \approx -2,5 \dots - 1,7 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Тоді для точки температурної компенсації польового транзистора з керуючим  $p-n$  переходом маємо:

$$U_{GS,TK(JFET)} \approx U_{th} + (0,7 \dots 1)\text{В},$$

$$I_{D,TK(JFET)} \approx K(0,25 \dots 0,5)\text{В}^2.$$

## 4.3 Моделі польових транзисторів

**4.3.1 Статичні характеристики.** На відміну від біполярних транзисторів, для яких притаманна загальна модель Гуммеля-Пуна, для польових транзисторів існує безліч моделей зі своїми перевагами і недоліками залежно від галузі застосування, причому деякі з них досить складні. Нижче буде описана модель Рівня 1 для МДН транзистора, що входить майже в усі системи комп'ютерного моделювання електронних схем. Це найменування застосовується в програмах сім'ї *SPICE* для моделювання електронних схем, наприклад, *PSPICE* фірми *MicroSim*. У літературі таку модель часто називають моделлю Шихмана-Ходжеса. Вона зручна для опису дискретних транзисторів із порівняно великими довжиною і шириною каналу, але не підходить для інтегральних МДН транзисторів, які заради високого ступеня інтеграції мають набагато менші габарити. Тут доводиться застосовувати громіздкі моделі Рівня 2, Рівня 3 або модель *BSIM* (*Berkeley Short Channel IGFET model*), створену в університеті Берклі, Каліфорнія, яка свого часу вважалася найрозвиненішою моделлю для МДН транзистора. Для польових транзисторів з керуючим  $p-n$  переходом використовується

власна модель, статична поведінка якої відповідає моделі Рівня 1 для МДН транзистора, хоча в системах комп'ютерного моделювання часто застосовуються інші параметри чи інші позначення параметрів, що мають однаковий зміст.

**Модель МДН транзистора першого рівня.** *N*-канальний МДН транзистор складається з *p*-легованої підкладки, *n*-легованих зон підкладки для стоку і виток, окремого заслона та інверсного каналу між стоком і витком. Така структура описується еквівалентною схемою для великих сигналів (рис. 4.11) з регульованим джерелом струму для каналу і парою діодів для *p-n* переходу між підкладкою і стоком або між підкладкою і витком.

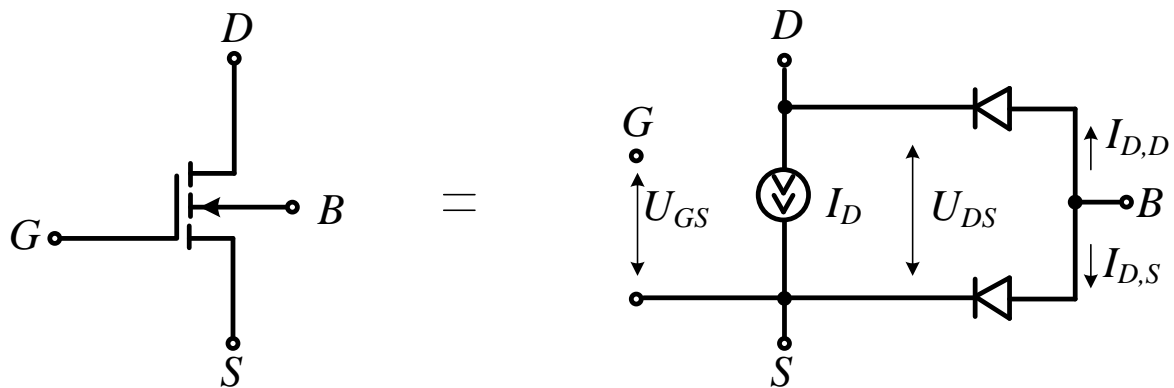


Рисунок 4.11 – Еквівалентна схема *n*-канального МДН транзистора для режиму великих сигналів

У моделі Рівня 1 застосовується рівняння для  $I_D$  у вигляді

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{GS} < U_{th}, \\ \frac{K'_n W}{L} U_{DS} \left( U_{GS} - U_{th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) \left( 1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) & \text{при } U_{GS} \geq U_{th}, \leftrightarrow 0 \leq U_{DS} \leq U_{DS,ab}; \\ \frac{K'_n W}{2L} (U_{GS} - U_{th})^2 \left( 1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) & \text{при } U_{GS} \geq U_{th}, \leftrightarrow U_{DS} \geq U_{DS,ab}. \end{cases}$$

Параметрами тут слугують питома крутизна  $K'_n$ , ширина  $W$  і довжина  $L$  каналу, а також ж напруга Ерлі  $U_A$ .

**Порогова напруга.** Порогова напруга  $U_{th}$  являє собою таку різницю потенціалів заслін–витік, починаючи з якої формується інверсний канал під заслоном (рис. 4.12), а саме:

$$U_{th} = U_{th,0} + \gamma(\sqrt{U_{inv} - U_{BS}} - \sqrt{U_{inv}}),$$

де  $U_{BS}$  – напруга заслін–підкладка,  $\gamma \approx 0,3 \dots 0,8$ – коефіцієнт керування підкладкою, напруга інверсії  $U_{inv} \approx 0,55 \dots 0,8$  В.

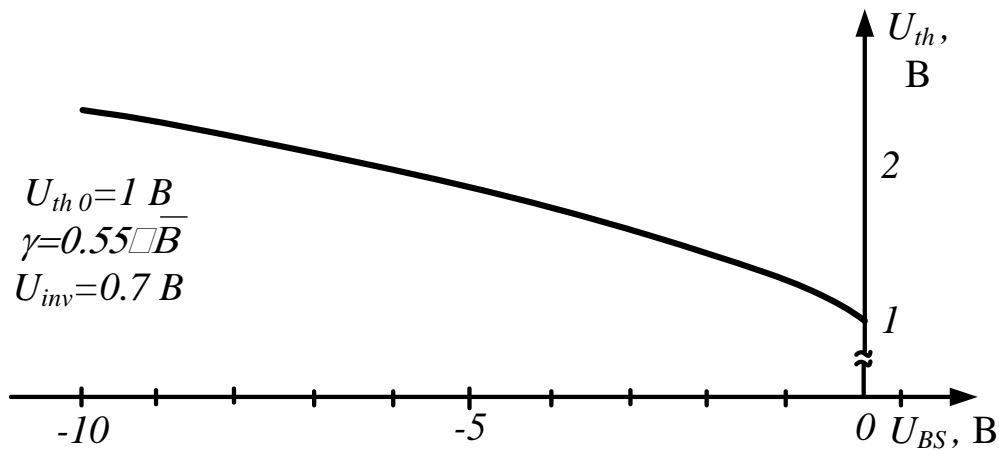


Рисунок 4.12 – Залежність порогової напруги  $U_{th}$  від напруги підкладка-витік  $U_{BS}$  (ефект підкладки)

Ефект підкладки проявляється насамперед в інтегральних схемах, коли всі інтегральні  $n$ -канальні МДН транзистори мають загальну підкладку і функціонують при різних напругах підкладка-витік залежно від робочої точки. Тому інтегральні МДН транзистори з однаковими геометричними розмірами мають неоднакові характеристики, якщо працюють при різних напругах підкладка-стік. Зазначений ефект відсутній у дискретних МДН транзисторах з внутрішнім зв'язком між стоком і підкладкою.

**Діоди підкладки.** Влаштування МДН транзистора припускає наявність діодів підкладки між нею і витіком або стоком; на рис. 4.11 наведено розміщення і полярність названих діодів на еквівалентній схемі  $n$ -канального МДН транзистора. Струми через ці діоди описуються рівняннями:

$$I_{D,S} = I_{S,S} \left( e^{\frac{U_{BS}}{nU_T}} - 1 \right),$$

$$I_{D,D} = I_{S,D} \left( e^{\frac{U_{BD}}{nU_T}} - 1 \right),$$

де зворотні струми відсікання  $I_{S,S}$  і  $I_{S,D}$  і коефіцієнт емісії  $n \approx 1$ .

Замість  $I_{S,S}$  і  $I_{S,D}$  можна ввести щільності зворотного  $J_S$  і граничного  $J_R$  струмів:

$$I_{S,S} = J_S A_S + J_R l_S,$$

$$I_{S,D} = J_S A_D + J_R l_D.$$



Така заміна особливо широко використовується в програмах комп'ютерного проектування інтегральних схем; в цьому випадку  $J_S$  і  $J_R$  є параметрами МДН технології та однакові для всіх  $n$ -канальних МДН транзисторів.

У активному режимі потенціал виводу підкладки  $n$ -канального МДН транзистора не перевищує потенціалу стоку і запирання, тобто  $U_{BS}, U_{BD} \leq 0$  і діоди працюють у зоні запирання. У дискретних МДН транзисторах із внутрішнім зв'язком між витокком і підкладкою ця умова виконується автоматично, поки  $U_{DS} > 0$ .

У інтегральних схемах загальний вивід підкладки  $n$ -канального МДН транзистора пов'язаний з від'ємним полюсом напруги живлення, тому діоди завжди закриті. Значення зворотних струмів  $I_{D,S} \approx -I_{S,S}$  та  $I_{D,D} \approx -I_{S,D}$  вимірюються пікоамперами в малопотужних МДН транзисторах і мікроамперами у потужних, тому, як правило, подібними струмами нехтують.

**4.3.2 Шуми.** Питання опису характеру шумів і розрахунку коефіцієнта шуму викладено на прикладі біполярних транзисторів. Аналогічний підхід застосовано і до польових транзисторів, увівши відповідні джерела шумів.

**Джерела шумів польового транзистора.** У польовому транзисторі з робочою точкою, заданою струмом  $I_{D,A}$ , в зоні насичення діють такі джерела шумів [1]:

- теплові шуми об'ємного опору заслону з

$$|u_{RG,r}(f)|^2 = 4kTR_G;$$

- тепловий шум і  $1/f$ -шум каналу:

$$|i_{D,r}(f)|^2 = \frac{8}{3}kTS + \frac{k_{(1/f)}I_{D,A}^{Y(1/f)}}{f} = \frac{8}{3}kTS \left( 1 + \frac{f g(\frac{1}{f})}{f} \right).$$

Теплова складова в  $|i_{D,r(f)}|^2$  менша теплового шуму омичного опору  $R=1/S$  при  $|i_{D,r(f)}|^2 = 4kT/R$ , оскільки в зоні насичення канал неоднорідний і не знаходиться в стані теплової рівноваги. До того ж з'являється  $1/f$  шум з експериментально обумовленими параметрами  $k(1/f)$  і  $Y(1/f) \approx 1 \dots 2$ . На низьких частотах переважає  $1/f$  складова, а на середніх і високих – тепла. Прирівнюючи ці складові, визначимо граничну частоту для  $1/f$ :

$$Y\left(\frac{1}{f}\right) = 1,$$

$$f_{g(1/f)} = \frac{3 k \left(\frac{1}{f}\right) I_{D,A}^{(Y(1/f))^{-1/2}}}{8 kT \sqrt{K}} = \frac{3 k \left(\frac{1}{f}\right)}{8 kT} \sqrt{\frac{I_{D,A}}{K}}$$

Вона збільшується зі зростанням струму робочої точки. У МДН транзистора виконується наближене співвідношення  $k(1/f) \sim 1/L^2$ , тобто  $1/f$  шум зменшується із зростанням довжини каналу. Типові значення знаходяться в інтервалах  $f_{g(1/f)} \approx 100$  кГц ... 10 МГц в разі МДН транзисторів і  $f_{g(1/f)} \approx 10$  Гц ... 1 кГц у разі польових транзисторів з керуючим  $p-n$  переходом;

- наведений шум заслону

$$|i_{G,r}(f)|^2 = \frac{4}{3} kTS \left(\frac{f}{f_r}\right)^2.$$

Цей струм також обумовлений тепловими шумами каналу, які потрапляють на заслон внаслідок ємнісного зв'язку між ним і каналом. Отже, джерела шумових струмів корельовані. Цю обставину необхідно враховувати при розрахунку коефіцієнта шумів.

На рис. 4.13, а наведена модель МДН транзистора для малих сигналів із джерелами шумів  $u_{RG,r}$ ,  $i_{G,r}$  і  $i_{D,r}$ .

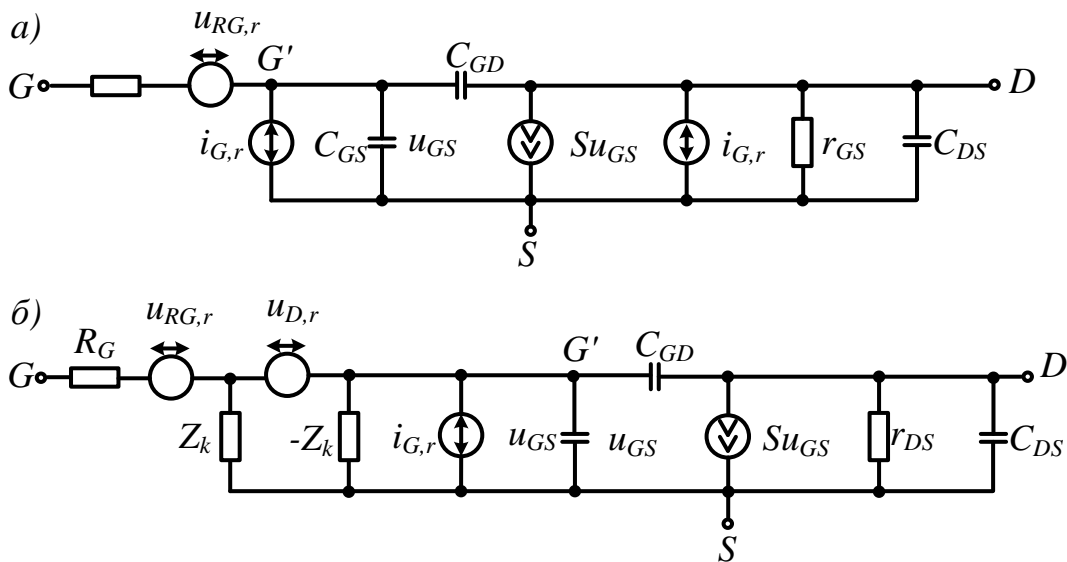


Рисунок 4.13 – Модель польового транзистора для малих сигналів:  
а) з вихідними джерелами шумів; б) з еквівалентними джерелами шумів

**Вплив робочої точки.** Щільність напруги шумів еквівалентного джерела  $u_{D,r}$  обернено пропорційна крутості  $i$ , отже, зменшується зі зростанням останньої. При

$$S = \sqrt{2KI_{D,A}},$$

маємо

$$|u_{D,r}(f)|^2 \sim \frac{1}{\sqrt{I_{D,A}}}.$$

Для джерела шумового струму  $i_{G,r}$  справедливо

$$|i_{G,r}(f)|^2 \sim S - \sqrt{I_{D,A}},$$

інакше кажучи, щільність шумового струму зростає разом із крутизною. Шум опору заслону  $R_G$  не залежить від робочої точки.

#### 4.4 Транзисторні каскади

Польові транзистори використовуються у схемах трьох типів: із загальним витоком, із загальним стоком та із загальним заслоном. Назва схеми відповідає виводу транзистора, який служить загальною точкою для входу і виходу схеми. Ця класифікація показана на прикладі трьох варіантів вмикання  $n$ -канального МДН транзистора з індукованим заслоном (рис. 4.14).

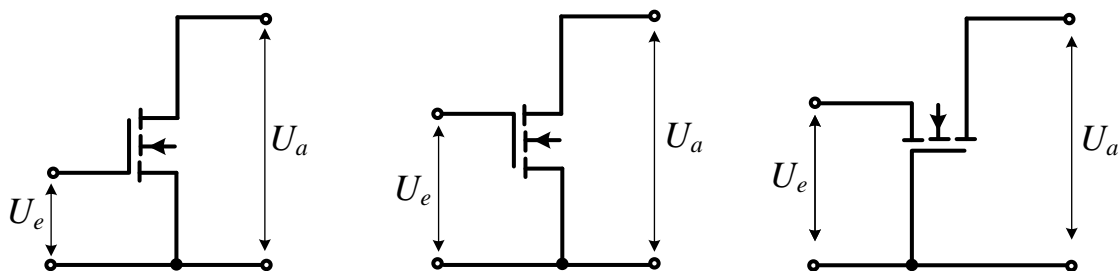


Рисунок 4.14 – Типові схеми включення польового транзистора

У багатьох схемах цей принцип виконується не настільки строго, тоді користуються слабкішим критерієм: назва схеми відповідає виводу польового транзистора, що служить її входом або виходом.

Вивід підкладки не позначається на класифікації схем, проте суттєво впливає на їх властивості. У дискретних МДН транзисторах він з'єднується з виводом витоків, а в інтегральних схемах – із землею або з одним з джерел напруги живлення (тобто із землею генератора вхідного сигналу); обидва варіанти однакові у разі схеми з загальним витоком, оскільки вивід витку в такому випадку підключається до землі джерела вхідного сигналу.

**4.4.1 Схема з загальним витоком.** На рис. 4.15, а наведена схема із загальним витоком, що складається з МДН транзистора, резистора навантаження в колі стоку  $R_D$ , джерела напруги живлення  $U_b$  і джерела сигналу  $U_g$

з унутрішнім опором  $R_g$ . Для подальших викладок прийемо  $U_b = 5$  В і  $R_D = 1$  кОм, а для МДН транзистора  $K=4\text{мА/В}^2$  і  $U_{th} = 1$  В.

**Передатні характеристики схеми з загальним витоком.** Щоб визначити передатну характеристику (рис. 4.16), досить виміряти вихідну напругу  $U_a$  як функцію від напруги сигналу  $U_g$ . При  $U_g < U_{th} = 1$  В струм стоку відсутній і  $U_a = U_b = 5$  В. При  $U_g \geq U_{th}$  з'являється струм стоку  $I_D$ , пропорційний  $U_g$ , і, відповідно, зменшується вихідна напруга.

У цих умовах при  $1 \text{ В} \leq U_g \leq 2,4$  В МДН транзистор працює в зоні насичення, а при  $U_g > 2,4$  В – у лінійній зоні. У схемі з загальним витоком ефект підкладки, характерний для інтегральних МДН транзисторів, не проявляється, оскільки виводи підкладки і витоку з'єднані з землею, тобто завжди  $U_{BS} = 0$ .

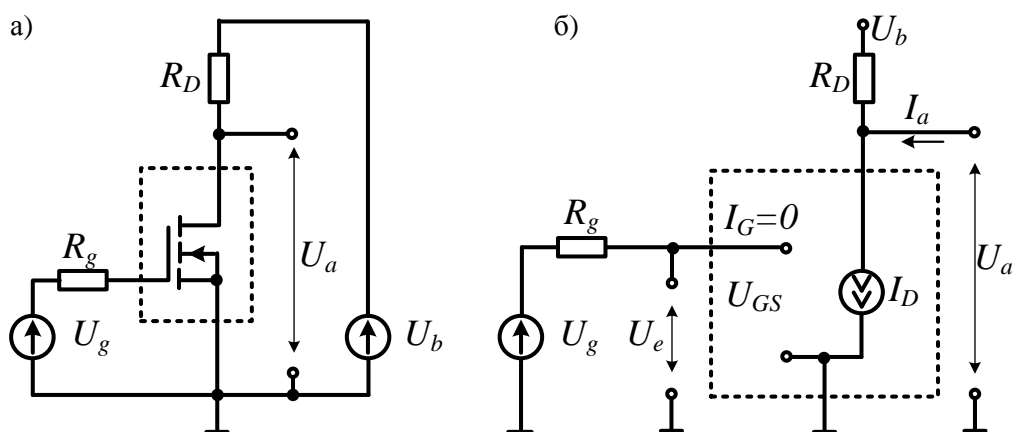


Рисунок 4.15 – Схема з загальним витоком:  
а – до лінеаризації; б – після лінеаризації

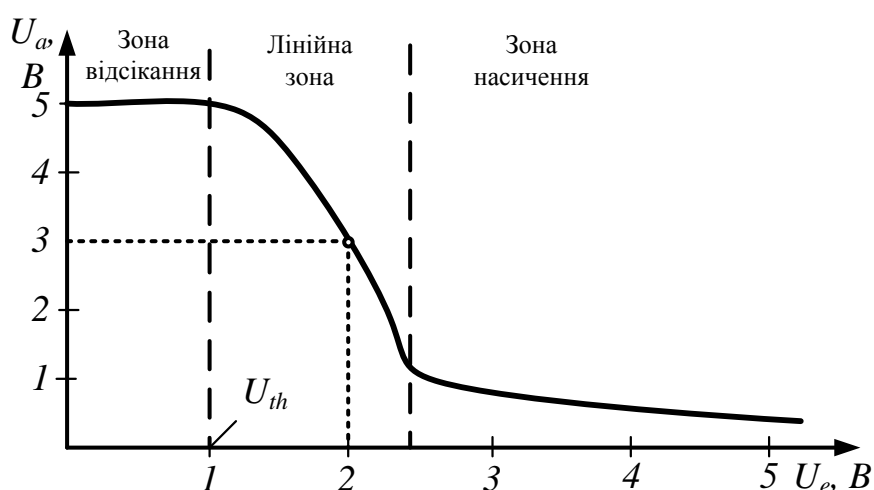


Рисунок 4.16 – Передатна характеристика схеми з загальним витоком

**Режим транзистора в зоні насичення.** Еквівалентна схема наведена на рис. 4.15, б, і нехтуючи ефектом Ерлі, маємо

$$I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_{th})^2.$$

При  $U_g = U_e = U_{GS}$  для вихідної напруги отримаємо:

$$I_a = 0, \\ U_a = U_{DS} = U_b - I_D R_D = U_b - \frac{R_D K}{2}(U_e - U_{th})^2.$$

Внутрішній опір джерела  $R_g$  впливає тільки на динамічні властивості і не позначається на характеристиці МДН транзистора в силу того, що  $I_G=0$ . У польових транзисторах з керуючим  $p-n$  переходом виникають струми витікання заслону, вимірювані піко- і наноамперами, які викликають помітне падіння напруги при дуже високих внутрішніх опорах джерела сигналу. Тому в разі використання джерел сигналу з  $R_g > 10$  мОм віддають перевагу МДН транзисторам.

Робоча точка вибирається приблизно посередині гілки передатної характеристики, чим забезпечується максимальна керованість схеми. Для робочої точки, наведеної на рис. 4.16, наприклад, при  $U_b = 5$  В,  $R_D = 1$  кОм,  $K = 4$  мА/В<sup>2</sup> і  $U_{th} = 1$  В отримаємо:

$$U_a = 3 \text{ В} \Rightarrow I_D = \frac{U_b - U_a}{R_D} = 2 \text{ мА} \Rightarrow U_e = U_{GS} = U_{th} + \sqrt{\frac{2I_D}{K}} = 2 \text{ В}.$$

Межа лінійної зони. При  $U_a = U_{a,ab} = U_{DS,ab}$  МДН транзистор досягає межі лінійної зони.

**Режим схеми із загальним витоком для малих сигналів.** Режим роботи при керуванні схемою в околі робочої точки  $A$  називається режимом малих сигналів. Робоча точка визначається своїми параметрами  $U_{e,A} = U_{GS,A}$ ,  $U_{a,A} = U_{DS,A}$  і  $I_{D,A}$  і повинна знаходитися в лінійній зоні, щоб забезпечити помітне підсилення. За приклад візьмемо робочу точку з  $U_{GS,a} = 2$  В,  $U_{DS,a} = 3$  В і  $I_{D,A} = 2$  мА.

На рис. 4.17 показана еквівалентна схема підсилювача з загальним витоком для малих сигналів. Вона базується на еквівалентній схемі польового транзистора. За відсутності навантажувального резистора  $R_L$  маємо:

$$r_{DS} \gg R_D,$$

$$A = \frac{u_a}{u_e} \Big|_{i_a=0} = -S(R_D \parallel r_{DS}) \approx -SR_D.$$

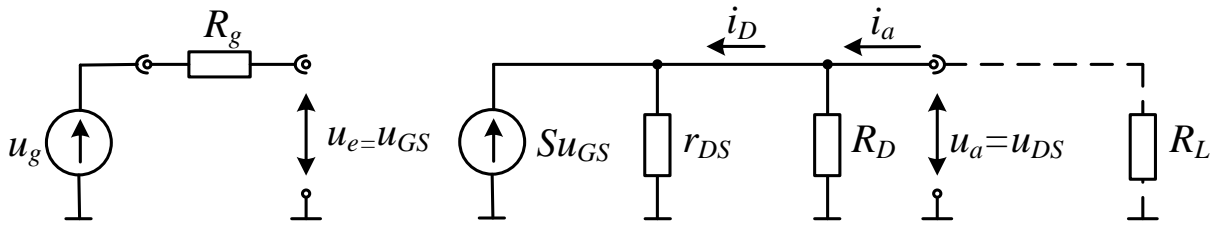


Рисунок 4.17 – Еквівалентна схема підсилювача режиму з загальним витоком для малих сигналів

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \infty,$$

$$r_{DS} \gg R_D,$$

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = R_D \parallel r_{DS} \approx R_D.$$

При  $K = 4 \text{ мА/В}^2$  і  $U_A = 50 \text{ В}$  знаходимо  $S = \sqrt{2KI_{D,A}} = 4 \text{ мА/В}$ ;  $r_{DS} = U_A / I_{D,A} = 25 \text{ кОм}$ ,  $A = -3,85$  і  $r_a = 960 \text{ Ом}$ . Для порівняння: схема з загальним емітером, описана у розділі про БТ, досягає підсилення  $A = -75$  при ідентичній робочій точці, тобто при  $I_{C,A} = I_{D,A} = 2 \text{ мА}$  і  $R_C = R_D = 1 \text{ кОм}$ . Причина меншого підсилення МДН транзистора криється в меншій крутості при тому ж струмі:  $S = 4 \text{ мА/В}$  у МДН транзистора проти  $S=77 \text{ мА/В}$  для біполярного приладу.

Параметри  $A$ ,  $r_e$  і  $r_a$  повністю описують схему з загальним витоком. Відповідна еквівалентна схема наведена на рис. 4.18. Резистором навантаження  $R_L$  може служити омичний опір або еквівалентний елемент, котрий є опором ланцюга, підключеного до виходу схеми. При цьому важливо не допускати зміщення робочої точки за наявності  $R_L$ , тобто струм не повинен протікати через навантаження або, принаймні, він повинен бути дуже малий.

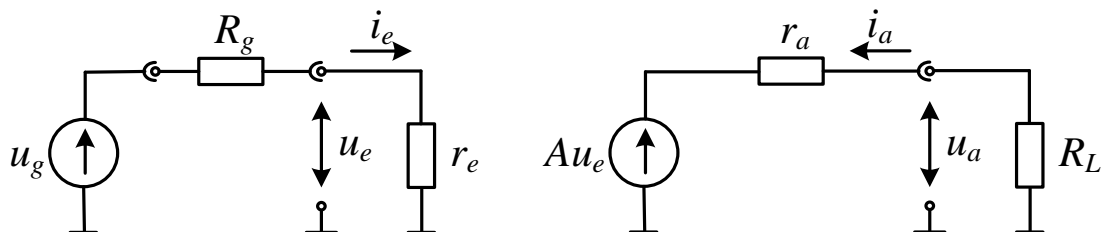


Рисунок 4.18 – Еквівалентна схема підсилювача з еквівалентними параметрами  $A$ ,  $r_e$  і  $r_a$

Наведена схема дозволяє розраховувати підсилення для малих сигналів, яке дорівнює добутку коефіцієнта підсилення транзистора і коефіцієнта ділення напруги на виході схеми:

$$A_B = \frac{u_a}{u_g} = \frac{r_e \rightarrow \infty}{r_e + R_g} A \frac{R_L}{r_a + R_L} = A \frac{R_L}{r_a + R_L}.$$

**Максимальне підсилення.** При  $R_D \rightarrow \infty$  отримуємо максимальне підсилення:

$$\mu = \lim_{R_D \rightarrow \infty} |A| = S r_{DS} \approx \sqrt{\frac{2K}{I_{D,A}}} U_A = \frac{2U_A}{U_{GS} - U_{th}}.$$

Цей граничний випадок важко реалізувати за наявності пасивного резистора в колі стоку  $R_D$ , оскільки падіння напруги на ньому  $I_{D,A} R_D \gg I_{D,A} r_{DS} = U_A$  виявляється набагато вищим, ніж значення  $U_A \approx 50$  В, якою повинна бути напруга Ерлі. Щоб досягти вказаної межі, замість  $R_D$  застосовують джерело стабілізованого струму з  $I_K = I_{D,A}$ .

Максимальне підсилення залежить від робочої точки і зменшується із зростанням струму або напруги  $U_{GS} - U_{th}$ . Якщо потрібно домогтися максимального підсилення, слід застосовувати МДН транзистор з якомога вищою питомою крутизною  $K$  при гранично слабкому струмі  $I_{D,A}$ . Максимальне підсилення  $\mu_{max}$  досягається в підпороговій зоні, тобто при  $U_{GS} - U_{th} < 100$  мВ. Тут передатна характеристика експоненціальна, так що  $\mu_{max} \approx U_A / (2U_T) \approx 400 \dots 2000$ . На практиці МДН транзистори часто експлуатуються поблизу точки температурної компенсації  $U_{GS,TK} \approx U_{th} + 1$  В, і тоді  $\mu \approx 40 \dots 200$ .

**Нелінійність.** У схемі з загальним витоком коефіцієнт нелінійних спотворень дорівнює клір-фактору вихідної напруги  $U_a$ . Для чисельного прикладу при  $U_{GS,A} - U_{th} = 1$  В знаходимо  $\hat{u}_e < 40$  мВ. У зв'язку з тим, що  $\hat{u}_a = |A| \hat{u}_e$ , відповідна вихідна амплітуда залежить від підсилення  $A$ . При  $\hat{u}_a < 4k |A| (U_{GS,A} - U_{th}) = k \times 15,4$ . При цьому при  $A = -3,85$ . Для порівняння: у схемі з загальним емітером має місце  $\hat{u}_a < k \times 7,5$  В. Отже, схема з загальним витоком забезпечує той же коефіцієнт нелінійних спотворень при більшій вихідній амплітуді.

## Температурна залежність

$$\begin{aligned} \left. \frac{dU_a}{dT} \right|_A &= -R_D \left. \frac{dI_D}{dT} \right|_A = -I_{D,A} R_D \left( \frac{1}{K} \frac{dK}{dT} - \frac{2}{U_{GS,A} - U_{th}} \frac{dU_{th}}{dT} \right) \approx \\ &\approx I_{D,A} R_D \times 10^{-3} K^{-1} \left( 5 - \frac{4 \dots 7 \text{ В}}{U_{GS,A} - U_{th}} \right). \end{aligned}$$

Для чисельного прикладу отримуємо  $\left. \frac{dU_a}{dT} \right|_A \approx -4 \dots +2 \text{ мВ/К}$ . Температурний дрейф при цьому невеликий, оскільки МДН транзистор працює поблизу точки температурної компенсації.

Порівняння температурного дрейфу схем із загальним витоком і загальним емітером має сенс тільки стосовно рівня підсилення. Для схеми із загальним витоком маємо  $\left. \frac{dU_a}{dT} \right|_A \approx -1 \dots +0,5 \text{ мВ} / K \times |A|$ , а для схеми з загальним емітером  $-\left. \frac{dU_a}{dT} \right|_A \approx -1,7 \text{ мВ} / K \times |A|$ . Таким чином, схема з загальним витоком характеризується меншим дрейфом при однаковому підсиленні, особливо коли робоча точка знаходиться поблизу точки температурної компенсації.

**4.4.2 Схема з загальним стоком.** Схема з загальним стоком, наведена на рис. 4.19, а складається з МДН транзистора, резистора в колі витоку  $R_S$ , джерела напруги живлення  $U_b$  і джерела напруги сигналу  $U_g$  з внутрішнім опором  $R_g$ .

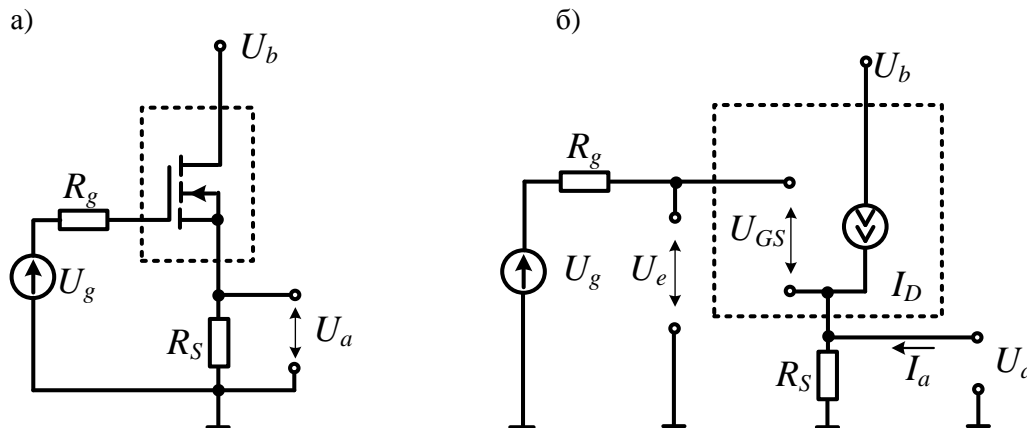


Рисунок 4.19 – Схема із загальним стоком:  
а – принципова схема, б – еквівалентна схема

Передатна характеристика і властивості режиму малих сигналів залежать від способів підключення виводу підкладки. У дискретних МДН транзисторах він з'єднується з витоком, а в інтегральних підключається до найбільшої за модулем напруги живлення. Якщо  $U_b = 5 \text{ В}$  і  $R_S =$



$= R_g = 1 \text{ кОм}$ ; для дискретного МДН транзистора маємо  $K = 4 \text{ мА/В}^2$  і  $U_{th} = 1 \text{ В}$ , а для інтегрального  $K = 4 \text{ мА/В}^2$ ,  $U_{th,0} = 1 \text{ В}$ ,  $\gamma = 0,5 \text{ В}^{-1/2}$  і  $U_{inv} = 0,6 \text{ В}$ .

**Передатна характеристика схеми із загальним стоком.** Щоб отримати передатну характеристику, показану на рис. 4.20, достатньо виміряти вихідну напругу  $U_a$  як функцію напруги сигналу  $R_g$ . При  $R_g < 1 \text{ В}$  струм стоку відсутній, тому  $U_a = 0$ . Якщо  $U_g \geq 1 \text{ В}$ , з'являється струм стоку  $I_D$  тим більший, чим вища  $U_g$ , і вихідна напруга слідує за вхідною з відставанням на  $U_{GS}$ . Звідси витікає друга назва схеми із загальним стоком – стоковий повторювач. Польовий транзистор у такому випадку завжди працює в лінійній зоні, поки напруга сигналу залишається нижче напруги джерела живлення або перевищує її не більше ніж на  $U_{th}$ .

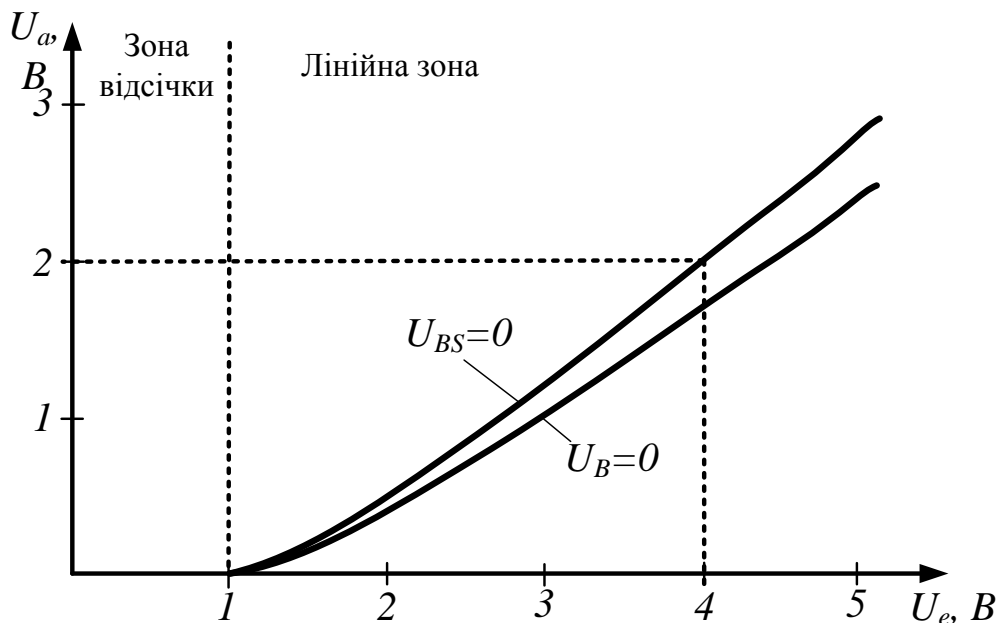


Рисунок 4.20 – Характеристика схеми з загальним стоком для дискретного ( $U_{BS} = 0$ ) й інтегрального ( $U_B = 0$ ) МДН транзисторів

Еквівалентна схема підсилювача з загальним стоком показана на рис. 4.19, б. При  $U_G \geq U_{th}$  і  $I_a = 0$  мають місце:

$$U_a = I_D R_s,$$

$$U_e + U_a + U_{GS} = U_a + \sqrt{\frac{2I_D}{K}} + U_{th}.$$

Підставляючи у це рівняння значення для  $I_D$ , отримаємо:

$$U_e = U_a + \sqrt{\frac{2U_a}{KR_s}} + U_{th}.$$

Це вираз справедливий як для дискретних, так і для інтегральних МДН транзисторів, однак в останньому випадку порогова напруга  $U_{th}$  залежить від напруги підкладка-витік  $U_{BS}$  через вплив підкладки. Завдяки приблизно лінійній характеристиці робоча точка може бути обрана в широкому інтервалі. Для дискретного МДН транзистора маємо

$$U_a = 2B \Rightarrow I_D = \frac{U_a}{R_s} = 2\text{mA} \Rightarrow U_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{K}} + U_{th} = 2B \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_e + U_a + U_{GS} = 4\text{ В.}$$

**Режим малих сигналів схеми з загальним стоком.** Режимом малих сигналів називають керування роботою схеми в околі робочої точки А. Вона визначається параметрами  $U_{e,A}$ ,  $U_{a,A}$  і  $I_{D,A}$ . Прикладом тому служить задана вище робоча точка з  $U_{e,A} = 4\text{ В}$ ,  $U_{a,A} = 2\text{ В}$  і  $I_{D,A} = 2\text{ мА}$ . Еквівалентна схема підсилювача з загальним стоком для малих сигналів наведена на рис. 4.21, а. Перейменувавши і звівши разом паралельно включені елементи, можна отримати еквівалентну схему повторювача для малих сигналів (рис. 4.21, б), де:

$$R'_s = \begin{cases} R_s || r_{DS} \text{ для дискретного МДН транзистора } (u_{BS} = 0), \\ R_s || r_{DS} || \frac{1}{S_B} \text{ для інтегрального МДН транзистора } (u_{BS} = -u_a). \end{cases}$$

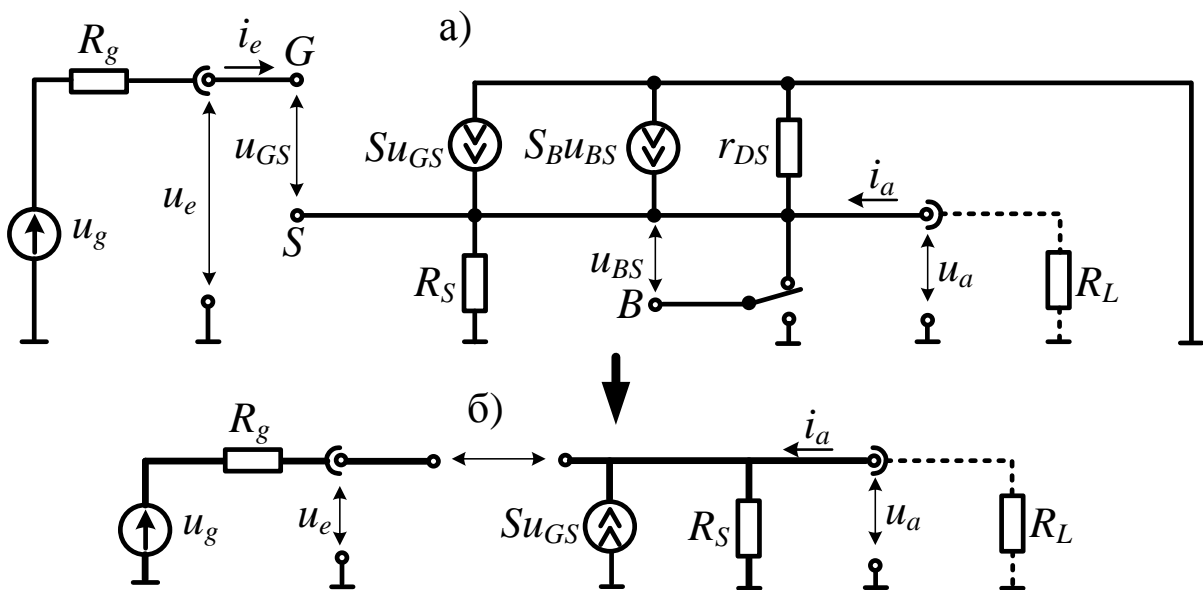


Рисунок 4.21 – Еквівалентні схеми режиму малих сигналів для схеми з загальним стоком

В інтегральному МДН транзисторі джерело струму з крутизною підкладки  $S_B$  діє як резистор, оскільки напруга керування  $u_{BS}$  дорівнює напрузі джерела сигналу. Перехід від інтегрального МДН транзистора до дискретного відбувається при обмеженні  $u_{BS} = 0$ . Підсилення в режимі малих сигналів визначається як:

$$K_U = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a = 0} = \frac{SR'_s}{1 + SR'_s} \approx \frac{SR_s}{1 + (S + S_B)R_s} = \frac{SR_s}{1 + SR_s}.$$

При  $K = 4 \text{ мА/В}^2$ ,  $\gamma = 0,5\text{В}^{1/2}$ ,  $U_{inv} = 0,6 \text{ В}$  та  $I_{D,A} = 2 \text{ мА}$  з довідкових таблиць візьмемо  $S = 4 \text{ мА/В}$  і  $S_B = 0,62 \text{ мА/В}$ ; тоді при  $R_s = 1 \text{ кОм}$  знаходимо  $A \approx 0,8$  у разі використання дискретного МДН транзистора або  $A \approx 0,71$  у разі застосування інтегрального. Підсилення тут менше одиниці. Вхідний опір у режимі малих сигналів становить  $r_e = \infty$ , а вихідний дорівнює

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_a = 0} \approx \frac{SR_s}{1 + (S + S_B)R_s} = \frac{SR_s}{1 + SR_s},$$

$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a = 0} = \infty,$$

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} \approx \frac{1}{S} \left\| \frac{1}{S_B} \parallel R_s \right\| = \frac{1}{S} \left\| R_s \right\|.$$

Щоб врахувати вплив навантажувального резистора  $R_L$ , необхідно  $R_s$  замінити у останньому виразі паралельним колом з  $R_s$  і  $R_L$ .

**Максимальне підсилення в інтегральних схемах.** Максимальне підсилення  $K_{max}$  досягається при заміні резистора витоку  $R_s$  ідеальним джерелом струму. При цьому :

$$K_{max} = \lim_{R_s \rightarrow \infty} K_u \approx \frac{S}{S + S_B} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{U_{inv} + U_a}}}.$$

У чисельному прикладі при  $\gamma = 0,5\text{В}^{1/2}$ ,  $U_{inv} = 0,6$  і  $U_{a,A} = 2 \text{ В}$  отримаємо  $K_{max} = 0,87$ . У дискретного МДН транзистора  $K_{max} = 1$ .

**Нелінійність.** Коефіцієнт нелінійних спотворень схеми з загальним стоком наближено визначити можна, скориставшись виразом:

$$k \approx \frac{u_e \frac{S}{I_{D,A}} + \frac{SS_B R_S^2}{U_{inv} + I_{D,A} R_S}}{8 (1 + (S + S_B) R_S)^2} = \frac{u_e}{4(U_{GS,A} - U_{th})(1 + S R_S)^2}.$$

У чисельному прикладі для дискретного й інтегрального МДН транзисторів отримаємо  $u_e < k \times 100$  В і  $u_e < k \times 85,5$  В відповідно.

**Температурна залежність.** Має місце:

$$\left. \frac{dU_a}{dT} \right|_{K_u} = \left. \frac{dU_a}{dU_{GS}} \right|_{K_u} \left. \frac{dU_{GS}}{dT} \right|_{K_u} = K_u \left. \frac{dU_{GS}}{dT} \right|_{K_u} = \frac{K_u}{S} \left. \frac{dI_D}{dT} \right|_{K_u}.$$

Звідси, підставляючи  $K_u$  і  $\frac{dI_D}{dT}$ , з урахуванням типових значень отримаємо

$$\left. \frac{dU_a}{dT} \right|_{K_u} \approx \frac{I_{D,A} R_S}{1 + (S + S_B) R_S} \cdot \frac{1}{K \times 10^3} \left( \frac{4.7B}{U_{GS,A} - U_{th}} - 5 \right).$$

У дискретних МДН транзисторах  $S_B = 0$ . У чисельному прикладі у випадку дискретного МДН транзистора маємо  $\left( \frac{dU_a}{dT} \right) |_{K_u} \approx (-0,4 \dots +0,8)$  мВ/К. Дещо менший температурний дрейф спостерігається при використанні інтегральних МДН транзисторів.

**Задання робочої точки.** Встановлення робочої точки здійснюється так само, як і у схемі з загальним колектором. У  $n$ -канальних МДН транзисторів з індукованим каналом вихідна напруга  $U_{a,A}$  завжди менша вхідної  $U_{e,A}$  в силу того, що  $U_{GS,A} > U_{th} > 0$  і  $U_{a,A} = U_{e,A} - U_{GS,A}$ , але вона буває і вище вхідної у  $n$ -канальних МДН транзисторах із вбудованим каналом. У разі  $n$ -канальних польових транзисторів з керуючим  $p$ - $n$  переходом завжди  $U_{e,A} \leq U_{a,A}$ , оскільки  $U_{GS,A} \leq 0$ .

Особливе місце займають варіанти схеми з  $n$ -канальним МДН транзистором з вбудованим каналом і джерелом струму замість резистора в колі витоку  $R_S$

**4.4.3 Схема із загальним заслоном.** На рис. 4.22 наведена схема з загальним заслоном, що складається з МДН транзистора, резистора стоку  $R_D$ , джерела напруги живлення  $U_b$ , джерела напруги сигналу  $U_e$ . Передатна характеристика і режим малого сигналу залежать від способу підключення виводу підкладки. У дискретних МДН транзисторах він під'єднується до витоку, а в інтегральних – до затискача від'ємного джерела напруги жив-

лення  $U_b$ , яка менша ніж мінімальна вхідна напруга. Тим самим гарантується блокування діода підкладка–витік.

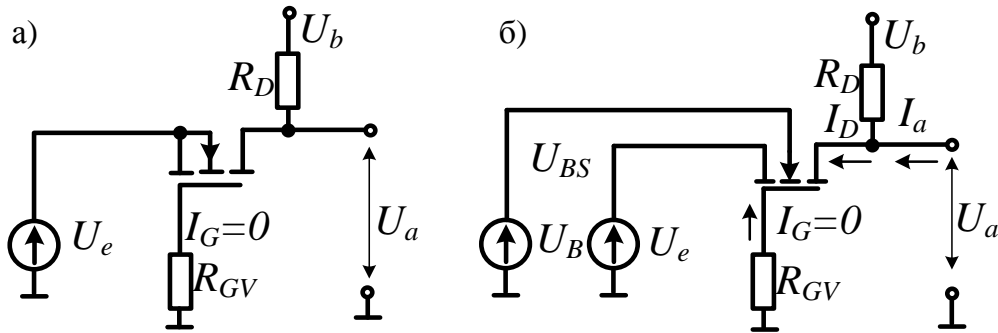


Рисунок 4.22 – Схема з загальним заслоном: а – з дискретним МДН транзистором; б – з інтегральним МДН транзистором

**Передатна характеристика схеми з загальним заслоном.** Щоб визначити передатну характеристику такої схеми (рис. 4.23), треба виміряти її вихідну напругу  $U_a$  як функцію від напруги сигналу  $U_e$  (при  $U_{BS}=0$  для дискретного МДН транзистора) або при  $U_b = -5$  В для інтегрального.

Дискретний МДН транзистор працює в лінійній зоні при:

$$U_a = U_b - I_D R_D = U_b - \frac{KR_D}{2} (U_{GS} - U_{th})^2,$$

$$U_e = -U_{GS} - I_G R_{GV} = -U_{GS}.$$

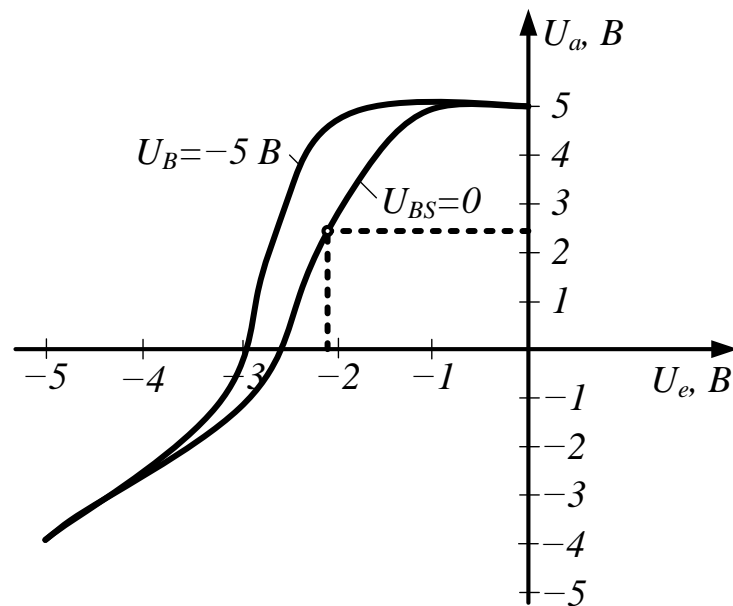


Рисунок 4.23 – Передатна характеристика схеми з загальним заслоном на дискретному ( $U_{BS} = 0$ ) й інтегральному ( $U_B = -5$  В) МДН транзисторах

Передатна характеристика визначається у формі:

$$U_a = U_b - \frac{KR_D}{2} (-U_e - U_{th})^2 = U_b - \frac{KR_D}{2} (U_e + U_{th})^2.$$

**Передатна характеристика при керуванні за допомогою джерела струму.** Для керування роботою схеми використовується також джерело струму  $I_e$  (рис. 4.24).

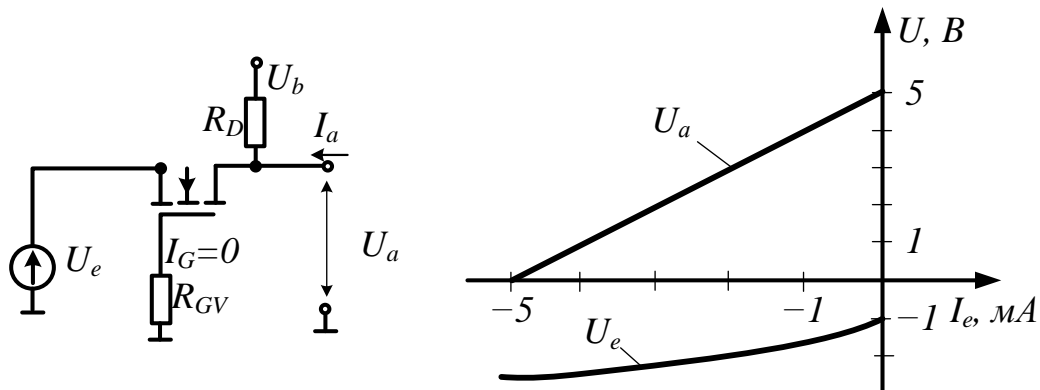


Рисунок 4.24 – Схема з загальним заслоном і її характеристика при керуванні за допомогою джерела струму

У цьому випадку при  $I_e < 0$  схема функціонує як перетворювач струм–напруга:

$$U_a = U_b - I_D R_D = U_b + I_e R_D,$$

$$U_e = -U_{GS} = -U_{th} - \sqrt{\frac{2I_D}{K}} = -U_{th} - \sqrt{-\frac{2I_e}{K}}$$

**Режим малих сигналів схеми з загальним заслоном.** Еквівалентна схема підсилювача із загальним заслоном для малих сигналів наведена на рис. 4.25. Для переходу від інтегрального МДН транзистора до дискретного досить ввести обмеження  $u_{BS} = 0$ .

Для вузлового рівняння

$$\frac{u_a}{R_D} + \frac{u_a - u_e}{r_{DS}} + S u_{GS} + S_B u_{BS} = 0.$$

Вхідний опір при малих сигналах становить

$$r_e = \frac{1}{S},$$

і залежить від опору навантаження.

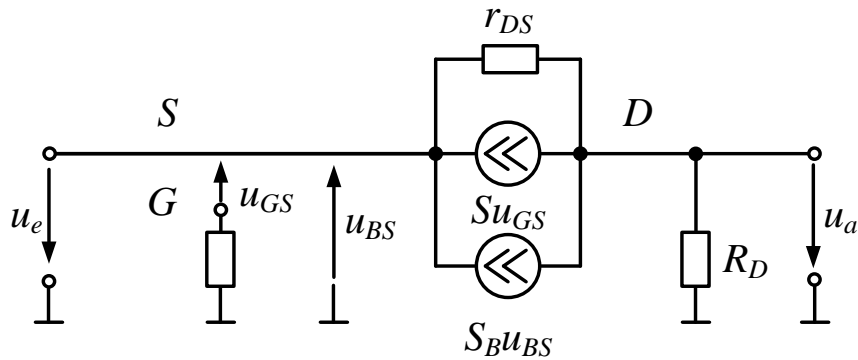


Рисунок 4.25 – Еквівалентна схема підсилювача з загальним заслоном для малих сигналів

Вихідний опір при малих сигналах описується виразом:

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} \approx R_D .$$

**Нелінійність.** Коли сигнал керування подається від джерела напруги, має місце  $u_{GS} = u_e$ . Під керуванням джерела струму схема працює у лінійному режимі.

**Температурна залежність.** Схема з загальним заслоном характеризується таким ж температурним дрейфом, як і схема з загальним витокком без зворотного зв'язку, в обох випадках діє постійна вхідна напруга між заслоном і витокком, а вихідна задається різницею  $U_a = U_b - I_D R_D$ .

#### 4.5 Контрольні запитання

1. Які переваги мають польові транзистори порівняно з біполярними?
2. Будова та принцип роботи польового транзистора.
3. Що таке граничні електричні характеристики?
4. Характеристики схем увімкнення польового транзистора з загальним витокком.
5. Яким чином відбувається встановлення режиму робочої точки у схемі з загальним витокком?
6. Які польові транзистори мають найменший температурний дрейф?
7. Які недоліки мають ПТ перед БТ?
8. У якій схемі вмикання ПТ найбільший коефіцієнт передачі за напругою?
9. Чим зумовлено залежність струму від напруги стік-витік у зоні насичення у ПТ?

10. Перелічіть, будь-ласка, типи ПТ, які Ви знаєте?
11. Чим відрізняється принцип дії ПТ з  $p-n$  переходом від ПТ, з ізолюваним заслоном?
12. Чи є суттєві відмінності у вихідних характеристиках ПТ різного типу?
13. Які характерні зони виділяють на вихідних ВАХ ПТ?
14. Які особливості застосування ПТ залежно від положення його робочої точки на вихідних характеристиках?
15. Поясніть суть поняття «нормально закритий» та «нормально відкритий» польовий транзистор.
16. Поясніть чим відрізняються ПТ зі збідненням від ПТ зі збагаченням?



## РОЗДІЛ 5 КОМП'ЮТЕРНИЙ СХЕМОТЕХНІЧНИЙ АНАЛІЗ В ІНЖЕНЕРНИХ РОЗРАХУНКАХ

### 5.1 Основи моделювання електронних схем

Елементи, що застосовуються у електронній схемотехніці, за своєю фізичною природою є нелінійними. Це означає, що якщо на виводи типового електронного елемента, наприклад, напівпровідникового діода, подати лінійно зростаючу напругу, то струм через діод буде змінюватися не пропорційно опорю, а за експоненціальним законом відповідно до особливостей внутрішньої структури діода. Негативним наслідком цього є нелінійність системи рівнянь, що описують роботу навіть найпростішої електронної схеми. Для аналізу нелінійних систем застосовуються методи, що дають наближені розв'язки у рамках допустимої точності. Вказані методи використовуються лише у комп'ютерних пакетах схемотехнічного аналізу.

Комп'ютерний схемотехнічний аналіз є важливим етапом у синтезі широкого спектра пристроїв і систем різного призначення. Перш за все це стосується розробки та підготовки виробництва інтегральних мікросхем, в основу яких покладено новітні результати наукових досліджень.

Іншою галуззю електронної техніки, в якій комп'ютерні засоби дослідження і проектування також відіграють визначальну роль, є створення приладів і систем, призначених для виконання вимірювань електричних і неелектричних величин, автоматичного керування окремими пристроями, технологічним та виробничим обладнанням, системами збору, оброблення, зберігання і відображення інформації різного роду, в тому числі і вимірювальної.

**Програмні засоби проектування електронних пристроїв.** Незважаючи на виняткове значення моделювання електронних пристроїв, сама програма імітації, як, власне, і процедура моделювання, є частиною загальної, цілісної системи «наскрізного» [3, 9, 10] комп'ютерного проектування в єдиному програмному середовищі, що містить також і середовище проектування друкованих плат. Єдине середовище розробки підтримує верифікацію друкованих плат шляхом визначення міжтрекових зв'язків та введення у схему, що моделюється, компонентів, які відображають паразитні впливи, обумовлені особливостями топології друкованої плати.

Ядром багатьох програмних засобів комп'ютерної імітації електронних пристроїв є *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)* – імітатор електронних схем загального призначення. *SPICE* був розроблений в *Electronics Research Laboratory* в Каліфорнійському університеті Берклі на початку 70-х років ХХ-ст. Подальші версії цього програмного продукту забезпечили вищу точність моделей компонентів і швидкість моделювання, підвищення надійності за рахунок кращої збіжності розв'язків алгебраїчних і диференціальних рівнянь, що описують модельовану схему.

Вхідна інформація для програми-інтерпретатора *SPICE* задається у вигляді текстового файлу певного формату (скрипта). Файл містить опис схеми і тип виконуваного аналізу. З часом *SPICE* стала загальноприйнятим стандартом схемотехнічного моделювання.

Насправді, програмні засоби комп'ютерної імітації даного класу у вигляді інтегрованого середовища розробки *ICP (IDE, Integrated development environment* або *integrated debugging environment)* є оболонкою *SPICE*-ядра, що забезпечує інтерфейс з користувачем за допомогою реалізації графічного програмування – способів створення програми для комп'ютера шляхом маніпулювання графічними об'єктами замість написання її коду або скрипта. В усіх сучасних програмах схемотехнічного моделювання використовуються графічні редактори, що дозволяють розміщувати символічні зображення стандартних компонентів електроніки та встановлювати зв'язки між ними. Поширення різних програм моделювання з ядром *SPICE* підтримується виробниками напівпровідникових приладів та інтегральних схем.

Особливо слід відзначити наявність у всіх *SPICE*-симуляторах бібліотек стандартних компонентів для поведінкового, структурного чи функціонального моделювання, що є досить ефективним засобом тестування розробки на стадії перевірки ідей і створення його функціональної специфікації. Новітні версії програм для комп'ютерного моделювання електронних пристроїв забезпечують також можливість застосування в єдиному проекті одночасно аналогових, цифрових і програмних компонентів.

Як було зазначено раніше, є велика кількість програмних продуктів для моделювання електронних схем. Проте найкраще навчатися моделювати статичні та динамічні характеристики електронних схем за допомогою програми *Micro-Cap*. Програма схемотехнічного аналізу *Micro-Cap* є досить популярною. Це пов'язано з тим, що вона має зручний, дружній інтерфейс і висуває досить скромні вимоги до програмно-апаратних засобів персонального комп'ютера. Однак можливості, які вона при цьому надає, досить великі. *Micro-Cap* дозволяє аналізувати аналогові, цифрові і змішані (аналого-цифрові) пристрої, а також здійснювати синтез пасивних і активних фільтрів. Досвідчені користувачі можуть у нестандартній ситуації створювати власні макромоделі, що полегшує імітаційне моделювання без втрати суттєвої інформації про поведінку системи.

## **5.2 Види аналізів схемотехнічного моделювання та їх застосування**

Після того, як створено принципову схему, можна перейти до дослідження її характеристик. *MicroCap* дозволяє виконати такі види аналізів електронних схем (меню *Analysis*):

- Transient – розрахунок перехідних процесів;
- AC – розрахунок частотних характеристик;

*DC* – розрахунок передатних функцій за постійним струмом (при змінненні постійної складової одного або двох джерел сигналів, залежно від температури або параметрів моделей компонентів);

*Dynamic DC* – розрахунок режиму за постійним струмом і динамічне відображення на схемі вузлових потенціалів, струмів кіл і розсіюваної потужності;

*Dynamic AC* – розрахунок малосигнальних характеристик при заданих значеннях частот і їх динамічне відображення на вузлах схеми при змінненні параметрів компонентів;

*Sensitivity* – розрахунок чутливостей режиму за постійним струмом.

*Transfer Function* – розрахунок малосигнальних передатних функцій в режимі за постійним струмом;

*Distortion* в *MC9* і *Harmonic Distortion* в *MC10* – розрахунок нелінійних спотворень підсилювальних схем з використанням математичного апарату спектрального аналізу Фур'є;

*INTERMODULATION DISTORTION* у *MC10* – розрахунок інтермодуляційних спотворень підсилювальних схем за однією з 3-х вбудованих методик за вибором: *SMPTE*, *CCIF*, *DIN*.

Для того, щоб скористатися комп'ютерним аналізом, потрібно скласти електричну схему, яка потребує моделювання. На рис. 5.1 показано схему підсилювального каскаду загальний емітер.

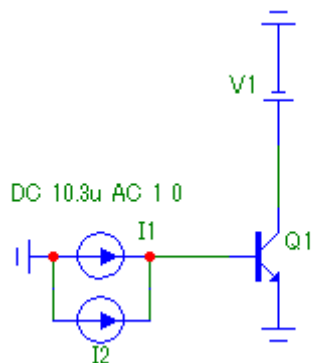


Рисунок 5.1 – Схема підсилювального каскаду загальний емітер, складена у середовищі *MicroCAP*

**5.2.1 Динамічний аналіз режиму за постійним струмом.** Аналіз *Dynamic DC* – являє собою інтерактивний процес, в ході якого користувач модифікує схему, а програма відразу ж слідом за цим розраховує результат і відображає його на схемі. Процес складається з таких етапів:

- Користувач модифікує схему;
- Програма *MicroCap* виконує аналіз схеми за постійним струмом;
- Режим за постійним струмом відразу відображається на схемі.

Для відображення поточного режиму схеми за постійним струмом є 4 кнопки. Кожна кнопка може включати/відключати відображення на схемі відповідних величин:



– напруги у вузлах схеми;



– струми виводів компонентів;



– потужності, що розсіюються на компонентах;



– станів напівпровідникових приладів (*ON*, *OFF*, *SAT*, *LIN*, і т. д.).

Ці піктограми виведені за замовчуванням на панель інструментів схеми, однак при аналізі *Dynamic DC* вони з'являються і у вікні *Dynamic DC Limits*.

Після запуску режиму аналізу *Dynamic DC*, за замовчуванням активізується кнопка відображення вузлових потенціалів. Для відображення на схемі інших бажаних величин включаються або виключаються відповідні кнопки. Після запуску аналізу та закриття вікна *Dynamic DC Limits* можна здійснювати будь-які зміни у схемі. Можна додавати або видаляти сполучувальні провідники, компоненти, змінювати значення параметрів компонентів і програма у відповідь буде розраховувати новий режим за постійним струмом та відображати на схемі величини, що його характеризують.

Напруги батарей, джерел напруги, струми джерел струму, опір резисторів можуть змінюватися при проведенні аналізу *Dynamic DC* одним із двох способів.

- Шляхом вибору компонента і рухом мишею движка регулювання його номіналу (*slider*).

- Шляхом вибору компонента і використання клавіш додаткової цифрової клавіатури для зменшення та збільшення номіналу компонента відповідно. При цьому способі регулювання можна синхронно регулювати значення величини параметрів виділеної групи компонентів та фіксовану зміну у відсотках при кожному натисканні відповідної клавіші.

Слід також зазначити, що переміщення компонента на вільне поле, зазвичай викликає діагностичне повідомлення про відсутність підключення за постійним струмом землі.

Використаємо вказаний аналіз для схеми, що була показана на рис. 5.1. У результаті застосування режиму *Dynamic DC* програма здійснить розрахунки потенціалів у вузлах та струмів, що протікають у схемі, і виведе результати на екран, як показано на рис. 5.2.

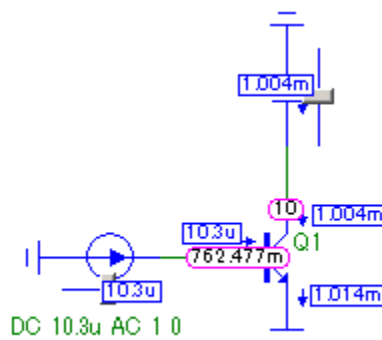


Рисунок 5.2 – Результати застосування режиму *Dynamic DC*

**5.2.2 Аналіз передатних функцій за постійним струмом.** У режимі DC розраховуються передатні характеристики за постійним струмом. До входів ланцюга підключаються один або два незалежних джерела постійної напруги або струму. Як вихідний сигнал може розглядатися різниця вузлових потенціалів або струм через гілку, в яку включено резистор. При розрахунку режиму DC програма закорочує індуктивність, вилучає зі схеми конденсатори і потім розраховує режим за постійним струмом при декількох значеннях вхідних сигналів. Наприклад, при підключенні одного джерела постійної напруги може розраховуватися передатна функція підсилювача, а при підключенні двох джерел – група статичних вихідних характеристик транзистора. Як правило, режим аналізу DC і використовується, в основному, для цих двох цілей: побудови вольт-амперних характеристик напівпровідникових та електронних приладів і зняття передатних характеристик підсилювачів постійного струму, що не містять реактивних компонентів

Після переходу в режим DC програма *MicroCAP* перевіряє правильність побудови схеми. За відсутності помилок складається топологічний опис, виконується підготовка до чисельного розрахунку нелінійних рівнянь ітераційним методом Ньютона-Рафсона і відкривається вікно встановлення параметрів моделювання *DC Analysis Limits*.

Вказаний режим можна застосовувати для отримання ВАХ транзистора та дослідження його статичних коефіцієнтів передачі струму. На рис. 5.3 показано отримані ВАХ для схеми загальний емітер, отримані у цьому режимі.

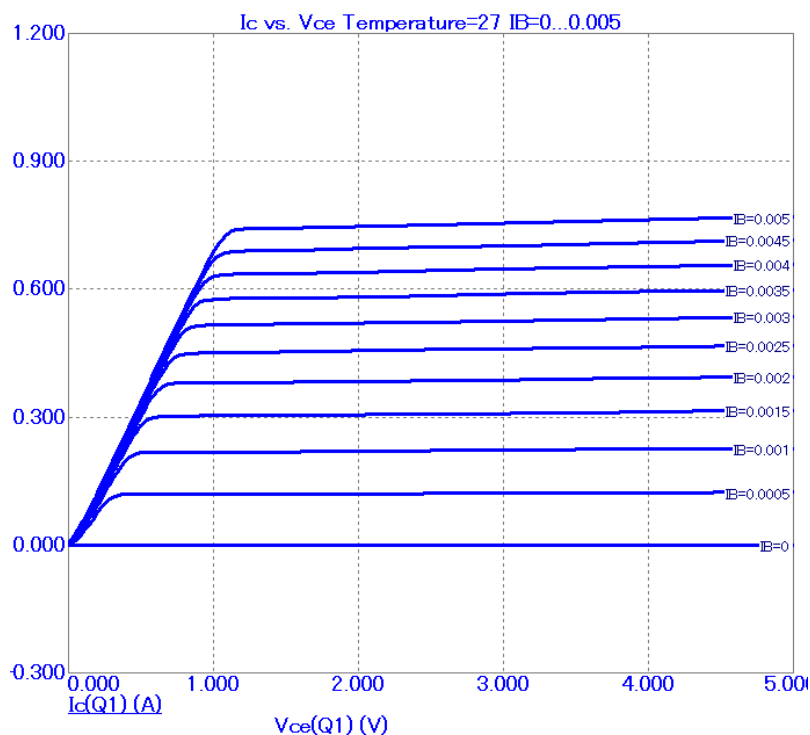


Рисунок 5.3 – Скріншот ВАХ біполярного транзистора, отриманих у програмі *MicroCap*

**5.2.3 Динамічний аналіз малосигнальних передатних функцій у частотній зоні.** Дозволяє проводити розрахунок малосигнальних передатних функцій при ряді значень частот і зміні параметрів схеми.

Цей режим багато в чому схожий на режим *Dynamic DC*. Відмінність полягає в тому, що при зміні значень компонентів схеми (*R, L, C, Battery*) в її вузлах динамічно відображаються малосигнальні коефіцієнти передачі за напругою в разях (або децибелах) відносно вхідного вузла (вузла, до якого підключено джерело вхідного сигналу). У цьому режимі через діалогове вікно *Dynamic AC Limits* може бути додатково включено відображення передач струму та потужності. Для динамічного відображення малосигнальних характеристик може також бути заданий ряд частот (у списку *Frequency List*) і ряд температур (*Temperature List*). У цьому випадку перехід до наступної частоти (температури) у списку здійснюється за допомогою кнопок діалогового вікна *AC Analysis Limits – Start, Next*. Зміна схемних параметрів для цієї точки розрахунку може бути здійснена після закриття вікна *Dynamic AC Limits* натисканням на кнопку *OK*. Знову включити його можна через головне меню *Dynamic AC* або натисканням *F9*.

**5.2.4 Розрахунок перехідних процесів.** Аналіз перехідних процесів дозволяє розглянути поведінку схем у часовій зоні. При цьому можна відповісти на питання, що станеться, якщо до зібраної схеми підключити джерела живлення і джерела сигналів. Отримані діаграми дозволяють переглядати процеси у схемі, що моделюється, так само, як це в дійсності робиться за допомогою осцилографа або логічного аналізатора. При проведенні аналізу передбачається, що схема в загальному випадку нелінійна, хоча можливо розраховувати і окремий випадок – поведінку лінійних схем у часовій зоні.

При аналізі перехідних процесів слід пам'ятати, що процес обчислень починається зі складання програмою системи нелінійних диференціальних рівнянь відносно змінних стану схеми, що залежать від часу. Потім розв'язання цієї системи виконується у 3 стадії:

- присвоєння початкових значень змінним стану;
- можливий (але необов'язковий) розрахунок режиму за постійним струмом;
- власне розрахунок перехідних процесів (*Transient Analysis*).

Початкові значення змінних стану можуть бути нульовими, отриманими з попереднього розрахунку, або з файлу (де збережені попередньо). Нагадаємо тільки, що змінні стану схеми – це вузлові напруги, струми в індуктивних компонентах та стани цифрових вузлів.

Мета розрахунку режиму за постійним струмом – встановити початкові значення змінних стану для нульового моменту часу. Розрахунок виконується при формальному видаленні зі схеми всіх конденсаторів і замиканні котушок індуктивності. Використовуючи нелінійні моделі компонентів, програма лінеаризує схему в околі останніх значень змінних стану.

Лінеаризація означає заміну нелінійних моделей сукупністю констант, які характеризують лінійні зв'язки між струмами і напругами пристроїв. Ці константи зазвичай знаходять шляхом диференціювання керованих змінних за керувальними змінними. Така модель існує тільки протягом інтервалу часу однієї ітерації. Таким чином обчислюються прирости струмів і напруг в схемі. Ці прирости додаються до значень змінних до початку ітерації, і здійснюється перевірка встановлення процесу або збіжності (за відносної зміни змінних стану). Якщо збіжність не досягнуто, будується нова лінійна система для нових значень змінних стану і повторюється її розв'язання щодо збільшення. Коли змінні стану збіглися до деяких значень, процес розрахунку робочої точки вважається завершеним, і програма починає власне аналіз перехідних процесів, використовуючи отримані дані які початкові значення змінних стану.

Основний аналіз починається зі значень змінних стану в робочій точці за постійним струмом (якщо проводився розрахунок за постійним струмом) або початкових значень, заданих тим чи іншим способом, якщо такого розрахунку не проводилося. Використовуючи нелінійні моделі складових схеми компонентів, програма лінеаризує їх для останніх значень змінних стану. Далі здійснюється розв'язання системи лінійних рівнянь для визначення приросту змінних стану на поточному кроці. Ці лінійні прирости додаються до початкових значень напруг і струмів схеми і здійснюється перевірка на збіжність. Коли змінні стану стабілізуються, збіжність у заданій точці розрахунку вважається досягнутою і для отриманих даних проводиться оцінювання похибки розрахунку *local truncation error (LTE)*. Якщо ця помилка прийнятна, то розрахунок для даного моменту часу вважається завершеним і розраховані дані додаються на графік. Потім час інкрементується і процес розв'язання повторюється для наступного моменту часу. Якщо локальна помилка округлення має неприйнятне значення, розраховані дані відкидаються, крок за часом зменшується і розраховуються нові значення змінних стану. Описаний процес триває, поки час не досягне значення  $T_{max}$ .

Для використання вказаного аналізу потрібно задати параметри вхідного генератора сигналу (генератора струму або напруги). Для схеми із загальним емітером отримаємо такі графіки вхідних і вихідних функцій, як показано на рис. 5.4. Тут на верхній діаграмі показано вихідний сигнал, а на нижній – вхідний.

**5.2.5 Аналіз за змінним струмом на малому сигналі.** АС аналіз – це малосигнальний або лінійний аналіз. При цьому всі змінні стану схеми пов'язані між собою лінійними залежностями. Це означає, що, скажімо, подвоєння деякої напруги у схемі призводить до подвоєння значень усіх величин у схемі, пов'язаних з нею. При АС аналізі програма використовує для всіх компонентів схеми їх малосигнальні лінеаризовані моделі. Таким чином виходить малосигнальна лінеаризована схема заміщення всього при-

строю. Лінеаризована схема заміщення описується системою лінійних алгебраїчних рівнянь з комплексними (залежними від частоти) коефіцієнтами. Наявність комплексних коефіцієнтів обумовлена інерційністю компонентів, які для електронних пристроїв являють собою реактивні, ємнісні й індуктивні елементи. При виконанні аналізу програма розв'язує зазначену систему для всіх частот у межах заданого діапазону і виводить на екран залежність заданих змінних стану схеми від частоти.

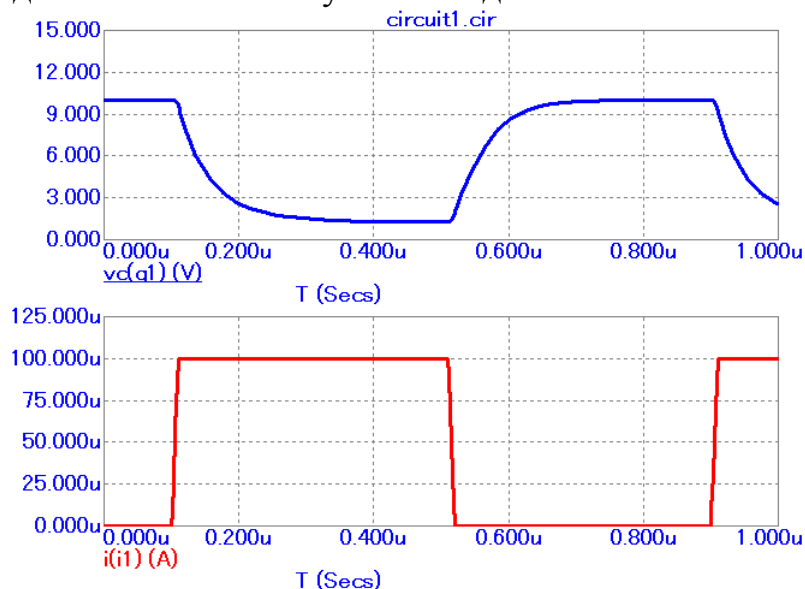


Рисунок 5.4 – Перехідні процеси, отримані у режимі *Transient* для схеми з загальним емітером

Лінеаризовані моделі всіх компонентів отримують шляхом лінеаризації нелінійних моделей в околі режиму за постійним струмом. Як правило, режим за постійним струмом реалізується при розрахунку робочої точки при закорочуванні всіх котушок і видаленні зі схеми всіх конденсаторів. Проте можливі варіанти, коли цей режим буде отримано з попередньо збережених на диску значень змінних стану або отримується з редагування змінних стану за допомогою редактора початкових значень (*State Variables editor*). Лінеаризація означає заміну всіх нелінійних залежностей постійними коефіцієнтами, які встановлюють лінійний зв'язок між струмами і напругами компонента і всього пристрою в цілому. Коректне використання лінеаризованої моделі можливе для малих змін змінних стану в околі режиму робочої точки, тобто в околі точки лінеаризації.

Вказаний режим доцільно використовувати для отримання потенційно досяжних динамічних характеристик аналогових схем, що розробляються. Як приклад на рис. 5.5 показано АЧХ і ФЧХ підсилювального каскаду на біполярному транзисторі. Крім цього з діаграми можна визначити динамічний коефіцієнт підсилення струму та смугу пропускання.



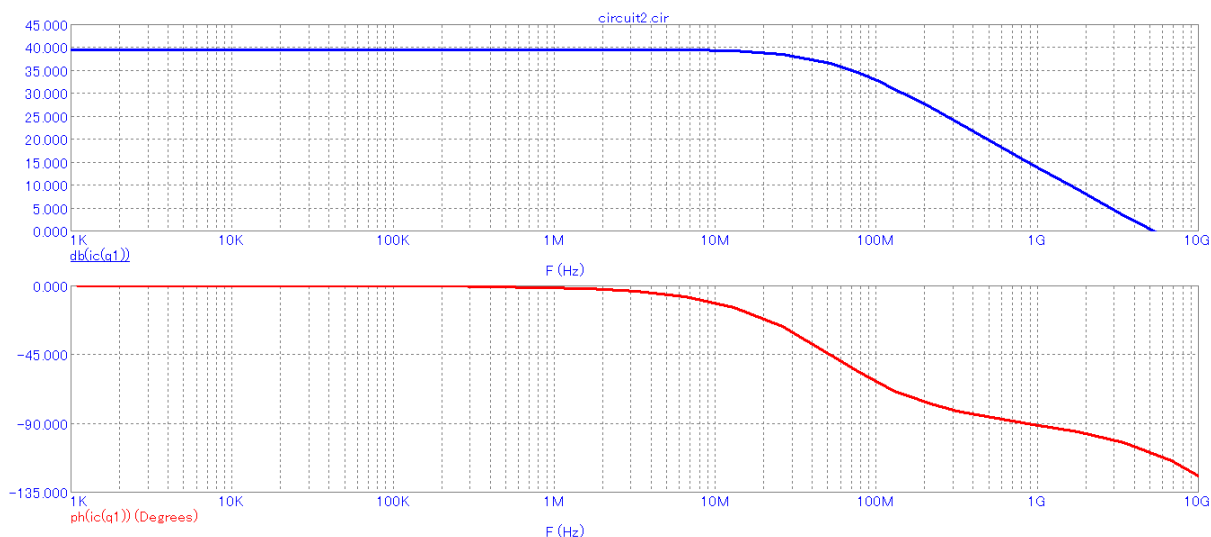


Рисунок 5.5 – АЧХ і ФЧХ, отримані у режимі АС

**5.2.6 Чутливість за постійним струмом.** Аналіз *Sensitivity* обчислює малосигнальні чутливості за постійним струмом одного або декількох вихідних виразів до зміни одної або декількох вхідних змінних. Чутливість визначається як відношення зміни вихідного виразу до незначної зміни вхідної змінної (напруги або струму).

Незначна зміна в знаменнику є принциповою, оскільки шукається наближене значення частинної похідної вихідного виразу за вхідною змінною у робочій точці за постійним струмом. При проведенні розрахунку використовується відхилення вхідної величини, рівне  $10^{-6}$ , від її значення в робочій точці за постійним струмом.

Кількість вихідних даних (значень чутливостей) залежить від того, які були вибрано налаштування у діалоговому вікні *Sensitivity Analysis*. Можна вибрати одну вхідну змінну або декілька. В останньому випадку при встановленні опції *All on* програма може запустити розрахунок великої кількості часткових похідних, результатом якого стане об'ємна таблиця вихідних значень. Так, наприклад, при встановленні опцій *All On* і *Model*, для кожного МДН транзистора з моделлю 3-го рівня потрібно буде розрахувати 51 частинну похідну в робочій точці за постійним струмом, а для моделі МДН транзистора 5-го рівня – кілька сотень.

**5.2.7 Малосигнальні передатні функції.** Цей вид аналізу дозволяє розрахувати малосигнальну передатну функцію за постійним струмом для зазначеного вихідного виразу відносно вказаного вхідного джерела. Залежно від виду вхідного джерела і вихідного виразу проводиться розрахунок таких малосигнальних параметрів:

- коефіцієнт передачі за напругою, якщо вхідне джерело – джерело напруги, вихідна вираз – напруга між вузлами;
- коефіцієнт передачі струму, якщо вхідне джерело – джерело струму, вихідний вираз – струм гілки;

- передатна провідність (*Transconductance*), якщо вхідне джерело – джерело напруги, вихідний вираз – струм гілки;
- передатний опір (*Transadmittance*), якщо вхідне джерело – джерело струму, вихідна вираз – напруга між вузлами.

При проведенні цього виду аналізу автоматично розраховуються також малосигнальні вхідні та вихідні опори схеми за постійним струмом.

Для вимірювання передатних функцій програма задає дуже малий приріст значення напруги (струму) вхідного джерела і вимірює викликану цим впливом зміну вихідного виразу. Потім вона обчислює відношення цих двох приростів. Обчислене значення характеризує малосигнальну передатну функцію за постійним струмом.

Для вимірювання вхідного опору також задається невеликий приріст значення напруги (струму) вхідного джерела і вимірюється відповідна зміна вхідного струму (напруги). Відношення зазначених приростів є малосигнальним вхідним опором.

Для вимірювання вихідного опору підключається тестове джерело напруги до вузлів, які вказані в полі в *Output Expression*. Наприклад, якщо в рядку *Output Expression* записано вираз  $V(10,20)$ , це дозволить отримати різницю напруг між 10-м і 20-м вузлами схеми.

Якщо у *Output Expression* не записано ніяких вузлів, а міститься вираз типу “ $IB(Q1)$ ”, вихідний опір не розраховуватиметься і у графі результату буде надруковано *N/A* (значення недоступне). Якщо вузли, зазначені у цьому виразі, під'єднані до батареї, котушки індуктивності або інших компонентів, напруга на яких відсутня, у графі результату буде виведено 0.0, оскільки опір зазначених компонентів за постійним струмом дорівнює нулю. На прикінцевому етапі задається малий приріст тестового джерела напруги і вимірюється відповідна зміна струму. Відношення приростів буде вихідним опором.

**5.2.8 Нелінійні спотворення.** Аналіз спотворень (*Distortion*) являє собою різновид аналізу перехідних процесів. При цьому виді аналізу до входів схеми підключається джерело синусоїдальної напруги (струму), а на виході вимірюються його спотворення шляхом використання функцій спектрального аналізу, наприклад *IHD (Individual Harmonic Distortion)*.

Коли сигнал ідеальної синусоїдальної форми подається на вхід лінійної схеми, сигнал на виході теж буде ідеальною синусоїдою з тією ж частотою. Спектральні складові сигналів на вході і на виході в цьому випадку однакові, за винятком, можливо, значень амплітуд і фаз. Випадок проходження гармонічного сигналу і сигналу складної форми через лінійну схему відповідає відсутності нелінійних спотворень.

Якщо схема не є абсолютно лінійною, на виході з'являться сигнали з частотами, кратними частоті вхідного синусоїдального сигналу. У результаті вихідний сигнал збагачується вищими гармоніками. Це і є прояв нелінійних спотворень, що вносяться схемою в сигнал, який вона передає. Фу-

нкція спектрального аналізу *IHD* розраховує співвідношення у відсотках амплітуди зазначеної вищої гармоніки до амплітуди першої гармоніки, тобто визначає внесок кожної гармоніки в загальний коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік).

Цей вид аналізу надає користувачеві додаткові можливості при аналізі підсилювальних схем на предмет нелінійних спотворень. Відзначимо, що всі функції, доступні при використанні цього виду аналізу, можуть бути запрограмовані в режимі *Transient* за допомогою опцій *FFT* і функцій спектрального аналізу. Проте їх правильне введення та встановлення опцій *FFT* вимагають спеціальних знань і навичок роботи з програмою *MicroCAP*.

Для проведення аналізу спотворень до входу схеми обов'язково повинно бути підключено джерело синусоїдального сигналу (*Sine Source* або *SPICE*-джерела *Voltage Source*, *Current Source*). Всі параметри джерела вхідного сигналу встановлювати необов'язково, оскільки амплітуда і частота вибираються в діалоговому вікні *Distortion Analysis Limits*.

Окремого виду аналізу для розрахунку інтермодуляційних спотворень в *MC9* немає, але ці спотворення можуть бути розраховані при спільному виконанні функцій *FFT* і функцій *Performance*.

Як вже зазначалося, вибір функцій спектрального аналізу у цьому режимі моделювання обмежений, а їх параметри визначаються основною частотою, тому користувач не може вносити зміни в поля *Y Expressions*. Можна лише змінювати набір *FFT*-функцій, забороняючи або дозволяючи їх у графі *P*. Можна також редагувати масштаби у координатах *X range*, *Y range*. Однак після збереження і перезавантаження схеми вихідні дані у позиції *X range* для *FFT*-функцій відновлюються відповідно до заданої основної частоти, тобто верхня межа встановлюється рівною її десятикратному значенню.

Спотворення мають суттєву залежність від початкових умов аналізу. Ця залежність особливо сильно проявляється при недостатньо великій кількості періодів основної частоти. Переконалися в цьому можна, запустивши аналіз спотворень підсилювача з ємнісними зв'язками при встановленому і скинутому прапорці *Operating Point*. Для цього прикладу сильна розбіжність результатів при скинутому і встановленому прапорці *Operating Point* спостерігається навіть при числі періодів рівному 20.

Крім того, спотворення суттєво залежать від рівня вхідного сигналу через нелінійність передатних характеристик схем. Наприклад, для підсилювачів класу *A*, при зростанні амплітуди вхідного сигналу, вони збільшуються. Для підсилювачів класу *B* (*AB*) при зростанні вхідного сигналу спотворення спочатку зменшуються (через зменшення відносного розміру «сходінки»), потім збільшуються через обмеження вихідного сигналу.

**5.2.9 Інтермодуляційні спотворення.** Аналіз нелінійних спотворень (*Harmonic Distortion*) ґрунтується на розрахунку гармонічних складових

вихідного сигналу з частотами в ціле число разів більшими частоти вхідного синусоїдального впливу. Цей різновид аналізу спотворень подібний аналізу *DISTORTION* у *MC9*, однак надає багато додаткових можливостей і зручностей, що відсутні у попередніх версіях.

Аналіз інтермодуляційних спотворень (*Intermodulation Distortion*) також заснований на розрахунку гармонічних складових вихідного сигналу. Однак, у цьому випадку аналізуються так звані комбінаційні складові, частоти яких є сумою або різницею частот, кратних частоті кожного з двох вхідних гармонічних впливів.

Для аналізу інтермодуляційних спотворень на вхід схеми подається сигнал у вигляді суми двох синусоїд з частотами  $f_1$  і  $f_2$ . Значення частот і амплітуд цих синусоїд визначаються застосованою методикою вимірювання *IMD* (всього їх три). При цьому комбінаційні складові першого порядку – це гармоніки вихідного сигналу з частотами  $f_1$  і  $f_2$ , комбінаційні (інтермодуляційні) складові другого порядку – гармоніки вихідного сигналу з частотами  $(f_1 + f_2)$  і  $(f_1 - f_2)$ , а комбінаційні складові третього порядку – гармоніки з частотами  $(2f_1 + f_2)$ ,  $(2f_1 - f_2)$ ,  $(f_1 + 2f_2)$ , і  $(f_1 - 2f_2)$ .

Комбінаційні гармоніки 2-го порядку зазвичай значно відрізняються за частотою від вхідних синусоїдальних сигналів, тоді як частоти комбінаційних складових 3-го порядку зазвичай близькі до цих частот.

Аналіз інтермодуляційних спотворень (*Intermodulation Distortion*) – новий вид аналізу в програмі *MC10*. Він забезпечує побудову графіків сигналів *H1* (першої гармоніки кожного з вхідних сигналів), *IM2* (інтермодуляційних складових другого порядку), і *IM3* (інтермодуляційних складових 3-го порядку) залежно від рівнів вхідного сигналу (*VIN*), вихідного сигналу (*VOUT*), вхідної потужності *PIN*, чи вихідної потужності *POUT*.

При проведенні обох видів аналізу можна будувати графіки напруг або потужностей в абсолютних одиницях, у відсотках, у *dB*, що відповідає загальноприйнятим методам аналізу електронних та аудіо-пристроїв.

### 5.3 Параметри електронних компонентів

У розділах 2, 3 та 4 було детально проаналізовано функціонуванні діодів, біполярних і польових транзисторів. Тепер детальніше зупинимося на параметрах, які використовуються у форматі *PSPICE* для опису конкретних пристроїв та їх статичних і динамічних характеристик.

Почнемо з діодів. На рис. 5.6 показана повна модель діода, яка використовується в програмах для комп'ютерного моделювання схем. Символи діода тут відображують дифузійний струм  $I_{D,D}$  і струм рекомбінації  $I_{D,R}$ ; струм пробою  $I_{D,BR}$ , поданий керованим джерелом струму. Назви і позначення величин наведено в табл. 5.1. Параметри моделі перераховані у табл. 5.2 [1]; там же наведено позначки параметрів, що використовуються у форматі *PSPICE*.

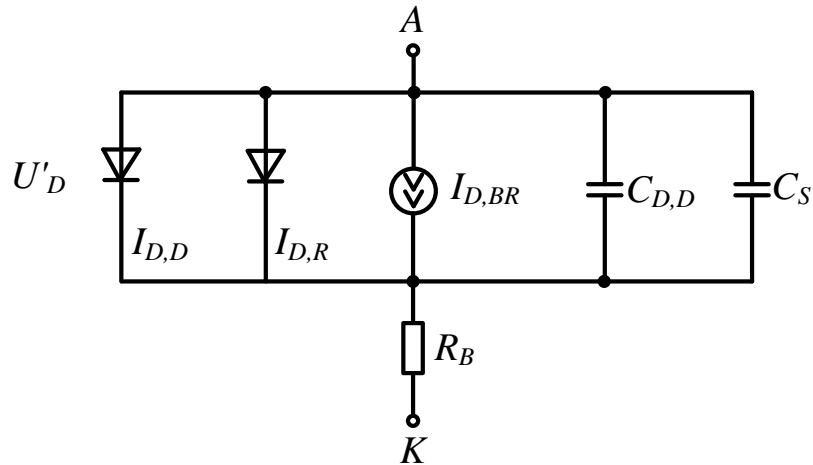


Рисунок 5.6 – Повна модель діода

Таблиця 5.1 – Величини, які входять у модель діода

Позначення	Величина
$I_{D,D}$	Струм дифузії
$I_{D,R}$	Струм рекомбінації
$I_{D,BR}$	Струм пробою
$R_B$	Прямий опір
$C_S$	Бар'єрна ємність
$C_{D,D}$	Дифузйна ємність

Таблиця 5.2 – Параметри моделі діода

Позначення	<i>PSPICE</i>	Величина
1	2	3
Статичні характеристики		
$I_S$	<i>IS</i>	Зворотний струм насичення
$N$	<i>N</i>	Коефіцієнт емісії
$I_{S,R}$	<i>ISR</i>	Зворотний струм витікання при насиченні
$n_R$	<i>NR</i>	Коефіцієнт емісії
$I_K$	<i>IK</i>	Струм у точці вигину при сильній інжекції
$I_{BR}$	<i>IBV</i>	Струм пробою в точці вигину
$n_{BR}$	<i>NBV</i>	Коефіцієнт емісії
$U_{BR}$	<i>BV</i>	Напруга пробою
$R_B$	<i>RS</i>	Прямий опір
Динамічні характеристики		

Продовження таблиці 5.2

1	2	3
$C_{SO}$	$CJO$	Початкова бар'єрна ємність
$U_{Diff}$	$VJ$	Дифузна напруга
$m_S$	$M$	Ємнісний коефіцієнт
$f_S$	$FC$	Коефіцієнт ємнісної залежності
$\tau_T$	$TT$	Стала часу $p-n$ переходу
Теплові характеристики		
$x_{T,I}$	$XTI$	Температурний коефіцієнт зворотних струмів

У табл. 5.3 наводяться значення параметрів деяких діодів, узяті з бібліотеки схемних елементів формату *PSPICE*. З параметрами, відсутніми в бібліотеці, програма поводить по-різному:

- Використовуються стандартні значення  $I_S = 10\text{--}14$  А,  $n = 1$ ,  $nR = 2$ ,  $I_{BR} = 10\text{--}10$  А,  $nBR = 1$ ,  $x_{T,I} = 3$ ,  $f_S = 0,5$ ,  $U_{diff} = 1$  В,  $m_S = 0,5$ ;
- Параметр прирівнюється до нуля:  $I_S$ ,  $R$ ,  $RB$ ,  $C_{SO}$ ,  $T$ ;
- Параметр прирівнюється до нескінченності:  $I_K$ ,  $UBR$ .

Таблиця 5.3 – Параметри деяких діодів

Параметр	<i>PSPICE</i>	1N4148	1N4001	BAS40	Розмірність
1	2	3	4	5	6
$I_S$	$IS$	2,68	14,1	0	нА
$n$	$N$	1,84	1,98	1	
$I_{S,R}$	$ISR$	1,57	0	254	фА
$n_R$	$NR$	2	2	2	
$I_K$	$IK$	0,041	94,8	0,01	А
$I_{BR}$	$IBV$	100	10	10	мкА
$n_{BR}$	$NBV$	1	1	1	
$U_{BR}$	$BV$	100	75	40	В
$R_B$	$RS$	0,6	0,034	0,1	Ом
$C_{SO}$	$CJO$	4	25,9	4	пФ
$U_{Diff}$	$VJ$	0,5	0,325	0,5	В
$m_S$	$M$	0,333	0,44	0,33	
$f_S$	$FC$	0,5	0,5	0,5	
$\tau_T$	$TT$	11,5	5700	0,025	нс
$x_{T,I}$	$XTI$	3	3	2	
1N4148 – малопотужний діод; 1N4001 – випрямний діод; BAS40 – діод Шоттки					

Якщо величинам присвоюються нульові або нескінченно великі значення, відповідні ефекти не моделюються [1].

**Біполярні транзистори.** Для моделювання роботи біполярних транзисторів використовується модель Гуммеля–Пунна. Вона найповніше відображає статичні і динамічні характеристики такого типу елементів. Повна модель для *n-p-n* транзистора наведена на рис. 5.7. У табл. 5.4 показано назви і позначення елементів цієї моделі, а її параметри перераховані в табл. 5.5 разом з параметрами, прийнятими в форматі *PSPICE* для моделювання схем. Їх позначення (за винятком об'ємних опорів бази) збігаються, якщо зробити такі заміни:  $U \rightarrow V$ ,  $N \rightarrow F$ ,  $I \rightarrow R$  і  $S \rightarrow J$ .

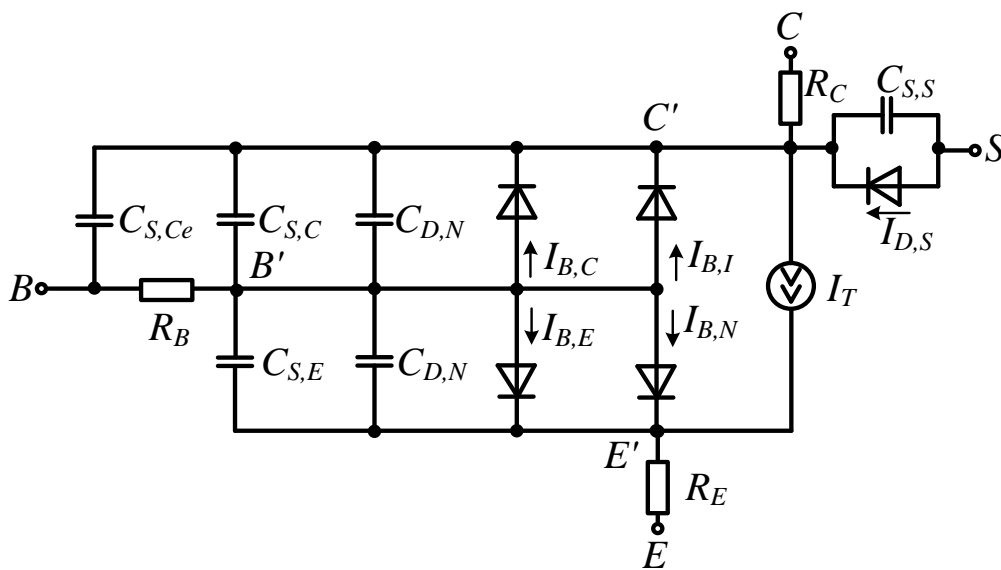


Рисунок 5.7 – Повна модель Гуммеля–Пунна для *n-p-n* транзистора

Таблиця 5.4 – Змінні моделі Гуммеля–Пунна

Позначення	Параметр
1	2
$I_{B,N}$	Ідеальний струм бази емітерного діода
$I_{B,I}$	Ідеальний струм бази колекторного діода
$I_{B,E}$	Струм витікання бази еміторного діода
$I_{B,C}$	Струм витікання бази колекторного діода
$I_T$	Струм перенесення через перехід колектор-емітер
$I_{D,S}$	Струм діода-підкладки
$R_B$	Об'ємний опір бази
$R_C$	Об'ємний опір колектора

Продовження таблиці 5.4

1	2
$R_E$	Об'ємний опір емітера
$C_{S,E}$	Бар'єрна ємність емітерного діода
$C_{S,Ci}$	Внутрішня бар'єрна ємність колекторного діода
$C_{S,Ce}$	Внутрішня бар'єрна ємність колекторного діода
$C_{S,S}$	Бар'єрна ємність діода-підкладки
$C_{D,N}$	Дифузійна ємність емітерного діода
$C_{D,I}$	Дифузійна ємність колекторного діода

Таблиця 5.5 – Змінні моделі Гуммеля–Пунна

Параметр	PSpice	Найменування
1	2	3
Статичні характеристики		
$I_S$	$IS$	Струм насичення
$I_{S,S}$	$ISS$	Зворотний струм насичення діода-підкладки
$B_N$	$BF$	Ідеальне підсилення струму в нормальному режимі
$B_I$	$BR$	Ідеальне підсилення струму в інверсному режимі
$I_{S,E}$	$ISE$	Зворотний струм насичення витікання емітерного діода
$n_E$	$NE$	Коефіцієнт емісії емітерного діода
$I_{S,C}$	$ISC$	Зворотний струм насичення витікання колекторного діода
$n_C$	$NC$	Коефіцієнт емісії колекторного діода
$I_{K,N}$	$IKF$	Струм зламу при сильній інжекції в нормальному режимі
$I_{K,I}$	$IKR$	Струм зламу при сильній інжекції в інверсному режимі
$U_{A,N}$	$VAF$	Напруга Ерлі в нормальному режимі
$U_{A,I}$	$VAR$	Напруга Ерлі в інверсному режимі
$R_{Be}$	$RBM$	Зовнішній об'ємний опір бази
$R_{Bi}$	-	Внутрішній об'ємний опір бази ( $R_{Bi} = R_B - R_{BM}$ )
-	$RB$	Об'ємний опір бази ( $R_B = R_{Bi} + R_{Be}$ )
$R_C$	$RC$	Об'ємний опір колектора
$R_E$	$RE$	Об'ємний опір емітера
Динамічні характеристики		
$C_{SO,E}$	$CJE$	Початкова ємність емітерного діода
$U_{Diff,E}$	$VJE$	Дифузійна напруга емітерного діода



Продовження таблиці 5.5.

1	2	3
$m_{S,E}$	<i>MJE</i>	Ємнісний коефіцієнт емітерного діода
$C_{SO,C}$	<i>CJC</i>	Початкова ємність колекторного діода
$U_{Diff,C}$	<i>VJC</i>	Дифізійна напруга колекторного діода
$m_{S,C}$	<i>MJC</i>	Ємнісний коефіцієнт колекторного діода
$X_{CSC}$	<i>XCJC</i>	Розподілення ємності колекторного діода
$C_{SO,C}$	<i>CJS</i>	Початкова ємність діода-підложки
$U_{Diff,S}$	<i>VJS</i>	Дифузний потенціал діода-підложки
$m_{S,S}$	<i>MJS</i>	Ємнісний коефіцієнт діода-підложки
$f_S$	<i>FC</i>	Коефіцієнт зміни ємностей
$\tau_{0,N}$	<i>TF</i>	Ідеальний час перенесення заряду через базу в нормальному режимі
$X_{\tau,N}$	<i>XTF</i>	Коефіцієнт часу перенесення заряду через базу в нормальному режимі
$U_{\tau,N}$	<i>VTF</i>	Потенціал часу перенесення заряду через базу в нормальному режимі
$I_{\tau,N}$	<i>ITF</i>	Струм часу перенесення заряду через базу в нормальному режимі
$\tau_{0,1}$	<i>TR</i>	Час переносу заряду через базу в інверсному режимі
Теплові характеристики		
$X_{T,I}$	<i>XTI</i>	Температурний коефіцієнт зворотніх струмів
$X_{T,B}$	<i>XTB</i>	Температурний коефіцієнт підсилення струму

У табл. 5.6 показані параметри ряду транзисторів, що запозичені з бібліотеки схемних елементів програми *PSPICE* і стосується лише нормального режиму. За винятком транзистора *BFR92P* об'ємні опори бази наведені повністю; їх внутрішні складові, залежні від струму, не вказуються, тому на високих частотах виникають деякі невизначеності.

Таблиця 5.6 – Параметри деяких дискретних транзисторів

Параметр	<i>PSPICE</i>	<i>BC547B</i>	<i>BC557B</i>	<i>BUV47</i>	<i>BFR92P</i>	Розмірність
1	2	3	4	5	6	7
$I_S$	<i>IS</i>	7	1	974	0,12	фА
$B_N$	<i>BF</i>	375	307	95	95	
$B_I$	<i>BR</i>	1	6,5	20,9	10,7	

Продовження таблиці 5.6

1	2	3	4	5	6	7
$I_{S,E}$	$ISE$	68	10,7	2570	130	фА
$n_E$	$NE$	1,58	1,76	1,2	1,9	
$I_{K,N}$	$IKF$	0,082	0,092	15,7	0,46	А
$U_{A,N}$	$VAF$	63	52	100	30	В
$R_{Be}^7$	$RBM$	10	10	0,1	6,2	Ом
$R_{Bi}^7$	-	0	0	0	7,8	Ом
$^{-7}$	$RB$	10	10	0,1	15	Ом
$R_C$	$RC$	1	1,1	0,035	0,14	Ом
$C_{SO,E}$	$CJE$	11,5	30	1093	0,01	пФ
$U_{Diff,E}$	$VJE$	0,5	0,5	0,5	0,71	В
$m_{S,E}$	$NJE$	0,672	0,333	0,333	0,347	
$C_{SO,C}$	$CJC$	5,25	9,8	364	0,946	пФ
$U_{Diff,C}$	$VJC$	0,57	0,49	0,5	0,85	В
$m_{S,C}$	$MJC$	0,315	0,332	0,333	0,401	
$X_{CSC}$	$XCJC$	1	1	1	0,13	
$f_S$	$FC$	0,5	0,5	0,5	0,5	
$\tau_{0,N}$	$TF$	0,41	0,612	21,5	0,027	нс
$X_{\tau,N}$	$XTF$	40	26	205	0,38	
$U_{\tau,N}$	$VTF$	10	10	10	0,33	В
$I_{\tau,N}$	$ITF$	1,49	1,37	100	0,0004	А
$\tau_{0,I}$	$TR$	10	10	988	1,27	нс
$X_{T,I}$	$XTI$	3	3	3	3	
$X_{T,B}$	$XTB$	1,5	1,5	1,5	1,5	

*BC547B* – малопотужний *n-p-n* транзистор

*BC557B* – малопотужний *p-n-p* транзистор

*BUV47* – потужний *n-p-n* транзистор

*BFR92P* – високочастотний *n-p-n* транзистор

Відсутні параметри обробляються програмою *PSPICE* по-різному:

- використовуються стандартні значення:  
 $I_S = 10\text{--}16 \text{ A}$ ,  $B_N = 100$ ,  $B_I = 1$ ,  $n_E = 1,5$ ,  $n_C = 2$ ,  $x_{T,I} = 3$ ,  $f_S = 0,5$ ,  $U_{Diff,E} = U_{Diff,C} = U_{Diff,S} = 0,75 \text{ В}$ ,  $m_{S,E} = m_{S,C} = 0,333$ ,  $x_{CSC} = 1$ ;
- прирівнюються до нуля  
 $I_{S,S}$ ,  $I_{S,E}$ ,  $I_{S,C}$ ,  $R_B$ ,  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $C_{SO,E}$ ,  $C_{SO,C}$ ,  $C_{SO,S}$ ,  $m_{S,S}$ ,  $t_{0,N}$ ,  $x_{tN}$ ,  $I_{t,N}$ ,  $t_{0,I}$ ,  $x_{T,B}$ ;
- присвоюються нескінченно великі значення  
 $I_{K,N}$ ,  $I_{K,I}$ ,  $U_{A,N}$ ,  $U_{A,I}$ ,  $U_{t,N}$ .

Нульові або нескінченно великі значення притаманні ефектам, що не моделюються.

**Польові транзистори.** Повна модель Рівня 1 *n*-канального МДН транзистора подана на рис. 5.8 і потрібна при комп'ютерному моделюванні інтегральних схем. У табл. 5.7 розписано тлумачення змінних, що використовуються у моделі Рівня 1.

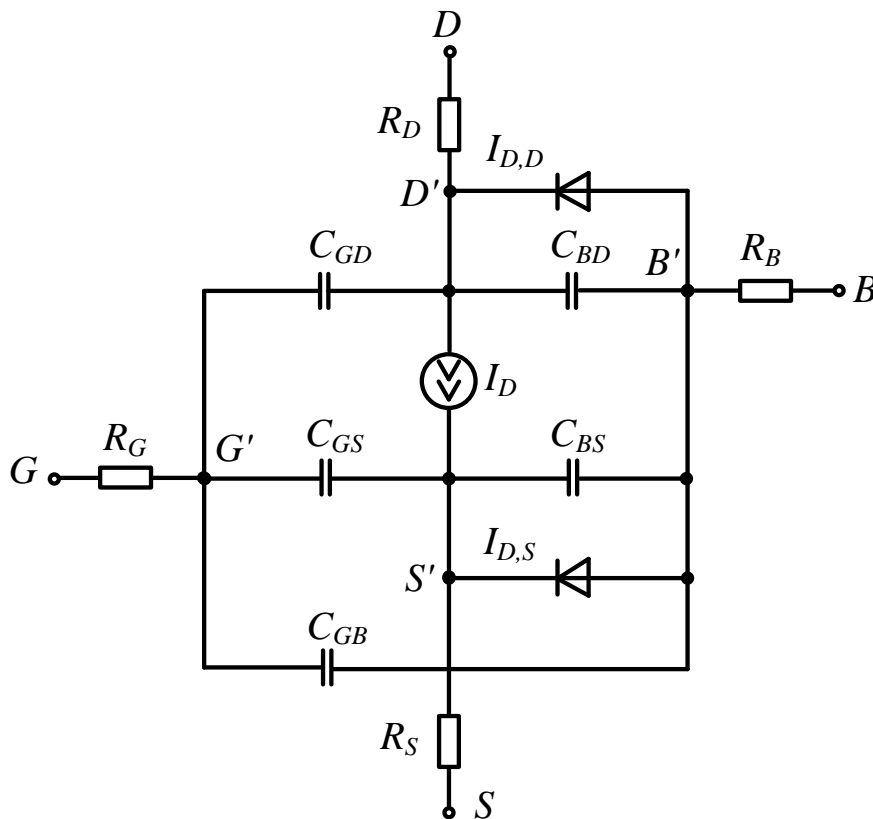


Рисунок 5.8 – Модель *n*-канального МДН транзистора Рівня 1

Таблиця 5.7 – Змінні моделі ПТ Рівня 1

Змінна	Параметр
1	2
$I_D$	Ідеальний струм стоку

Продовження таблиці 5.7

1	2
$I_{D,S}$	Струм діода підкладка-витік
$I_{D,D}$	Струм діода підкладка-стік
$R_G$	Об'ємний опір заслону
$R_S$	Об'ємний опір витоку
$R_D$	Об'ємний опір стоку
$R_B$	Об'ємний опір підкладки
$C_{GS}$	Ємність заслін-витік
$C_{GD}$	Ємність заслін-стік
$C_{GB}$	Ємність заслін-підкладка
$C_{BS}$	Ємність підкладка-витік
$C_{BD}$	Ємність підкладка-стік

Модель  $n$ -канального польового транзистора з керованим  $p$ - $n$  переходом показано на рис. 5.9. Вона виходить з моделі Рівня 1 для  $n$ -канального МОП транзистора, якщо видалити вивід затвора та пов'язані з ним елементи і перейменувати підкладку в заслін. Змінні для їх визначення наведено в табл. 5.8.

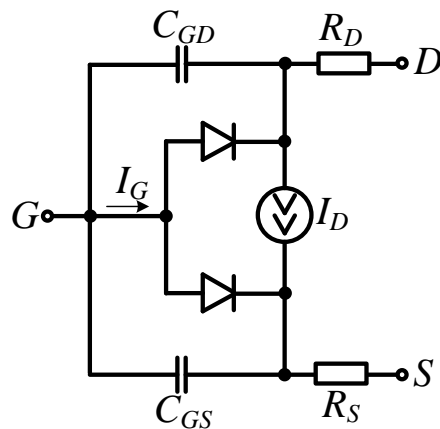


Рисунок 5.9 – Модель  $n$ -канального польового транзистора з керованим  $p$ - $n$  переходом

Таблиця 5.8 – Змінні моделі ПТ з керованим  $p$ - $n$  переходом

Змінна	Параметр
$I_D$	Ідеальний струм стоку
$I_G$	Струм заслону
$R_S$	Об'ємний опір витоку
$R_D$	Об'ємний опір стоку
$C_{GS}$	Ємність заслін-витік
$C_{GD}$	Ємність заслін-стік

#### 5.4 Контрольні запитання

1. Для чого використовується моделювання електронних схем?
2. Як називається мова (форма) опису електронних компонентів?
3. Яка схема заміщення біполярного транзистора використовується для моделювання їх статичних і динамічних характеристик?
4. Які Ви знаєте види аналізів, що використовуються у схемотехнічній програмі *MicroCAP*?
5. Чим відрізняється *Dynamic DC* аналіз від *DC* аналізу у схемотехнічній програмі *MicroCAP*?
6. В якому виді аналізу можна дослідити перехідну характеристику електронної схеми у схемотехнічній програмі *MicroCAP*?
7. В якому виді аналізу можна дослідити амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики у схемотехнічній програмі *MicroCAP*?
8. Для отримання яких характеристик використовується *Transient* аналіз?
9. Яка схема заміщення використовується для моделювання роботи діода? Які вона має основні параметри?
10. У якому виді аналізу можна дослідити нелінійні спотворення, що виникають у схемі? Які функції використовуються при цьому?
11. Які Ви знаєте статичні і динамічні параметри моделі заміщення БТ?

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк ; [ пер. с нем. ДМК Пресс ]. – М. : ДМК Пресс, 2008. – Т. 1. – 832 с.
2. Grebene A. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design / Alan B. Grebene – John Willey & Sons, 2003. – 879 p.
3. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники : учебное пособие для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. / Степаненко И. П. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.: ил.
4. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – Смоленск : НИУ МЭИ, 2012. – 617 с.
5. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.
6. Бойт К. Цифровая электроника / Бойт К. – М. : Техносфера. – 2007. – 472 с.
7. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Волович Г. И. – М. : «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.
8. Hans Camenzind. Designing Analog Chips / Hans Camenzind. – BookSurge Publishing, 2005. – 242 p.
9. Наундорф У. Аналоговая электроника: Основы, расчет, моделирование / Уве Наундорф ; [пер. с нем. М. М. Ташлицкого]. – М. : Техносфера, 2008. – 472 с.
10. Крерафт Д. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала / Д. Крерафт, С. Джерджили. – М. : Техносфера, 2005. – 360 с.
11. Азаров О. Д. Комп'ютерна електроніка. Основи теорії транзисторів та транзисторних схем / О. Д. Азаров, В. В. Байко, О. І. Суприган. – Вінниця : ВНТУ, 2004. – 130 с.

*Навчальне видання*

**Азаров Олексій Дмитрович  
Гарнага Володимир Анатолійович  
Сапсай Тетяна Григорівна  
Тарасенко Володимир Петрович**

# **ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ**

Навчальний посібник

Редактор В. Дружиніна

Оригінал-макет підготовлено Гарнагою В. А.

Підписано до друку ---.---.---- р.  
Формат 29,7×42<sup>1</sup>/<sub>4</sub>. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. ??,?.  
Наклад 300 (1-й запуск 1-100) пр. Зам. 2015-\_\_

Вінницький національний технічний університет,  
навчально-методичний відділ ВНТУ.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432)59-85-32.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
Серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті  
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432)59-87-38.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
Серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.