

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В. М. Кичак, І. В. Слободян, В. В. Кичак

**КОМПОНЕНТНА БАЗА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ І
РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ**

Навчальний посібник

Вінниця
ВНТУ
2022

УДК 621.380
ББК 32.85
М69

Автори:

Кичак В. М., Слободян І. В., Кичак В. В.

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 1 від 20.01.2022 р.)

Рецензенти:

А. Я. Кулик, доктор технічних наук, професор

В. А. Лужецький, доктор технічних наук, професор

С. В. Павлов, доктор технічних наук, професор

Компонентна база телекомунікаційних і радіотехнічних систем (частина 1): навчальний посібник / В. М. Кичака, І. В. Слободяна, В. В. Кичака – Вінниця: ВНТУ, 2022. – 131 с.

В посібнику розглянуто фізичні основи, принцип дії та основні параметри і характеристики електронних компонентів телекомунікаційних та радіотехнічних систем. Наведені основні властивості та режими роботи діодів, біполярних на уніполярних транзисторів. Значна увага приділена чотирьохшаровим напівпровідниковим структурам, тунельним і тонкоплівковим транзисторам.

Призначений для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» та інших спеціальностей галузі «Електроніка та телекомунікації».

УДК 621.380
ББК 32.85

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
Короткий історичний огляд розвитку електронної компонентної бази	6
1 КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ.....	11
1.1 Класифікація електронних компонентів.....	11
1.2 Основні властивості електронних компонентів.....	13
1.3 Вимоги до електронних компонентів ТКРТС.....	14
2 ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ.....	18
2.1 Загальні відомості про напівпровідники.....	18
2.2 Носії зарядів у напівпровідниках.....	18
2.3 Урівноважена концентрація зарядів в напівпровідниках.....	21
2.4 Неврівноважена концентрація зарядів в напівпровіднику.....	24
2.5 Струми в напівпровідниках.....	26
Питання для самоперевірки до розділу 2.....	28
3 КОНТАКТНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ.....	29
3.1 Електронно-дірковий перехід. Види переходів.....	29
3.2 Фізичні процеси в симетричному p–n переході.....	29
3.3 Умова рівноваги p–n переходу.....	32
3.4 Електронно-дірковий перехід під зовнішньою напругою.....	33
3.5 Вольт-амперна характеристика електронно-діркового переходу....	36
3.6 Рівняння неперервності.....	41
3.7 Контактна різниця потенціалів.....	42
Питання для самоперевірки до розділу 3.....	43
4 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ.....	44
4.1 Загальні відомості про напівпровідникові діоди.....	44
4.2 Маркування малопотужних діодів, діодів середньої потужності та силових вентилів.....	45
4.3 Вольт-амперна характеристика діода.....	46
4.4 Пробій діода.....	48
4.5 Вплив температури на характеристики діода.....	50
4.6 Напівпровідникові стабілітрони.....	50
4.7 Варікапи.....	53
4.8 Випрямляючі діод.....	54
4.9 Тунельний діод.....	57
4.10 Високочастотні діоди.....	60
4.11 Обернені діоди.....	60
4.12 Імпульсні діоди.....	61
4.13 Діоди Шоттки.....	64
4.14 Випрямляючі діоди Шоттки.....	65
4.15 Імпульсні діоди Шоттки.....	66
4.16 Лавинно-пролітні діоди.....	67
Питання для самоперевірки до розділу 4.....	69

5	ТРАНЗИСТОРИ.....	70
5.1	Загальні відомості про транзистори.....	70
5.2	Класифікація і маркування транзисторів.....	71
5.3	Принцип дії біполярного транзистора.....	73
5.4	Режими роботи транзистора.....	76
5.5	Статичні параметри та характеристики транзисторів.....	76
5.6	Частотні властивості біполярного транзистора.....	81
5.7	Параметри транзистора як чотиріполюсника.....	85
5.8	Формули переходу між системами параметрів.....	88
5.9	Різновиди транзисторів.....	89
5.10	Навантажувальний режим роботи транзистора.....	92
5.11	Побудова навантажувальних характеристик транзистора.....	95
5.12	Еквівалентні схеми біполярного транзистора.....	96
5.13	Принципи підсилення в транзисторі при активному режимі роботи.....	99
5.14	Робота транзистора в імпульсному режимі.....	100
5.15	Тунельний транзистор.....	104
5.16	Тонкоплівковий транзистор.....	107
	Питання для самоперевірки до розділу 5.....	109
6	ТИРИСТОРИ.....	110
6.1	Чотирьохшарові структури і загальні відомості про тиристори....	110
6.2	Маркування тиристорів.....	111
6.3	Принцип дії діод-тиристора.....	112
6.4	Параметри тиристора.....	113
6.5	Тріод – тиристор.....	114
6.6	Тетрод-тиристор.....	116
6.7	Симетричний тиристор.....	116
	Питання для самоперевірки до розділу 6.....	119
7	ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ.....	120
7.1	Будова та характеристики польового транзистора з р-п переходом.....	120
7.2	Характеристики польових транзисторів з р-п переходом.....	121
7.3	Польові транзистори з ізольованим заслоном.....	123
7.4	Частотні властивості уніполярних транзисторів.....	124
7.5	Польові тетроди.....	127
	Питання для самоперевірки до розділу 7.....	129
	ЛІТЕРАТУРА.....	131

ВСТУП

Під телекомунікаційними та радіотехнічними системами (ТКРТС) розуміють упорядковану певним чином множину взаємозв'язаних між собою пристроїв в яких під час обміну інформацією між окремими її частинами використовуються електричні сигнали, які здатні переносити інформацію та утворюють деяку цілісну єдність, яка використовується для виконання певного класу задач.

Під пристроями ТКРТС розуміють упорядковану певним чином множину компонентів і зв'язків між ними, які здатні виконувати певні функції. Під компонентами розуміють мінімальний неподільний об'єкт системи.

Розділення системи на пристрої є одним із перших кроків при побудові її формального опису, тобто математичної моделі. Мінімальними неподільними компонентами може бути пристрій або сукупність пристроїв у залежності від формулювання мети, яку виконує система та уточнення її в процесі дослідження.

В даній праці під компонентами будемо розуміти неподільні вироби, які виготовляються в єдиному технологічному циклі, до яких відносять пасивні компоненти – резистори, конденсатори, індуктивності і т.ін., та активні компоненти – діоди, транзистори, тиристори, інтегральні мікросхеми і т.ін.

В цьому посібнику будемо розглядати лише електронну компонентну базу.

На відміну від відомої навчальної літератури, де розглядається електронна компонентна база, в цьому навчальному посібнику значна увага приділяється активним електронним компонентам на базі аморфних напівпровідників, тонкоплівковим активним компонентам і компонентам на базі явища надпровідності та ефекту Джозефсона.

Посібник може бути використаний студентами, які навчаються за спеціальностями 172 Телекомунікації та радіотехніка; 171 Електроніка; 153 Мікроелектроніка та наносистемна техніка.

В посібнику приведені основні відомості із фізики напівпровідників та надпровідників у мінімальному обсязі, необхідному для розуміння принципів роботи різних напівпровідникових та надпровідникових приладів і елементів інтегральних схем. Принцип дії більшості надпровідникових компонентів ґрунтується на використанні різних властивостей випрямляючих переходів. Тому для глибокого розуміння властивостей і характеристик різних напівпровідникових компонентів необхідно засвоїти матеріал, присвячений контактним явищам. При вивченні конкретних напівпровідникових компонентів та інтегральних мікросхем слід звернути увагу на зв'язок їх властивостей та особливостей з раніше вивченими загальними закономірностями.

Принцип дії електронних компонентів на базі надпровідників ґрунтується на використанні ефекта Джозефсона, тому для глибокого розуміння властивостей і характеристик надпровідникових електронних компонентів необхідно засвоїти матеріал, присвячений явищам надпровідності та контактним явищам на межі розподілу двох надпровідників, розділених тонким шаром діелектрика.

Посібник підготовлений на базі досліду проведення лекцій авторами та їх колегами на кафедрі телекомунікаційних систем і телебачення та кафедри електротехніки і наносистем Вінницького національного технічного університету.

Короткий історичний огляд розвитку електронної компонентної бази

Електронікою називається область науки, техніки і виробництва, яка займається створенням і практичним застосуванням пристроїв, основними елементами яких є електронні прилади. Прилади, принцип дії яких ґрунтується на явищах, пов'язаних з переміщенням електрично заряджених частинок через вакуум, газ або тверде тіло, називають електронними.

Перший електронний прилад винайшов у 1872 році російський інженер А. Н. Лодигін. Це була електрична освітлювальна лампа розжарювання, яка відкрила епоху електровакуумної техніки. Напівпровідникові прилади в вигляді точкових діодів, або як їх раніше називали, кристалічних детекторів використовували в перших електронних установках. Випрямляючі властивості контактів між металом і деякими сірчаними з'єднаннями були виявлені ще в 1874 році.

В 1895 році О.С. Попов вперше використав напівпровідниковий кристал для демодуляції сигналів в радіотелеграфії і телефонії. Винахід радіо сприяв швидкому розвитку електровакуумних приладів і їх ефективного використання. В 1904 році англійський учений Д. Флемінген сконструював перший електровакуумний прилад – двоелектродну лампу, яка продемонструвала значно кращу чутливість і стабільність в роботі порівняно з кристалічними детекторами, що використовувались в той час в радіоприймальній техніці.

В 1906-1907 рр. американський учений Лі де Форест сконструював триелектродну лампу, яка дала можливість здійснювати підсилення змінних струмів.

В період з 1900 по 1905 роки було проведено ряд експериментальних робіт по дослідженню детекторних властивостей точкових контактів. Встановлено, що найбільшу стабільність мали кремнієві детектори, а найбільшу чутливість – детектори на штучних кристалах свинцевого блиску. Проте електровакуумна лампа почала витісняти кристалічні детектори, тому що була придатна не тільки для випрямлення, детектування, але й для підсилення та генерації коливань. Проте роботи по дослідженню властивостей напівпровідникових матеріалів і приладів продовжувались.

В 1912 р. В. І. Коваленковим була розроблена лабораторна генераторна лампа з водяним охолодженням. Перші електронні лампи, що знайшли використання в радіоапаратурі, були розроблені в Росії М. Д. Папалексі та М. А. Бонч-Бруєвичем в 1914-1915 рр. В 1921-1923 рр. Бонч-Бруєвичем створена найпотужніша в світі лампа з водяним охолодженням (25-40 кВт).

В цей період значна робота ведеться в області дослідження властивостей кристалічних детекторів. Російським інженером О. В. Лосєвим в 1922 році виявлені падаючі ділянки вольт-амперної характеристики деяких типів детекторів. Ці прилади, з від'ємним диференціальним опором, використовувались

для внесення від'ємного затухання в коливальні контури. Таким чином вдавалось забезпечити підсилення і генерацію коливань. О. В. Лосевим був також відкритий ефект випромінення світлової енергії прямозміщеними р-п переходами при проходженні через них прямого струму.

Групою радянських вчених під керівництвом академіка А. Ф. Іоффе в 30-х роках почалися широкі та систематичні дослідження властивостей напівпровідників.

Я. І. Френкель в своїх роботах побудував теорію збудження в напівпровіднику парних зарядів, тобто електронів і дірок, дав пояснення фотомагніто-електричному ефекту, відкритому вперше І. К. Кікоїним і М. М. Носковим в 1931 р.

Б. І. Давидовим і Д.І. Блохінцевим була розроблена теорія випрямлення на межі розподілу двох напівпровідників одного типу провідності, але з різною величиною питомої провідності. В 1937 році на базі теоретичних допущень зроблених А. Ф. Іоффе і Б. І. Давидовим розроблена теорія випрямлення на межі розподілу двох напівпровідників різного типу електропровідності: електронної та діркової. Б. І. Давидов встановив важливу роль неосновних носіїв заряду в процесі перенесення заряду та в створенні фото-Е.Р.С. в напівпровідниках. Проте цим роботам в той час не приділяли належної уваги і роллю неосновних носіїв продовжували нехтувати. Тільки більш пізні роботи довели справедливості зроблених Б. І. Давидовим допущень. Значна робота у вивченні процесів випрямлення виконана Шотткі, Моттом і Шоклі.

В 1938 році німецькими ученими Р. Хальшем і Р. В. Полем було створено перший дослідний зразок напівпровідникового підсилювального приладу. Проте він не мав практичного застосування, тому що для забезпечення підсилення кристал необхідно нагрівати до температури 600°C , а робочі частоти знаходились в області одиниць Гц. Крутість характеристик такого приладу складала доли міліампера на вольт. Крім того, вакуумна лампа в цей час задовольняла всім основним вимогам і питання про її заміну не поставало.

Вагомий внесок у розвиток компонентної електронної бази та підвищення якості ТКРТС обробки інформації зробив американський учений Філбрік, який у 1938 році запропонував конструкцію операційного підсилювача, який є підсилювачем з безпосередніми (гальванічними) зв'язками. Він характеризується високим коефіцієнтом підсилення, малим рівнем власних шумів та здатний стійко працювати у замкнутому колі зворотнього зв'язку.

Розвиток техніки ультракоротких хвиль привів до створення спеціальних надвисокочастотних приладів. У 1939 році американські учені Рассел Варіан та Сігурд Варіан розробили перший пролітний підсилювальний клістрон. В 1940 році радянські учені Н.Д. Дев'ятков, Е.Н. Данильцев та І.В. Піскунов розробили відбиваючий клістрон. В 1943 році американським ученим Р. Комифнером розроблена лампа бігучої хвилі, яка забезпечувала підсилення в широкій смузі частот від 300 МГц до 300 ГГц, принцип дії якої ґрунтується на тривалій взаємодії електромагнітної бігучої хвилі та електронного потоку, що рухаються в одному напрямі.

В роки війни були розроблені точкові високочастотні та надвисокочастотні германієві та кремнієві діоди. В 1942 році в тодішньому СРСР було розпочато випуск термоелектричних генераторів для безпосереднього перетворення теплової енергії в електричну. Термогенератори використовувались для живлення переносних радіостанцій.

В 1948 році американськими вченими Бардінім і Браттейном створено точковий германієвий транзистор, який одразу довів переваги підсилювальних напівпровідникових приладів у порівнянні з електровакуумними.

В 1949 році в СРСР Ваганяном і Красиновим створено площинний транзистор. В цей період напівпровідникова техніка почала швидко розвиватись.

В 1949 році американським вченим Шоклі розроблена теорія транзистора (р-п переходу), в її основі лежали роботи Давидова та Блохінцева.

В 1952 році розроблені основні типи відомих сьогодні напівпровідникових приладів – точковий транзистор, площинний високочастотний тетрод, каналні транзистори. В основі принципу дії всіх цих приладів лежало застосування електронно-діркового переходу.

Одним із перших методів отримання р-п переходів в монокристалічному напівпровіднику був метод вирощування. В 1950-1952 рр. були запропоновані та отримали широке розповсюдження метод сплавлення, метод дифузії (1951-1954 рр.). В 1952 році Піанн запропонував метод зонної очистки.

В 1954 році були створені перші тиристори. У 1956 році французький учений Станіслав Тешнер запропонував перший польовий транзистор з бар'єром Шотткі, що дала можливість суттєво зменшити розміри приладу та отримати більш якісні частотні характеристики. В 1966 році були розроблені перші польові транзистори з ізолюваним заслоном, які характеризувалися значно простішою технологією виготовлення та високою швидкістю.

В 1952 році англійський фахівець у галузі радіолокації запропонував будувати схеми, які складаються із транзисторів, резисторів, діодів та конденсаторів у складі одного напівпровідникового кристалу. Вперше така структура була розроблена і практично реалізована компанією «Техас інструментс» у 1959 році на базі германієвого кристалу. Розробниками першої інтегральної схеми були американські учені Джек Кілбі, Роберт Нойс, Джин Херні, Курт Леховен.

В 1957 році професор Токійського університету Лео Есакі вперше опублікував повідомлення про тунельний діод, який було отримано випадково при дослідженні дуже вузьких сплавних переходів, виготовлених на високолегованому германії. В кінці 50-х років привернув до себе увагу арсенід галію, як напівпровідниковий матеріал, здатний в майбутньому, в ряді випадків, замінити кремній в технології мікроелектроніки.

В кінці 50-х – на початку 60-х років найбільш розповсюдженими приладами мікроелектроніки були біполярні транзистори на базі кремнію.

Перші біполярні транзистори на базі GaAs, які були кращими кремнієвих за частотними параметрами, створені в 1961 році М. Джексоном і Е. Вурстом. Ці прилади, що мали дифузійну базу р-типу і сплавний емітер n-типу, мали межеву

частоту 730 МГц і характеризувались кращими температурними характеристиками.

В 1963 році вперше Ганн опублікував роботу, в якій описано явище виникнення генерації в діапазоні надвисоких частот (НВЧ) при проходженні електричного струму в зразку із GaAs n-типу з омичними контактами. В 1965 році виготовлено лавинно-пролітні діоди (ЛПД), в яких використовувались кремнієві p-n переходи. Це явище вперше передбачив Рід ще в 1958 році, а перший зразок ЛПД на базі GaAs було виготовлено в 1966 році Ірвіном. Першою спробою виготовлення ІС НВЧ-діапазона на GaAs було створення приймача сигналів на частоті 94 ГГц зі встроєним генератором на діоді Ганна. Пізніше були розроблені цифрові ІС на GaAs з діодами Ганна, проте виготовлення таких схем виявилось складним і з появою польових транзисторів на GaAs кількість робіт по створенню ІМС з діодами Ганна різко зменшилась. Ці діоди можуть знайти використання лише в монолітних ІМС міліметрового діапазону як потужні НВЧ-генератори.

Перший польовий транзистор на GaAs було створено в 1966 році Мідом, це був одночасно і перший транзистор з заслоном Шотткі. В 1967 році виготовлені перші польові транзистори на GaAs з керуючим p-n переходом. Проте польові транзистори з заслоном Шотткі знайшли в теперішній час більш широке застосування. Це пояснюється простотою технології виготовлення, меншими паразитними ємностями і значно кращими параметрами в діапазоні НВЧ. Перший польовий транзистор НВЧ-діапазону був описаний в 1967 році. Він мав межеву частоту рівну 3 ГГц.

В 1970 році виготовлено польовий транзистор з довжиною каналу 1 мкм і межевою частотою 30 ГГц.

В 1974 році з'явилося повідомлення про застосування польових транзисторів на GaAs в цифрових ІМС. В 1977 році вдалось виготовити задаючий тригер з максимальною частотою перемикання 4 ГГц.

В 1979 році була створена перша монолітна ІМС потужного підсилювача на базі GaAs з вихідною потужністю 1,26 Вт на частоті 10 ГГц.

В семидесятих роках сформувався новий клас напівпровідникових приладів на базі полікристалічних і склоподібних напівпровідників, характерною рисою яких є біполярна неомічна провідність. На відміну від традиційних приладів, вони не містять асиметричних потенціальних бар'єрів, наприклад p-n переходів. Робочим елементом в них є тонка плівка неупорядкованого напівпровідника (в кераміці цю роль грають міжкристалеві зв'язки). Робочою характеристикою є симетрична вольт-амперна характеристика тунельного або S-подібного типу. Область використання цих приладів, наприклад варісторів і перемикачів, розповсюджується від інтегральних мікросхем та кольорового телебачення до потужних розрядників у високовольтних лініях електропередач. В теперішній час випуск таких приладів в світі досяг декілька сотень мільйонів штук в рік.

Подальший розвиток електроніки направлений переважно на використання гетероструктур і удосконалення технологій виготовлення, застосування епітаксії

із рідкої фази, молекулярно-променевої епітаксії, використання явища надпровідності та нанотехнології.

В 1986 році швейцарські фізики Г.Беднорц і К.Мюллер вперше відкрили явище високотемпературної надпровідності, що викликало значний інтерес до фізики та електроніки твердого тіла. Вперше ефект надпровідності був відкритий в 1911 році Камерлінг-Оннесом, який виявив, що опір ртуті перетворюється в нуль при температурі нижче $4,2^{\circ}\text{K}$. Надпровідність використовувалась в електроніці в середині 60-х років. Значна зацікавленість до застосування надпровідності пов'язана з відкриттям англійським фізиком Б.Джозефсоном в 1962 році ефекта слабкої надпровідності, суть якого полягає в протіканні надпровідникового струму через достатньо тонкий шар діелектрика.

1 КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ

1.1 Класифікація електронних компонентів

В залежності від середовища, в якому протікають основні процеси, електронні прилади можна умовно розділити на чотири основні класи: це електровакуумні, газорозрядні або іонні, напівпровідникові прилади та прилади на базі надпровідників. До особливого класу електронних приладів слід віднести інтегральні схеми.

Електронні прилади, принцип дії яких базується на явищах, пов'язаних з протіканням електричного струму через вакуум, називаються електровакуумними. Під вакуумом в електроніці розуміють таку ступінь розрідження, при якій електрони, що переміщуються в міжелектронному просторі, не зіткаються один з одним та іншими частинками.

Це має місце при щільності газу в приладі в 10^8 - 10^9 разів нижчій, ніж в атмосфері, що відповідає тиску газу порядку 10^{-5} - 10^{-6} мм.рт.ст. В процесі переносу заряду в електровакуумних приладах приймають участь лише електрони. Газ, що наповнює прилад, практично не впливає на рух електронів і властивості цих приладів визначаються взаємодією електронного потоку з електричним полем електродів.

Електронні прилади, в яких електричні процеси протікають в атмосфері інертних газів, у водні, парів ртуті і т. ін., називаються іонними (або газорозрядними). В цих приладах рух електронів проходить в умовах зіткнення їх з частинами газу, який заповнює прилад. В цих приладах в процесі переносу електричних зарядів у розрядному проміжку приймають участь електрони і позитивні іони. Вільні електрони та іони утворюються в результаті іонізації молекул газу під дією швидких електронів, світлового потоку і т. ін. Крім того джерелами вільних електронів в іонних приладах можуть бути термо-електронні, фотоелектронні, а також холодні та інші катоди. Тобто, для цих приладів характерним є розряд в газі – іонізація газів або парів. Таким чином, по ступеню заповнення прилади діляться на електровакуумні з тиском $P^5 < 10$ мм рт.ст. і газорозрядні або іонні з тиском $P^5 > 10$ мм рт. ст.

Прилади, тиск в яких більше атмосферного, називаються розрядниками.

До електронних приладів відносять також провідникові (безрозрядні) електровакуумні прилади. В цих приладах використовують явища, зв'язані з електричним струмом в твердих або рідких провідниках, що розміщуються в вакуумі або розрідженому газі - це лампи розжарювання, стабілізатори струму, вакуумні напівпровідникові терморезистори, вакуумні термоелементи, вакуумні конденсатори.

За принципами дії та іншими особливостям електровакуумні електронні прилади можна розділити на такі групи:

- прилади надвисоких частот – клістроли, магнетрони, лампи біжучої хвилі, прилади з перехресними полями та ін.;

- електронно-променеві прилади – приймальні і передавальні телевізійні трубки, осцилографічні трубки, запам'ятовуючі електронні перетворювачі зображень;
- електро-світлові прилади - лампи розжарювання, газорозрядні індикатори світла та люмінесцентні лампи;
- рентгенівські трубки, лічильники заряджених частинок і т. ін.

В теперішній час найбільш поширеними є напівпровідникові прилади – це прилади принцип дії яких ґрунтується на електричних явищах, пов'язаних з проходженням електричного струму через тверде тіло, яке має властивості напівпровідника. Властивості цих приладів зумовлені процесами взаємодії електронів в кристалічній ґратці напівпровідника з зовнішнім електричним полем, а частіше процесами на межі розподілу напівпровідників з різним типом провідності. В процесі переносу заряду в таких приладах приймають участь електрони та позитивно заряджені дирки.

Як класифікаційні признаки напівпровідникових приладів, яких дуже багато, можуть використовуватись різні характеристики і параметри. За найбільш загальною класифікаційною ознакою прийнято застосовувати характер процесу перетворення енергії одного виду в іншій. У відповідності з цією ознакою напівпровідникові прилади діляться на електроперетворювальні, фотоелектронні, випромінюючі, теплоелектричні, тензоелектричні, магнітоелектричні і т. ін.

Електроперетворювальні компоненти здійснюють перетворення електричного струму в такий же електричний струм, але іншої частоти або форми.

До цієї групи відносяться випрямляючі, частотно перетворювальні, підсилювальні, генеруючі, перемикаючі та стабілізуючі струм або напругу електровакуумні, газорозрядні та напівпровідникові електронні компоненти.

Світловипромінюючі компоненти – це прилади, в яких електричний струм перетворюється у світлове випромінювання. До цієї групи компонентів відносяться електронно-світлові індикатори, електронно-променеві трубки, газорозрядні знакові індикатори, світловипромінюючі напівпровідникові діоди, інфрачервоні діоди, напівпровідникові знакові індикатори та напівпровідникові шкали та екрани.

Фотоелектронні компоненти – це прилади, в яких світлове випромінювання перетворюється в електричний струм.

До цієї групи компонентів відносять електровакуумні і газорозрядні фотоелементи, фотоелектронні помножувачі, фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори та фототирістори.

Напівпровідникові терморезистивні компоненти – до яких відносяться терморезистори прямого підігріву, болометри, терморезистори зовнішнього підігріву, позистори.

Напівпровідникові термоелектричні компоненти – до яких відносять термоелементи термоелектричні генератори, термоелектричні холодильники та теплові насоси.

Напівпровідникові гальваномагнітні компоненти – до яких відносять перетворювачі Холла, магніторезистори, магнітодіоди та магнітотранзистори.

Напівпровідникові резистори, опір яких залежить від прикладеної напруги. До цієї групи відносять варістори на базі карбіду кремнію і варістори на базі оксидних напівпровідників.

Спільним для всіх електронних приладів, включаючи інтегральні мікросхеми, є те, що вони являють собою елементи, в яких здійснюється перетворення енергії одного виду в інший. Тому окремі типи приладів, що мають суттєві відмінності в принципі дії, часто використовуються для одних і тих же цілей і характеризуються подібними властивостями.

1.2 Основні властивості електронних компонентів

Широке розповсюдження електронних компонентів обумовлено тим, що вони характеризуються рядом дуже важливих властивостей.

З допомогою електронних приладів може бути здійснений широкий клас перетворень одного виду енергії в інший. Наприклад, енергії світлового випромінювання в електричну (фотоелектронні прилади), електричних сигналів у видиме зображення (телебачення). Електронні прилади широко застосовуються для вимірювання різноманітних неелектричних величин: віддалі, кутів, температури та т. ін.

Однією із найбільш цінних властивостей є швидкодія електронних приладів. Вона визначається переважно швидкістю переміщення заряджених частинок під дією електричного поля в вакуумі, розрідженому газі або середньою тепловою швидкістю в твердому тілі. Всі ці процеси протікають швидко і в більшості застосувань електронні прилади діють практично безінерційно. Найбільш інерційними є іонні прилади, діапазон робочих частот яких обмежений одиницями МГц і навіть десятками кГц. Електровакуумні і спеціальні типи НВЧ приладів задовільно працюють в діапазоні частот до декількох десятків ГГц. В теперешній час розроблені напівпровідникові діоди та транзистори на базі арсеніду гелія, які забезпечують підсилення та генерацію коливань в міліметровому діапазоні.

Простота керування процесом перетворення енергії. Основні процеси керування: регулювання щільності електронного потоку, швидкості електронів, напрямку переміщення і т. ін. – здійснюються, як правило, з допомогою зміни електричних та магнітних полів. Електричні способи керування дозволяють швидко та в широких межах змінювати величини, які характеризують електронний прилад, як перетворювач енергії – коефіцієнт підсилення сигналів, їх потужність на виході, частоту коливань. Керування здійснюється за допомогою тих електродів, в колах яких струм відсутній, або його величина незначна. Тому на керування, як правило, витрачається мінімальна енергія.

1.3 Вимоги до електронних компонентів ТКРТС

Розрізняють активні та пасивні компоненти ТКРТС. Різні електронні прилади відносяться до активних компонентів, оскільки вони здійснюють випрямлення, підсилення, генерацію сигналів, перетворення частоти, модуляцію та інші активні процеси. До пасивних компонентів відносять резистори, конденсатори, котушки індуктивності, трансформатори. До всіх компонентів РЕА висувається ряд вимог, які визначають їх властивості та якість.

Насамперед основні параметри компонентів повинні мати відповідне номінальне значення (номінали), при цьому із-за неможливості дуже точного виготовлення компонентів, вказують також і допустимі відхилення від номіналів, тобто допуски, наприклад $\pm 10\%$.

Дуже важливо, щоб компоненти були високонадійними. Під надійністю розуміють властивість того чи іншого об'єкта зберігати в часі у встановлених межах значення всіх параметрів, які характеризують нормальну роботу об'єкта. Прийнято вважати, що в поняття надійності входять такі властивості об'єкта, як безвідмовність, довговічність, ремонтпридатність і збереженість.

Повна або часткова втрата працездатності пристрою називається відмовою. Властивість пристрою зберігати роботоздатність протягом заданого часу в певних умовах експлуатації називають безвідмовністю. Це поняття є головною частиною самого поняття надійності.

Довговічність (термін придатності) визначається звичайно тим, що головний параметр (чи декілька параметрів) з часом погіршуються, тобто досягають максимально чи мінімально допустимого. Тоді компонент підлягає заміні, але може ще бути використаний для менш відповідальної роботи, наприклад, в навчальних цілях.

Ремонтпридатність – властивість компоненту, яка характеризує його пристосування до попередження, знаходження та усунення відмов. Слід відмітити, що напівпровідникові і електровакуумні пристрої відносяться до не відновлювальних, тобто до таких, які у випадку відмови не підлягають і не піддаються відновленню. Для таких пристроїв під працездатністю слід розуміти як пристосування пристрою до контролю та зручності заміни.

Зберігання – властивість компонентів залишати працездатність в процесі зберігання і перевезення. Кількісна оцінка надійності може визначатися за допомогою різних параметрів. Найчастіше користуються поняттям інтенсивності відмов λ , яка визначається як відношення числа однотипних компонентів n , які відмовили протягом деякого проміжку часу t , до числа компонентів N , працездатних на початковому проміжку цього часу на його тривалість:

$$\lambda = \frac{n}{(Nt)}.$$

Якщо час виражати в годинах, то одиницею λ буде година в мінус першій степені год⁻¹. Таким чином, інтенсивність відмов буде визначатись як відношення

числа компонентів, які відмовили протягом однієї години. Наприклад, якщо число компонентів, які проходять випробування, $N=1000$, за час роботи $t=500$ год і за цей час відмовили 2 компоненти, то інтенсивність відмов

$$\lambda = \frac{2}{(1000 \cdot 500)} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ год}^{-1}.$$

Отже, в даному випадку надійність характеризується тим, що за одну годину можуть відмовити 4 компоненти із мільйона.

Відмови можуть бути різних видів і з різних причин. Раптова відмова може виникнути у результаті стрибкоподібної зміни одного із декількох основних параметрів. Поступова відмова вказує на поступову зміну цих параметрів, наприклад, за рахунок старіння. Повна відмова не дає можливості подальшого використання цих компонентів. Часткова відмова, дає можливість частково використовувати компоненти. Причиною відмов можуть бути помилки чи недосконалість конструкції, порушення або недосконалість технологічного процесу виготовлення, а також порушення правил експлуатації та непередбачені зовнішні впливи. Відповідно розрізняють конструктивні, технологічні та експлуатаційні відмови.

Інтенсивність відмов λ протягом тривалої експлуатації не залишається постійною (рис. 1.1).

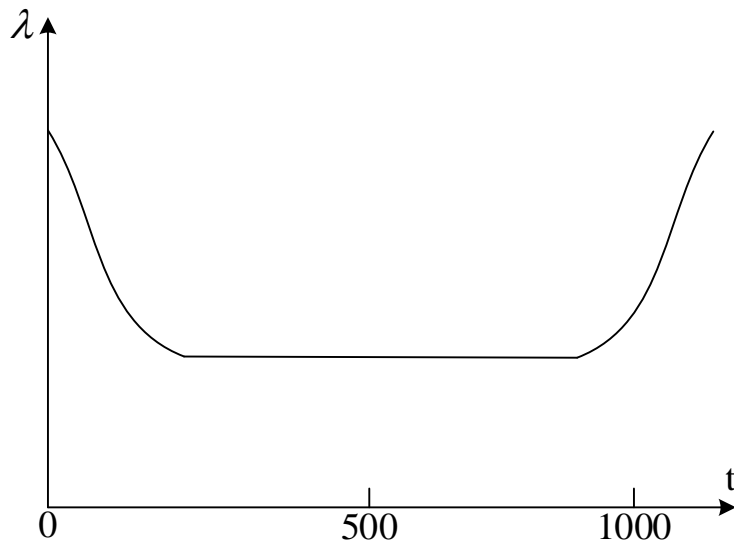


Рисунок 1.1 - Залежність інтенсивності відмов від часу (λ -характеристика)

У початковий період роботи λ має велике значення в наслідок прихованих дефектів, невиявлених із-за недосконалості виробничого контролю та можливих порушень правил експлуатації при першому збиранні пристрою. Потім значення λ зменшується і залишається майже постійним протягом довгого терміну, який є основним періодом експлуатації. В кінці терміну служби λ збільшується із-за

старіння елементів. Слід відмітити, що надійність РЕА знижується на літаках, а особливо на ракетах.

Стійкість до різних впливів і стабільність параметрів – необхідні властивості компонентів РЕА. Із впливових факторів на першому місці розміщується температура. Важливо, щоб компоненти були термостабільними, щоб їх параметри як можна менше змінювалися при впливі температури. В більшості випадків параметри компонентів залежать від навколишнього середовища. Тому необхідно захищати компоненти від нагріву та здійснювати відведення теплоти від них (охолодження).

Термостабільність характеризується температурним коефіцієнтом того чи іншого параметру. Наприклад, для резисторів температурний коефіцієнт опору (ТКО) є відношенням відносної зміни опору $\frac{\Delta R}{R}$ при зміні температури на один градус. Він визначається за формулою (в кельвінах в мінус першій степені):

$$TKO = \frac{\Delta R}{R\Delta T},$$

де ΔR – зміна опору при зміні температури.

Наприклад, якщо $TKC=5\cdot 10^{-4}K^{-1}$, це значить, що нагрівання резистора на 1К, змінює опір на $5\cdot 10^{-4}$ від його значення. Якщо $R=10кОм$, тоді зміна буде рівна $50м$, на один градус нагріву. Термостійкість, а також холодостійкість характеризуються граничними мінімальною і максимальною темературою, при якій ще можлива правильна робота без відмов.

Вологостійкість характеризує можливість компонентів витримувати вологість повітря; в тих випадках, коли можливе попадання води в РЕА, необхідна водостійкість. Для захисту від вологи і води використовуються спеціальні плівки і покриття, а також герметизація компонентів та всієї апаратури.

Стійкість до підвищеного і пониженого тиску важлива для компонентів апаратури, яка працює в умовах таких тисків. Слід відмітити, що при пониженому тиску погіршується охолодження.

В деяких випадках необхідна хімічна стійкість компонентів, якщо можлива дія яких-небудь газів чи парів хімічних речовин чи, наприклад, попадання в апаратуру морської води.

Якщо апаратура буде працювати у місцях з деякою кількістю пилу в повітрі, наприклад, у степовій місцевості, то елементи повинні бути пилестійкими.

Радіаційна стійкість характеризується можливістю роботи під дією світлового та іонізуючого випромінення. На жаль, деякі напівпровідникові пристрої характеризуються низькою стійкістю до іонізуючого випромінення.

Досить істотна стійкість до різних механічних впливів. Це насамперед ударостійкість і вібростійкість. Остання особливо важлива для компонентів РЕА, які використовуються на кораблях, літаках, ракетах.

Особливо потрібно розглянути тропікостійкість, тобто можливість працювати в тропічних умовах, коли суміщаються висока температура та вологість, а також

можливість появи швидкозростаючої цвілі або «нападу» на апаратуру комах, які поїдають деякі діелектричні матеріали. Для цих умов виготовляють компоненти РЕА так званому тропічному використанні.

Ряд вимог висувають до властивостей компонентів РЕА. Вони повинні працювати у потрібному діапазоні частот та володіти необхідною швидкістю. Тому інколи вказують робочі або граничні частоти.

Як правило, бажано, щоб електронні компоненти споживали мінімальну енергію від джерела живлення (це дуже важливо для переносної РЕА), а також необхідно щоб мала місце мінімальна втрата енергії в самих компонентах.

Компоненти повинні характеризуватися електричною міцністю, яка визначається граничною напругою, граничним струмом і граничною потужністю, яка виділяється в даному компоненті.

Завжди є важливим, щоб компоненти мали мінімальний розмір та масу, оскільки їх число в сучасній важкій РЕА значно збільшилось. Важливим напрямком розвитку електроніки стала мініатюризація. Проте тут виникають складнощі: чим менший розмір компонента, тим менша у нього гранична потужність.

Дуже важливою є технологічність компонентів РЕА, можливість механізації та автоматизації їх виготовлення, оскільки не можливо вручну із потрібною точністю виготовити велике число компонентів. Велику роль в цьому напрямі відіграє уніфікація компонентів.

Вартість компонентів РЕА є дуже важливим економічним фактором, але при цьому слід мати на увазі, що високоякісні компоненти, як правило, мають високу вартість, оскільки їх виробництво є не дешевим.

2 ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

2.1 Загальні відомості про напівпровідники

До напівпровідників відносять речовини, які за величиною питомої електричної провідності займають проміжне положення між провідниками (металами) та діелектриками. Значення питомої електропровідності цих класів речовин рівні: для провідників – 10^6 - 10^5 сім/см; для напівпровідників – 10^4 - 10^{-10} сім/см; для діелектриків – менше 10^{-10} сім/см.

Основною ознакою, за якою напівпровідники виділяють в особливий клас речовин, є значний вплив температури та концентрації домішок на їх електропровідність. Так, наприклад, залежність електропровідності напівпровідників від температури носить експоненціальний характер і вже при порівняно невеликому її збільшенні провідність напівпровідників різко збільшується, температурний коефіцієнт електропровідності становить 5-6%. В той же час електропровідність металів не збільшується, а навпаки падає, причому дуже незначно: температурний коефіцієнт електропровідності для металів становить десяті долі відсотка на градус.

Введення домішок в напівпровідник вже при дозах порядку 10^{-7} - 10^{-9} % призводить до значного збільшення його електропровідності.

В більшості напівпровідників значна зміна електропровідності виникає під дією світла, іонізуючих опромінювань, радіоактивних опромінь та інших зовнішніх дій.

Напівпровідники являють собою найбільш багаточисельну групу речовин. До них відносяться такі хімічні елементи, як: бор, вуглець, кремній, фосфор, сірка, германій, миш'як, селен, сіре олово, телур, йод, хімічні з'єднання $A^I B^{VII}$, $A^{III} B^V$, $A^{IV} B^{IV}$, $A^I B^{VI}$, $A^{IV} B^{VI}$, $A^{II} B^{VI}$ (CuCl, CaAs, CuO, PbS, GeSi) більшість природних хімічних з'єднань – мінералів та інші органічні речовини.

В електроніці як основні напівпровідники використовуються германій, кремній, арсенід галію, антимонід галію. Ряд речовин, таких як бор, фосфор, миш'як, індій, галій, сурма використовуються як домішкові.

2.2 Носії зарядів у напівпровідниках

Германій і кремній є чотирьохвалентними елементами і на їх зовнішній оболонці розміщується по чотири валентних електрони, тому кожний атом утворює чотири ковалентні зв'язки з чотирма сусідніми атомами, які його оточують.

Вільні електрони відсутні і такий напівпровідник при низьких температурах не проводить електричний струм. В напівпровідниках, на відміну від діелектриків, порівняно невелика енергетична дія, зумовлена нагріванням або дією опромінення, може призвести до розриву ковалентних зв'язків в решітці. При цьому валентний електрон, відірваний від свого атому, переходить в новий стійкий стан, в якому він має властивість переміщуватись по кристалічній

решітці. Такі зірвані з валентних зв'язків рухомі електрони називаються електронами провідності. Вони обумовлюють електронну провідність напівпровідника.

Мінімальна величина енергії ΔW , яку необхідно надати валентному електрону для того, щоб відірвати його від атома і зробити його рухомим, залежить від структури решітки і, таким чином, є параметром напівпровідника. Для Ge ця енергія рівна 0,72 eВ, для Si – 1,12 eВ, для арсеніду галію – 1,41 eВ.

В твердому тілі через взаємодію атомів, енергетичні рівні розщеплюються і створюють енергетичні зони, які складаються з окремих близько розміщених енергетичних рівнів.

В квантовій механіці доводиться, що енергія електронів, що переміщуються в кристалі, лежить в деякому діапазоні значень, інакше кажучи, електрони займають цілу зону енергетичних рівнів, яка називається зоною провідності (ЗП).

Енергетичні стани валентних електронів створюють валентну зону (ВЗ). Між цими двома зонами лежить область енергетичних станів, в яких електрони не можуть знаходитися – це так звана заборонена зона. Ширина забороненої зони ΔW визначає енергію, необхідну для звільнення валентного електрона, тобто енергію іонізації напівпровідника. Таким чином, з енергетичної точки зору відрив валентного електрона від атома і перетворення його в електрон провідності відповідає переходу електрона з валентної зони в зону провідності (рис.2.1).



Рисунок 2.1 – Енергетична діаграма напівпровідника

При розриві ковалентного зв'язку та виході електрона з атома в решітці створюється незаповнений зв'язок, якому відповідає некомпенсований позитивний заряд, рівний по величині заряду електрона $+e$. Оскільки на незаповнений зв'язок легко переходять валентні електрони з сусідніх зв'язків, чому сприяє тепловий рух в кристалі, то місце, де відсутній валентний електрон (що зветься діркою), хаотично переміщується по решітці. При наявності зовнішнього поля дірка також буде рухатися у напрямку дії поля, що відповідає переносу позитивного заряду, або електричному струму.

Напівпровідник, який має в вузлах решітки тільки власні атоми, прийнято називати власними напівпровідниками. Власний напівпровідник характеризується електронною та дірковою провідностями.

В електроніці часто застосовуються напівпровідники, в яких частина атомів основної речовини в вузлах кристалічної решітки замінена атомами домішок, тобто атомами іншої речовини. Такі напівпровідники називаються домішковими. Для Ge і Si частіше всього використовують п'яти- і трьохвалентні домішки. До п'ятивалентних відносяться фосфор, сурма, миш'як та ін., до трьохвалентних – бор, алюміній, галій, індій.

При наявності п'ятивалентної домішки чотири валентних електрона домішкового атома спільно з чотирма електронами сусідніх атомів основного напівпровідника створюють ковалентні зв'язки, а п'ятий електрон виявляється „лишнім”. Енергія зв'язку його зі своїм атомом ΔW_n набагато менша, ніж енергія, необхідна для звільнення валентного електрона. Завдяки цьому п'ятий електрон навіть при кімнатній температурі може бути відірваним від свого атома за рахунок енергії теплового руху. При цьому утворюється вільний електрон, здатний переміщуватись по кристалічній решітці, і нерухомий позитивний заряд – атом домішки, який втратив цей електрон. Домішки такого виду, що віддають електрони, називаються донорними.

Напівпровідник, що утворюється в цьому випадку, називається напівпровідником n-типу. Його зонна діаграма приведена на рис.2.2. Основними носіями заряду такого напівпровідника є електрони і їх концентрація дорівнює N_n (концентрація електронів N у напівпровіднику n-типу), а неосновними – дірки – P_n (концентрація дірок P в напівпровіднику n-типу).

При введенні трьохвалентної домішки домішковий атом віддає три своїх валентних електрони для утворення ковалентних зв'язків з трьома сусідніми атомами основного напівпровідника. Зв'язок з четвертим атомом виявляється незаповненим, однак на нього порівняно легко можуть переходити валентні електрони з сусідніх зв'язків, оскільки енергія іонізації ΔW_p мала (соті долі eV).

При переході валентного електрона на незаповнений зв'язок домішковий атом з приєднаним лишнім електроном утворює в решітці нерухомий від'ємний заряд, крім того в решітці утворюється дірка, здатна переміщуватись по решітці і обумовлювати діркову провідність напівпровідника. Домішки такого роду, що захоплюють електрони, називаються акцепторними.

Напівпровідник, що утворюється при введенні акцепторної домішки, називається напівпровідником p-типу. Зонна діаграма такого напівпровідника зображена на рис.2.3. Основними носіями такого напівпровідника є дірки P_p , а неосновними – електрони N_p .

На енергетичній діаграмі напівпровідника донорні і акцепторні домішки утворюють локальні енергетичні рівні, які лежать в забороненій зоні (рис.2.2, 2.3).

Донорні рівні розміщуються біля зони провідності (енергія іонізації їх рівна ΔW_n), а рівні акцепторів – біля валентної зони (їх енергія іонізації рівна ΔW_p).

Таким чином, домішкові напівпровідники характеризуються також електронною та дірковою провідністю.

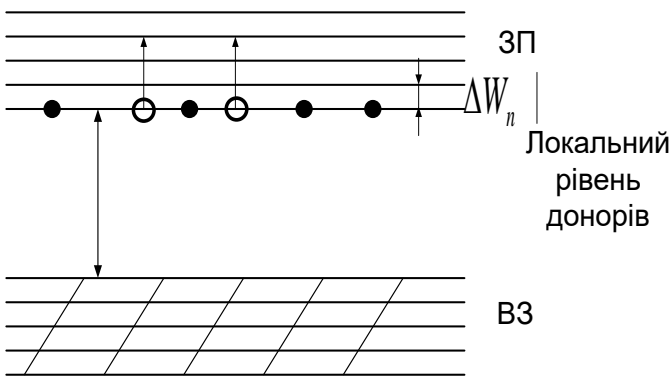


Рисунок 2.2 – Напівпровідник з донорною домішкою

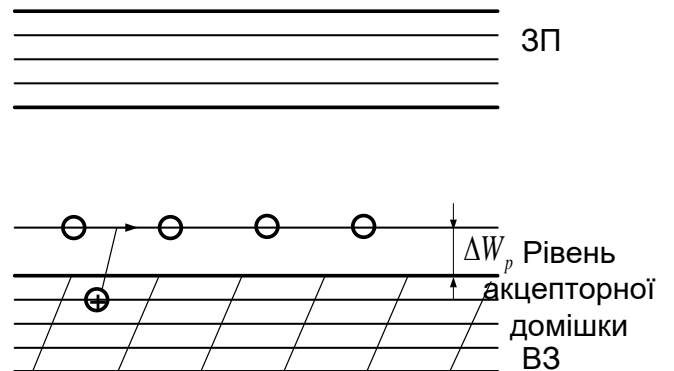


Рисунок 2.3 – Напівпровідник з акцепторною домішкою

2.3 Урівноважена концентрація зарядів в напівпровідниках

Визначимо урівноважену концентрацію носіїв заряду для власного напівпровідника. В квантовій механіці, виходячи із співвідношення невизначеностей Гейзенберга, показується, що в кристалі в інтервалі енергій від W до $W+dW$, де має місце досить визначене число енергетичних станів dN , в яких можуть знаходитися електрони провідності:

$$dNn = C(W - W_{min})^{1/2} dW, \quad (2.1)$$

де
$$C = \frac{4\sqrt{2}\pi \cdot m_n^{3/2}}{n^3}$$

m_n – ефективна маса електрона в зоні провідності;

$h = 6.62 \cdot 10^{-34}$ Дж/сек – стала Планка;

W_{min} – мінімальна енергія електрона в зоні провідності.

Згідно з принципом Паулі, в кристалі в одному і тому ж енергетичному стані можуть знаходитись не більше двох електронів, при цьому вони повинні мати різні спіни.

Ймовірність $P(W)$ знаходження вільного електрона в енергетичному стані W визначається статистичною функцією Фермі-Дірака:

$$P(W) = \frac{1}{e^{\frac{W-W_F}{kT}} + 1}, \quad (2.2)$$

де W_F – рівень енергії, якою електрон може володіти з ймовірністю $P=1/2$, або рівень Фермі. У власному напівпровіднику він розміщується приблизно посередині забороненої зони.

kT – середня теплова енергія мікрочастинки при температурі 0°K .

Виходячи з власних співвідношень визначають концентрацію електронів в зоні провідності вільного напівпровідника:

$$n_i = \int_{W_{\min}}^{W_{\max}} 2P(W)dNn = 2C \int_{W_{\min}}^{W_{\max}} \frac{(W - W_{\min})^{1/2}}{e^{\frac{W-W_F}{kT}} + 1} dW, \quad (2.3)$$

де W_{\max} – максимальна енергія електрона в зоні провідності.

Звідси можна знайти, що при помірних температурах, якщо $e^{\frac{W-W_F}{kT}} \gg 1$, то концентрація електронів в зоні провідності власного напівпровідника визначається співвідношенням:

$$n_i = n_0 e^{-\frac{\Delta W}{2kT}}, \quad (2.4)$$

де n_0 – концентрація електронів при температурі 0°K . Для Ge $n_0=5 \cdot 10^{19} \text{ 1/cm}^3$, для Si $n_0=5 \cdot 10^{20} \text{ 1/cm}^3$.

Число дірок в ідеальній кристалічній решітці власного напівпровідника рівна числу вільних електронів:

$$p_i = n_i \quad (2.5)$$

Користуючись наведеними співвідношеннями, можна підрахувати, що при кімнатній температурі $T=293^\circ\text{K}$, число вільних електронів в бездомішковому Ge для якого $\Delta W=0,72 \text{ eV}$: $n_i = 2.5 \cdot 10^{13} \text{ 1/cm}^3$.

Оскільки в кристалічній решітці Ge в кожному cm^3 об'єму перебуває $4.4 \cdot 10^{22}$ атомів, то один вільний електрон припадає на мільярд атомів речовини. А для Si число вільних електронів, для якого $\Delta W=1.1 \text{ eV}$: $n_i = 1.4 \cdot 10^{10} \text{ 1/cm}^3$.

Отримані значення концентрації електронів та дірок в бездомішковому напівпровіднику встановлюються як результат динамічної рівноваги двох процесів, які протікають в напівпровіднику: процесу генерації рухомих носіїв і процесу їх рекомбінації.

Швидкість генерації носіїв, тобто кількість електронно-діркових пар, що вивільняється в одиницю часу, визначається властивостями напівпровідника і його температурою.

Швидкість рекомбінації – це кількість носіїв, що зникають в одиницю часу, також визначається властивостями напівпровідника, крім того, вона пропорційна концентрації електронів і дірок, оскільки чим більша кількість носіїв, тим вища імовірність їх зустрічей, які завершуються рекомбінацією.

В стаціонарному режимі повинна існувати динамічна рівновага:

$$V_{ген} = V_{рек}, V_{ген} = r \cdot n_i^2 \quad (2.6)$$

де r – коефіцієнт рекомбінації, що визначається властивостями напівпровідника. Умова (2.6) визначає рівновагу концентрацію носіїв у власному напівпровіднику.

Генерація і рекомбінація носіїв заряду. Внаслідок теплового збудження при $T > 0^0K$ будь-який валентний зв'язок може порушитись. Один з електронів може одержати енергію, яка набагато більша енергії іонізації, яка запасається при ковалентному зв'язку, і стати вільним електроном. На місці електрона, що звільнився, залишається незаповнений валентний зв'язок і некомпенсований позитивний заряд. Описаний процес на зонній діаграмі можна показати як перехід електрона з валентної зони в зону провідності. В результаті такого переходу утворюється пара зарядів: „-” – електрон в зоні провідності і „+” – дірка у валентній зоні. Цей процес називається генерацією пар зарядів. Обидва заряди, що утворилися, є рухливими.

В процесі хаотичного руху вільний електрон може заміщувати один із порушених зв'язків, тобто повертатися із зони провідності в валентну зону. Внаслідок цього проходить з'єднання – рекомбінація вільного електрона та дірки.

Тепер перейдемо до визначення урівноваженої концентрації для домішкового напівпровідника. Електропровідність напівпровідника, що викликана введенням в хімічно-чистий кристал атомів інших елементів, називається домішковою електропровідністю.

Розглянемо напівпровідник з донорною домішкою. Нехай її концентрація рівна N_d . Оскільки енергія іонізації донорної домішки ΔW_n невелика, то вже при кімнатній температурі практично всі атоми домішки стають іонізованими, крім того згідно з формулою (2.4) іонізується деяка частина атомів в напівпровіднику з донорною домішкою. Концентрація електронів в зоні провідності визначається виразом:

$$n_n = N_d + n_i, \quad (2.7)$$

Отже, вона виявляється більшою, ніж в бездомішковому напівпровіднику. Як правило, $N_d \gg n_{in}$. Отже,

$$N_d \approx n_i, \quad (2.8)$$

Оскільки швидкість рекомбінації носіїв в напівпровіднику пропорційна концентрації електронів і дірок: $V_{рек} = r n_n p_n$, а швидкість генерації при малих концентраціях домішки залишається тою самою, що і в власному напівпровіднику: $V_{ген} = r n_i^2$, то при динамічній рівновазі, коли $V_{ген} = V_{рек}$:

$$n_i^2 = n_n p_n \quad (2.9)$$

Звідси визначається рівновагова концентрація дірок в домішковому напівпровіднику:

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} = \frac{n_i^2}{N_D} \quad (2.10)$$

Отже, концентрація дірок в напівпровіднику з донорною домішкою виявляється значно нижче, ніж в чистому бездомішковому напівпровіднику. В зв'язку з цим їх називають неосновними носіями заряду, а електрони – основними носіями. Напівпровідник з донорною домішкою називається напівпровідником з електронною електропровідністю або напівпровідником *n*-типу.

Аналогічний аналіз можна провести для напівпровідників з акцепторною домішкою. Концентрація електронів в цьому випадку визначається співвідношенням (по аналогії з 2.10):

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = \frac{n_i^2}{N_A} \quad (2.11)$$

де N_A – концентрація акцепторів. Оскільки $N_A \gg n_i$, то концентрація електронів значно нижча, ніж концентрація дірок, і дірки є основними носіями. Напівпровідник з акцепторною домішкою називається напівпровідником з дірковою електропровідністю або напівпровідником *p*-типу.

2.4 Неврівноважена концентрація зарядів в напівпровіднику

В напівпровіднику під впливом різноманітних енергетичних дій може виникнути неуврівноважена концентрація зарядів. Це може проходити при освітленні напівпровідника, при проходженні електричного струму. Після закінчення дії концентрація носіїв внаслідок рекомбінації та інших причин поступово зменшується і стає врівноваженою.

Процес рекомбінації може проходити або прямим шляхом з зони в зону (рис. 2.4), або через валентні енергетичні рівні в заборонену зону, які називаються центрами рекомбінації, або пастками (рис. 2.5).

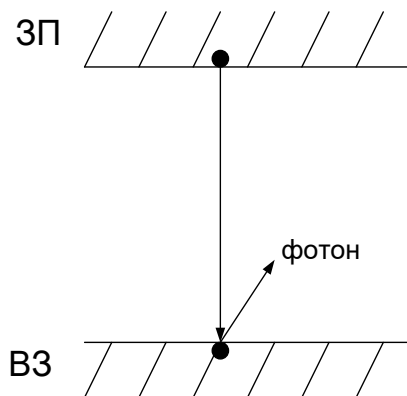


Рисунок 2.4 – Рекомбінація прямим шляхом

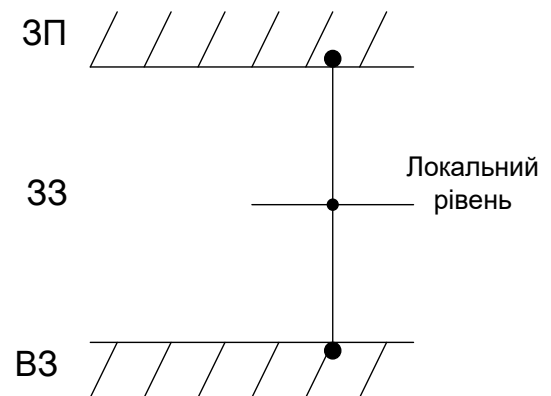


Рисунок 2.5 – Рекомбінація через пастки захоплення

Останній механізм є більш можливим, тобто в даному випадку рухається лише один носій, а другий нерухомий і вірогідність зближення їх на відстань, при якій вірогідна рекомбінація ($1A^0$) значно вище, ніж у випадку, якщо обидва носії переміщуються ($1A^0=10^{-10}M$). Центри рекомбінації створюються домішками, енергетичні рівні яких розміщуються близько до середини забороненої зони напівпровідника. До таких домішок відносяться: мідь, нікель, кобальт, золото. Дефекти структури, донорні та акцепторні домішки створюють центри рекомбінації.

При невеликих перебільшеннях невірноваженої концентрації носіїв p над врівноваженими p_n можна розраховувати, що кількість $d(p - p_n)$ рекомбінуючих в об'ємі $\alpha (p - p_n)$ пропорційна залишковій концентрації $(p - p_n)$ і часу dt :

$$d(p-p_n)=-a(p-p_n)dt, \quad (2.12)$$

де a – коефіцієнт, який визначається типом напівпровідника. Знак (-) вказує на те, що залишкова концентрація з часом зменшується.

Якщо проінтегрувати (2.12), то одержимо:

$$\ln(p - p_n) = -at + \tau$$

Якщо при $t=0$ концентрація $p=p_0$, тоді $l=\ln(p_0 - p_n)$ і закон зміни концентрації невірноважених носіїв в напівпровіднику буде мати такий вигляд:

$$p - p_n = (p_0 - p_n)e^{-t/\tau_p}, \quad (2.13)$$

де $\tau_p = \frac{1}{a}$ - час життя невірноважених носіїв в напівпровіднику.

За час $t = \tau_p$ концентрація невірноважених носіїв в напівпровіднику зменшується в e раз.

Диференціюванням (2.13) знайдемо швидкість рекомбінації невірноважених носіїв в напівпровіднику:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p - p_n}{\tau_p}, \quad (2.14)$$

Рекомбінація може відбуватися не тільки в об'ємі напівпровідника, але і на його поверхні. Процес рекомбінації визначається багатьма факторами і швидкість його протікання може бути різноманітна, навіть в одному і тому ж типі напівпровідника.

2.5 Струми в напівпровідниках

В загальному випадку через напівпровідник може протікати два види струмів – дифузійний та дрейфовий. Направлене переміщення носіїв заряду за рахунок дії електричного поля називається дрейфовим струмом. При наявності поля E на хаотичний рух накладається компонента направленого руху, обумовлена діями цього поля, внаслідок чого дірки та електрони починають переміщуватись вздовж кристалу – виникає електричний струм.

Під час руху електрони стикаються з атомами кристалічної решітки, що коливаються. Позначимо час вільного пробігу електрона t_n і припустимо, що рух електронів між зіткненнями є рівноприскореним, а при зіткненні вони втрачають свою швидкість. Одержимо вираз для середньої направленої швидкості електронів в напівпровіднику:

$$V_n = -\frac{1}{2} t_n \frac{e}{m_n} E = -\mu_n E, \quad (2.15)$$

де $\mu_n = \frac{V_n}{E} = \frac{et_n}{2m_n}$ - рухливість електронів у напівпровіднику;

m_n – ефективна маса електрона.

Рухливість носіїв заряду в напівпровіднику визначається середньою направленою швидкістю носія під дією напруженості електричного поля E .

Рухливість електронів для германія при температурі 20°C становить

$$\mu_{nGe} = 3900 \text{ см}^2 / \text{в} \cdot \text{сек};$$

Для кремнія $\mu_{nSi} = 1350 \text{ см}^2 / \text{в} \cdot \text{сек};$

Слід відзначити, що рухливість дірок у всіх випадках менша рухливості електронів $\mu_p < \mu_n$.

$\mu_p = \frac{V_p}{E}$ - рухливість дірок в напівпровіднику, визначається середньою направленою швидкістю дірок V_p , придбаною під дією електричного поля E .

Для германія $\mu_{pGe} = 1900 \text{ см}^2 / \text{в} \cdot \text{сек};$

Для кремнія $\mu_{pSi} = 430 \text{ см}^2 / \text{в} \cdot \text{сек}.$

Якщо концентрація електронів в напівпровіднику n , а дірок – p , то густина електронного дрейфового струму:

$$j_{ndp} = -enV_n = en\mu_n E, \quad (2.16)$$

діркового:

$$j_{pdp} = -epV_p = ep\mu_p E, \quad (2.17)$$

Сумарна густина дрейфового струму електронів та дірок:

$$j_{dp} = e(n\mu_n + p\mu_p)E, \quad (2.18)$$

$e(n\mu_n + p\mu_p) = \sigma$ - питома провідність напівпровідника;

$I_{gp} = \sigma E$ - закон Ома в диференційній формі для напівпровідника

Дифузійний струм є направлене переміщення носіїв заряду, зумовлене градієнтом їх концентрації.

Густина дифузійного струму у відповідності з першим законом Фіка пропорційна градієнту концентрації носіїв. Тому густина дифузійного струму дірок для одномірного випадку може бути визначена за виразом:

$$j_{p\text{diff}} = -eD_p \frac{dp}{dx}, \quad (2.19)$$

де $\frac{dp}{dx}$ - градієнт концентрації дірок;

Коефіцієнт дифузії D_p визначає кількість носіїв заряду, які проходять через одиницю площі за одиницю часу при наявності градієнта концентрації один кіломоль на метр.

- D_p – коефіцієнт дифузії дірок для германія рівна $D_{pGe} = 44 \text{ см}^2/\text{сек}$, для кремнія $D_{pSi} = 6,5 \text{ см}^2/\text{сек}$.

Знак „-” показує, що дифузійне переміщення носіїв заряду направлене в сторону менших концентрацій дірок.

Густина дифузійного струму електронів визначається за виразом:

$$j_{n\text{diff}} = eD_n \frac{dn}{dx}, \quad (2.20)$$

де $\frac{dn}{dx}$ - градієнт концентрації електронів;

- D_n – коефіцієнт дифузії електронів для германію $D_{nGe} = 93 \text{ см}^2/\text{сек}$, для кремнію $D_{nSi} = 31 \text{ см}^2/\text{сек}$.

При дифузії електрони рухаються в сторону зменшення концентрації, але у відповідності з прийнятим в техніці умовним напрямком електричного струму, електронний дифузійний струм вважається таким, що тече в бік зменшення концентрації електронів, тому у виразі стоїть знак „+”.

В загальному випадку в напівпровіднику можуть існувати електричне поле і градієнт концентрації носіїв. Тоді, струм, який протікає в напівпровіднику, буде мати як дрейфову, так і дифузійну складові:

$$I_n = e_n\mu_n E + eD_n \frac{dn}{dx}, \quad (2.21)$$

$$I_p = e_p \mu_p E - e D_p \frac{dp}{dx}, \quad (2.22)$$

Питання для самоперевірки до розділу 2

1. Перерахуйте основні властивості напівпровідників?
2. Дайте визначення власного напівпровідника та домішкового?
3. Чому дорівнює валентність основних напівпровідників Ge, Si?
4. Чому довінює ширина забороненої зони напівпровідників Ge, Si, GaAs?
5. Питомий опір власного германію при $T = 300$, $\rho = 0,43$ Ом·м. Рухливість електронів та дірок в германію відповідно рівні $0,39$ и $0,19$ м²/(В·с). Визначте власну концентрацію електронів та дірок?
6. Визначте питомий опір кремнію n-типу при $T = 300$ К, якщо концентрація домішок N_d -дорівнює 10^{14} см⁻³ і 10^{18} см⁻³?
7. У власному германію при $T = 300$ К, який має $4,4 \cdot 10^{28}$ атомів/м³ та $2,5 \cdot 10^{19}$ електронів провідності/м³. Чому дорівнює концентрація дірок та електронів провідності в домішковому германію, який містить 1 атом донорних домішок на 10^9 основних атомів і таку ж концентрацію акцепторних домішок?
8. Дано зразок легованого кремнію n-типу довжиною 10 мм, шириною 2 мм та товщиною 1мм. Рухливість електронів та дірок відповідно дорівнюють $0,12$ та $0,05$ м²/(В·с), концентрація власних носіїв заряду $n_i = 1,5 \cdot 10^6$ м⁻³. Визначити: а) концентрацію домішок у зразку, якщо опір зразка $R = 150$ Ом; б) відношення діркової питомої провідності до електронної?
9. Визначити питому провідність зразків кремнію при $T = 300$ К, якщо концентрація акцепторів в напівпровіднику $N_n = 2,3 \cdot 10^{13}$ см⁻³ і концентрація донорів $N_d = 2,2 \cdot 10^{13}$ см⁻³
10. У власному германієвому напівпровіднику при $T = 300$ К рухливість електронів $\mu_p = 1900$ см²/(В·с). Знайти концентрацію пар електрон –дірка, якщо виміряна питома провідність зразка дорівнює $0,01$ См/см.
11. Визначити рухливість електронів у кремнію при $T = 300$ К, якщо коефіцієнт дифузії електронів $D = 31$ см²/с.?
12. Знайти щільність дифузійного струму в германієвому стрижні довжиною 10 см. Концентрація вільних електронів та дірок вимірюється по лінійному закону, при чому концентрація електронів на одному кінці стрижня дорівнює $5 \cdot 10^{23}$ м⁻³, а на другому 10^{20} м⁻³

3 КОНТАКТНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ

3.1 Електронно-дірковий перехід. Види переходів

Електронно-діркові переходи та p - n переходи створюються при ідеальному контакті двох напівпровідників з різною електропровідністю. Якщо здійснити механічний контакт двох напівпровідників, то навіть при ретельно-відшліфованих поверхнях зіткнення контакт між ними не може бути ідеальним і електронно-дірковий перехід не утворюється. Електронно-діркові переходи одержують, як правило, шляхом введення акцепторних домішок в напівпровідник n -типу, або донорних в напівпровідник p -типу. Часто p - n -переходи одержують при сплавленні двох кристалів однієї і тієї ж речовини, які мають різну провідність. В p - n -переходах, одержаних таким чином, утворюється ідеальний контакт двох напівпровідників з різною провідністю, але однакою за величиною забороненої зони. Такі переходи називають симетричними.

Розрізняють різкі p - n -переходи, в яких перехідна область між напівпровідником p - і n -типу невелика; плавні переходи, де ці області значно більші. Найбільш широко розповсюджені p - n -переходи, які утворюються на межі розподілу двох однакових напівпровідників з різним типом провідності. Переходи p^+ - p і n^+ - n утворюються на межі розподілу двох однакових напівпровідників однієї провідності, але різної її величини (різною концентрацією домішок). Знаходять застосування також переходи p - i , n - i , які отримуються при контакті напівпровідника p - або n -типу з власним напівпровідником. Розрізняють також переходи метал-напівпровідник (переходи Шотткі та гетеропереходи, які утворюються на межі розподілу двох різних напівпровідників, і є несиметричними).

3.2 Фізичні процеси в симетричному p - n переході

Енергетичні діаграми напівпровідників p - і n - типів до їх зіткнення зображені на рис. 2.2, 2.3, а після зіткнення – на рис.3.1.

Симетричні p - n -переходи утворюються при контакті двох однакових напівпровідників з однакою шириною забороненої зони, але з різним типом провідності. При цьому обов'язковою умовою є рівність концентрацій основних носіїв заряду в напівпровідниках p - і n - типу ($p_p = n_n$) і неосновних носіїв заряду ($n_p = p_n$). Звичайно, для обох напівпровідників виконуються умови: $n_n \gg p_n$, $p_p \gg n_p$.

Таким чином, при зіткненні напівпровідників p - і n - типів градієнти концентрації електронів і дірок на межі розподілу відмінні від 0 (рис.3.2).

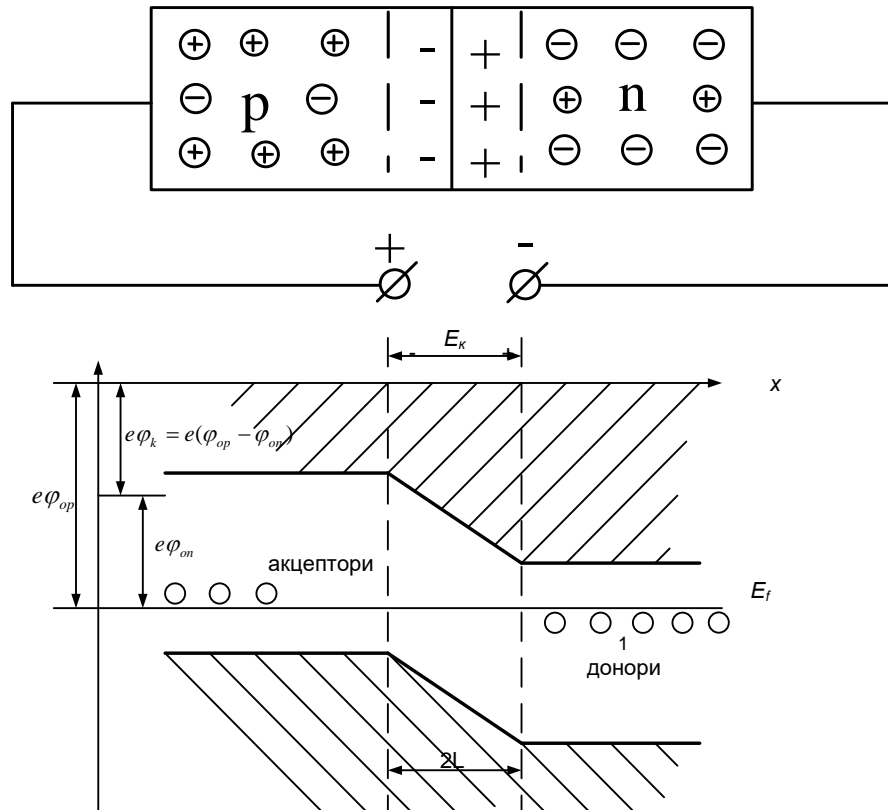


Рисунок 3.1 – Енергетична діаграма р-п-переходу

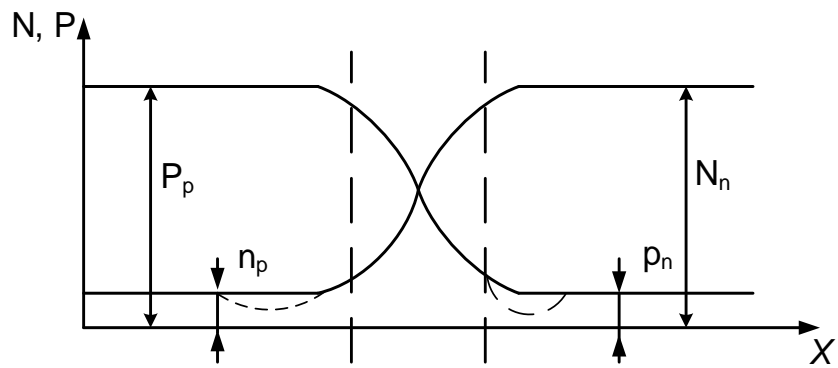


Рисунок 3.2 - Розподіл концентрації носіїв заряду в р-п-переході

Тобто,

$$\left| \frac{dN}{dx} \right| > 0 \text{ і } \left| \frac{dP}{dx} \right| > 0. \quad (3.1)$$

На межі розподілу утворюється запираючий шар, область збіднена основними носіями заряду, яка характеризується високим опором.

Наявність градієнта густини частинок викликає їх дифузійне переміщення в сторону меншої концентрації.

В нашому випадку виникає дифузійний рух електронів справа наліво і дірок в зворотному напрямку. Слід відмітити, що цей рух не пов'язаний з взаємним відштовхуванням однойменно заряджених частинок або притягуванням. Причиною є лише відмінність концентрацій.

Внаслідок відходу електронів в напівпровіднику *n*- типу біля межі розподілу залишаються позитивно заряджені атоми – іони, що створюють область підвищеної концентрації позитивного заряду нерухомих частинок (область збіднена електронами).

В напівпровіднику *p*-типу внаслідок відходу дірок виникає область підвищеної концентрації негативно заряджених нерухомих частинок (область збіднена дірками). Цей подвійний шар електричних зарядів, по обидві сторони від межі, створює, за рахунок різниці потенціалів φ_k , електричне поле E_k (рис.3.3).

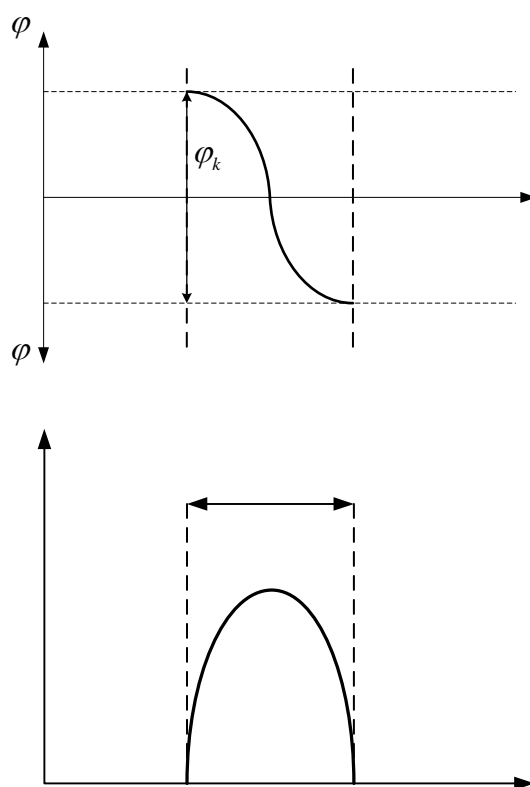


Рисунок 3.3 – Розподіл потенціалу та напруженості електричного поля

Таким чином, в приконтактній області створюється подвійний шар, який називають замикаючим, збіднений основними носіями, який характеризується внаслідок цього, низькою електропровідністю.

Вектор E_k напруженості поля направлений так, що він перешкоджає дифузійному руху основних носіїв – розвитку процесів, внаслідок яких він утворився. Це поле, разом з тим, є прискорюючим для неосновних носіїв заряду. Під його впливом дірки легко переміщуються з напівпровідника *n*- типу в напівпровідник *p*-типу, а електрони навпаки. Рух неосновних носіїв створює дрейфовий струм, направлений назустріч дифузійному.

3.3 Умова рівноваги p - n переходу

Виникнення та розвиток поля E_k , а разом з ним і дрейфового струму проходить до тих пір, поки не установиться динамічна рівновага. При цьому поле досягає такої величини, що дифузійний струм, що зменшується, буде повністю скомпенсованим зустрічним дрейфовим. Енергетична діаграма для цього випадку наведена на рис.3.1.

При встановленні динамічної рівноваги рівень Фермі є єдиним та розміщується в одній площині. За межами замикаючого шару $2L$ показані неспотворені енергетичні діаграми напівпровідників p - і n -типів. В межах шару $2L$ внаслідок створеної різниці потенціалів пройшло зміщення меж енергетичних зон на величину:

$$e\varphi_k = e(\varphi_{op} - \varphi_{on}), \quad (3.2)$$

При рівновазі дрейфовий струм рівняється дифузійному струму:

$$I_{\text{диф}} + I_{\text{др}} = 0, \quad (3.3)$$

Густину діркового і електронного дифузійних струмів можна записати так:

$$I_{p\text{диф}} = -eD_p \frac{dp_p}{dx}, \quad I_{n\text{диф}} = eD_n \frac{dN_n}{dx}, \quad (3.4)$$

Не дивлячись на те, що дифузійний рух електронів і дірок проходить в протилежних напрямках, струми зумовлені переміщенням цих частинок, протікають в одному напрямку (вдovж вектора E_k), тобто заряди протилежні по знаку. Таким чином, густина дифузійного струму через електронно-дірковий перехід зліва направо рівна:

$$I_{\text{диф}} = -eD_p \frac{dp_p}{dx} + eD_n \frac{dN_n}{dx}, \quad (3.5)$$

Для густини дрейфового струму:

$$I_{p\text{др}} = e\mu_p p_n E_k, \quad I_{n\text{др}} = e\mu_n n_p E_k, \quad (3.6)$$

де p_n, n_p – концентрація дірок та електронів для напівпровідників n - і p - типів, тобто неосновних носіїв заряду.

Густина сумарного дрейфового струму рівна:

$$I_{\text{др}} = eE_k(\mu_p p_n + \mu_n n_p), \quad (3.7)$$

Враховуючи, що напрямок дрейфового струму протилежний по знаку дифузійному струму, умову рівноваги (3.3) можна записати у вигляді:

$$E_K(\mu_p p_n + \mu_n n_p) = -D_p \frac{dp_p}{dx} + D_n \frac{dN_n}{dx}, \quad (3.8)$$

І окремо для діркового і електронного струмів:

$$I_n = e\mu_n n_p E_K + eD_n \frac{dN_n}{dx} = 0, \quad I_p = e\mu_p p_n E_K - eD_p \frac{dp_p}{dx} = 0, \quad (3.9)$$

3.4 Електронно-дірковий перехід під зовнішньою напругою

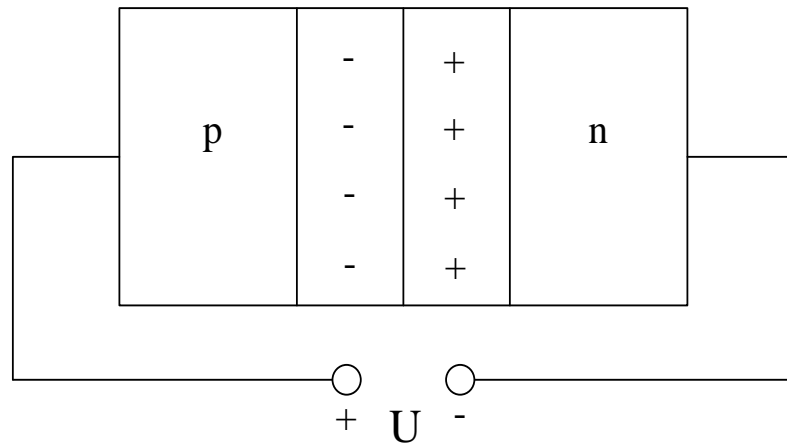
Припустимо, що до p - n – переходу прикладена зовнішня напруга, полярність якої протилежна контактній різниці потенціалів (рис. 3.4).

Припустимо, що опір замикаючого шару значно більший опору об'ємів напівпровідників p - і n - типів, і тому практично вся зовнішня напруга падає на примежовому шарі $2L$, зменшуючи потенціальний бар'єр φ_k . Рівновага порушується і виникає дифузійний рух основних носіїв. Внаслідок дифузії концентрація цих частинок біля межі замикаючого шару збільшується. Так, в напівпровіднику n - типу в площині L концентрація дірок збільшується (виростає до величини $P_{ni} > P_n$ для електронів в напівпровіднику p -типу в площині L): $n_{pi} > n_p$.

Оскільки зовнішнє поле направлене назустріч власному полю переходу, то результуюче електричне поле в переході також зменшиться. Внаслідок цього порушується рівновага між дрейфовим і дифузійним струмом, яка має місце при відсутності зовнішньої напруги. Дрейфовий струм став меншим, ніж дифузійний і результуючий струм через перехід став не рівним нулю:

$$I = I_{diff} + I_{dp} \neq 0$$

По мірі збільшення напруги результуючий струм через перехід теж збільшується. Струм, що протікає через перехід, в цьому випадку називається прямим, а напруга, прикладена до переходу – прямою напругою. Оскільки цей струм зумовлений дифузійним переміщенням основних носіїв заряду, концентрація яких велика, то він має значну величину.



$$e\varphi = e(\varphi_{op} - \varphi_{on})$$

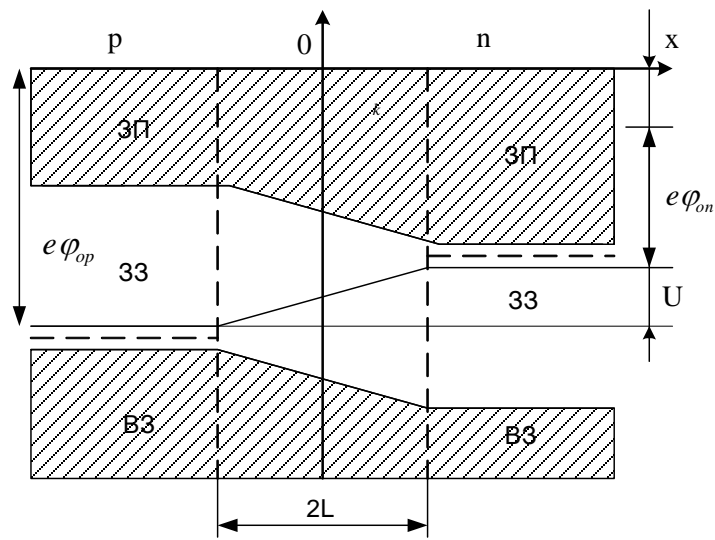


Рисунок 3.4 – Р-n-перехід під зовнішньою напругою

Розглянемо випадок, коли зовнішня напруга збігається за знаком з контактною різницею потенціалів. Розподіл потенціалу в напівпровіднику при цьому має вигляд, представлений на рис. 3.5, де потенціал діркової області прийнятий за нуль. Пунктиром показаний розподіл потенціалу за відсутності зовнішнього поля.

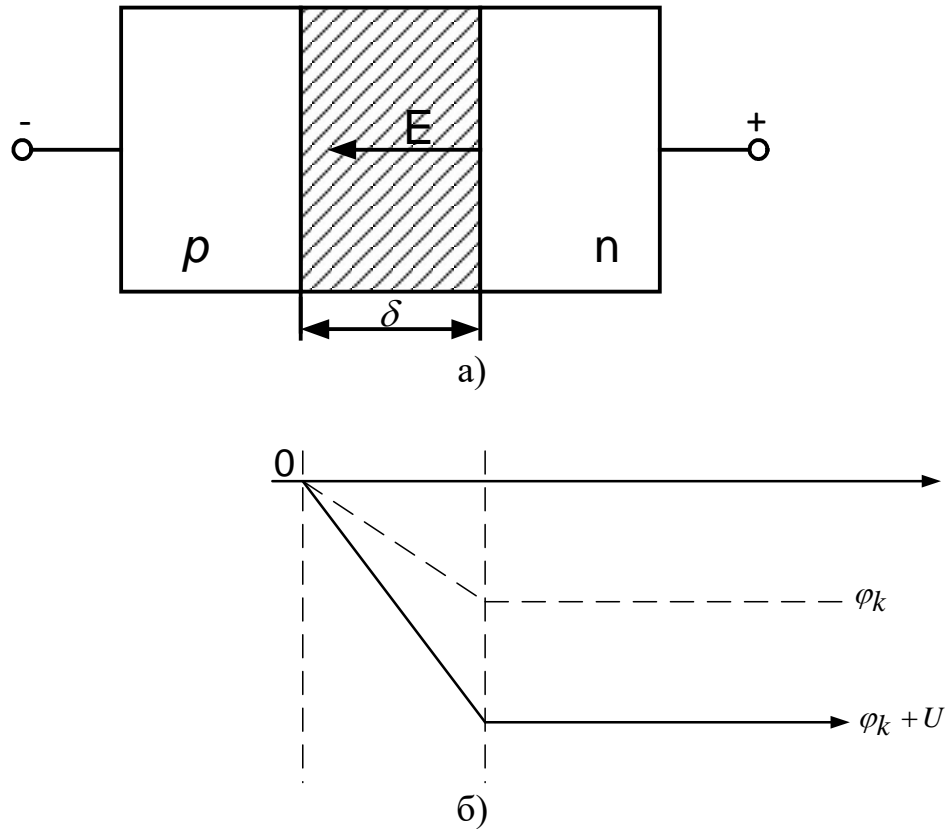


Рисунок 3.5 – Розподіл потенціалу в р-п-переході при зворотній напрузі

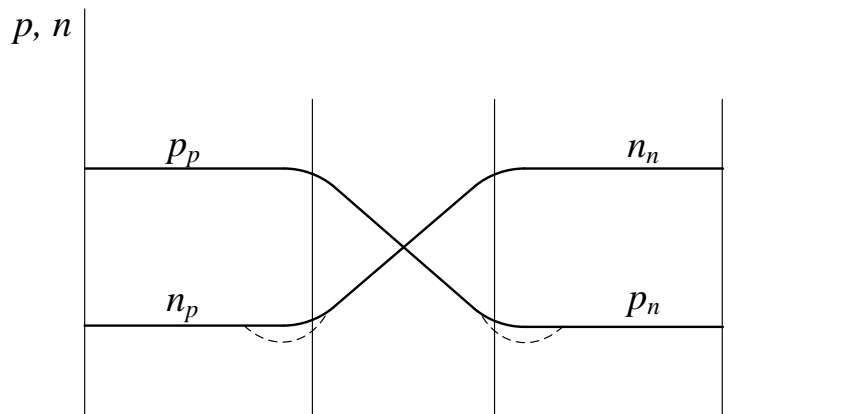


Рисунок 3.6 - Розподіл концентрації носіїв заряду в р-п-переході

У випадку, що розглядається, напруга на переході збільшується та стає рівною $U_{\text{п}} = \varphi_{\text{к}} + U$. Зростає і ширина переходу, яку можна визначити за виразом:

$$\delta = \sqrt{\frac{4\varepsilon}{eN}(\varphi_{\text{к}} + U)}$$

Власне поле переходу та зовнішнє поле, прикладене до переходу, складаються, тому падіння напруги на р-п-переході буде вища, ніж при

відсутності зовнішнього поля. Це призводить до збільшення дрейфового струму через перехід, який стає більшим, ніж дифузійний, і результуючий струм через перехід відмінний від нуля.

$$I = I_{\text{диф}} + I_{\text{др}} \neq 0$$

Напрямок цього струму протилежний напрямку прямого струму, тому його називають зворотнім струмом. Напруга, що викликає зворотній струм, називається зворотною.

Слід відмітити, що поле, яке існує в переході є прискорюючим лише для неосновних носіїв, в тому числі для дірок n - області та для електронів p - області. Оскільки концентрація неосновних носіїв заряду значно нижча концентрації основних носіїв заряду, то цей струм значно менший прямого. В результаті дії цього поля знижується концентрація неосновних носіїв на межі переходу і проявляється градієнт концентрації неосновних носіїв за переходом, що наведено на рис. 3.6 пунктиром. За рахунок цього має місце дифузія неосновних носіїв до межі переходу, де вони втягуються полем і переносяться через перехід. Це явище називається екстракцією носіїв.

Максимальне значення струму екстракції визначається, очевидно, числом неосновних носіїв, що виникають в напівпровіднику за одиницю часу на даній відстані, яку вони можуть пройти за час життя. Оскільки число неосновних носіїв незмінне, то і струм малий в порівнянні з прямим. Від величини напруги він майже не залежить. Таким чином, можна відмітити, що електронно-дірковий перехід має несиметричну провідність; при прикладенні позитивного потенціалу на p - область провідність переходу значно більша, ніж в зворотному напрямі, коли до p - області прикладається негативний потенціал.

3.5 Вольт-амперна характеристика електронно-діркового переходу

Густина струму, що протікає через електронно-дірковий перехід, який знаходиться під дією зовнішньої напруги U , рівна:

$$I = I_{\text{диф}} + I_{\text{др}}, \quad (3.10)$$

або

$$I_{\text{диф}} \left(1 - \frac{I}{I_{\text{диф}}}\right) + I_{\text{др}} = 0$$

Як правило, величина струму, що протікає через перехід, невелика, в той час як густина вірогідного струму дифузії становить тисячі a/cm^2 , тому можна прийняти, що величина $\frac{I}{I_{\text{диф}}} \ll 1$, і знехтувати нею в співвідношенні (3.10).

Таким чином, для переходу, який знаходиться під напругою, можна написати, що:

$$I_{\text{диф}} + I_{\text{др}} = 0$$

Використавши вираз для струмів дифузії і дрейфу, запишемо:

$$I_{\text{diff}} = -eD_p \frac{dp}{dx} \quad I_{\text{dr}} = -ep\mu_p \frac{dU}{dx}$$

Із співвідношення Ейнштейна $\frac{\mu}{D} = \frac{e}{kT}$ одержимо диференціальне рівняння, яке і визначає процес струмопроходження в переході:

$$dU = -\frac{kT}{e} \cdot \frac{dp}{p}, \quad (3.11)$$

Граничні умови при $x=0, U=0, P=P_p$;

при $x=\delta, U=\varphi_K - U, P=P_0$.

Розв'язок рівняння (3.11) має вигляд:

$$U = \frac{-kT}{e} \ln p + e$$

З граничних умов при $x=0$ визначаємо, що:

$$C = \frac{kT}{e} \ln p_p$$

$$\text{і при } x = \delta \Rightarrow \varphi_K - U = -\frac{kT}{e} \ln p_0 + \frac{kT}{e} \ln p_p = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p}{p_0}$$

Використавши раніше одержаний вираз для контактної різниці потенціалів

$$\varphi_K = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p}{p_n} \text{ будемо мати:}$$

$$U = \frac{kT}{e} (\ln \frac{p_p}{p_n} - \ln \frac{p_p}{p_0}) = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_0}{p_n}$$

$$p_0 = p_n e^{\frac{eU}{kT}} \text{ або } p_0 - p_n = p_n (e^{\frac{eU}{kT}} - 1)$$

Аналогічно можна знайти концентрацію електронів на межі переходу n -області:

$$n_0 = n_p e^{\frac{eU}{kT}}, \quad n_0 - n_p = n_p (e^{\frac{eU}{kT}} - 1)$$

Таким чином, одержано співвідношення для концентрації неосновних носіїв на межі електронно-діркового переходу.

Далі знайдемо концентрацію неосновних носіїв за переходом в n - області напівпровідника. Для розв'язання цієї задачі скористаємося рівнянням неперервності:

$$D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p - p_x}{\tau_p} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{\partial p}{\partial t}$$

Оскільки ми розглядаємо установлений вже режим, то зміни концентрації носіїв з часом не виникає, тому $\frac{\partial p}{\partial t} = 0$.

Крім цього, допустимо, що зовнішня напруга цілком падає на переході і поле за переходом відсутнє – $E=0$. Таким чином, рух неосновних носіїв за переходом має дифузійний характер. Тоді рівняння неперервності може бути записано таким чином:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p - p_n}{D_p \tau_p} = 0$$

Його розв'язок має вигляд:

$$p - p_n = A e^{-\frac{x}{\sqrt{D_p \tau_p}}} + B e^{\frac{x}{\sqrt{D_p \tau_p}}}$$

Постійні інтегрування A і B знаходяться з граничних умов:

$$x=0; p=p_0=p_n e^{eU/kT}$$

$$x \rightarrow \infty; p \rightarrow p_n$$

З другої умови витікає, що $B=0$. Таким чином, з першого знаходимо: $A = p_0 - p_n$. Таким чином, розв'язок рівняння неперервності дає наступну залежність концентрації неосновних носіїв за переходом від відстані.

$$p - p_n = (p_0 - p_n) e^{-\frac{x}{\sqrt{D_p \tau_p}}} \quad (3.12)$$

Внаслідок рекомбінації концентрація носіїв зменшується по експоненціальному закону. Ввівши позначення:

$$\sqrt{D_p \tau_p} = L_p, \quad (3.13)$$

Вираз (3.12) можна записати таким чином:

$$p - p_n = (p_0 - p_n) e^{-\frac{x}{L_p}}, \quad (3.14)$$

Звідси слідує, що L_p являє собою відстань, на якій концентрація неврівноважених носіїв зменшується в e раз. Величина L_p називається дифузійною довжиною дірок. Вона згідно з співвідношенням (3.13) залежить від коефіцієнта дифузії D_p і від часу життя неврівноважених носіїв в напівпровіднику. Вимірювання показали, що дифузійна довжина для Ge рівна 0,7-2 мкм, для Si – 0,2-0,6 мкм.

З (3.14) слідує, що концентрація носіїв дірок в n - області, експоненціально зменшується по мірі віддалення від переходу. Для знаходження дифузійного струму дірок розрахуємо градієнт концентрації носіїв за переходом, взявши похідну по координаті x від функції (3.14).

$$\frac{dp}{dx} = -\frac{1}{L_p}(p_0 - p_n)e^{-\frac{x}{L_p}}$$

Тоді густина дифузійного струму дірок за переходом:

$$I_p(x) = eD_p \frac{dp}{dx} = \frac{eD_p(p_0 - p_n)}{L_p} e^{-\frac{x}{L_p}}, \quad (3.15)$$

Із (3.15) видно, що густина дифузійного струму дірок експоненціально зменшується по мірі віддалення від переходу.

Але оскільки по мірі зменшення струму дифузії інжектованих дірок пропорційно збільшується рекомбінаційний струм електронів, які рухаються від виводу n - області, в результаті сума струмів інжекції і рекомбінації залишається постійною в будь-якій точці напівпровідника. Тому розподіл струмів має вигляд, наведений на рис. 3.7.

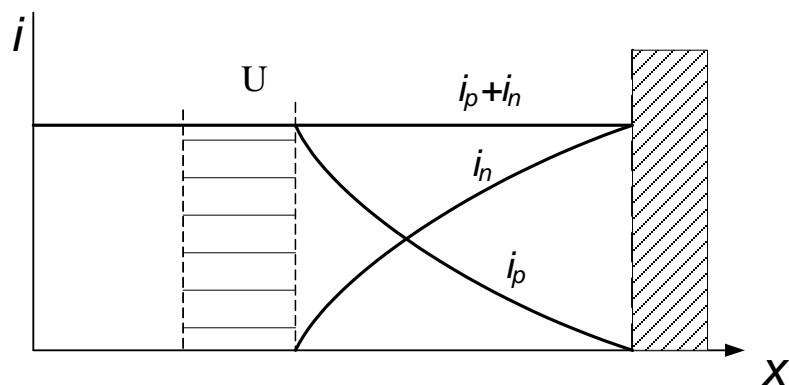


Рисунок 3.7 – Розподіл струмів в р-п-переході

Найважливішою величиною є густина цього сумарного струму, обумовленого інжекцією дірок, рівна густині струму інжекції дірок $I_p(0)$ при $x=0$. Таким чином, на межі переходу з n - області.

$$I_p = eD_p \frac{p_0 - p_n}{\alpha_p} = \frac{eD_p p_n}{\alpha_p} (e^{\frac{eU}{kT}} - 1)$$

де L_n – дифузійна довжина електронів в p - області. Вимірювання показали, що в Ge - $L_n=1-3$ мм, в Si - $L_n=0,4-1$ мм.

Наступною рекомбінацією носіїв в переході, одержимо, що новий струм, який проходить через електронно-дірковий перехід:

$$I = \Pi(I_p + I_n), I = \Pi(j_{\varphi} + j_n)$$

$$I = I_0 (e^{\frac{eU}{kT}} - 1), I_0 = \Pi e \left(\frac{D_p p_n}{L_p} + \frac{D_n p_p}{L_n} \right) \quad (3.16)$$

де L_p – диференціальна довжина дірок в області n ;
 L_n – диференціальна довжина електронів в області p .

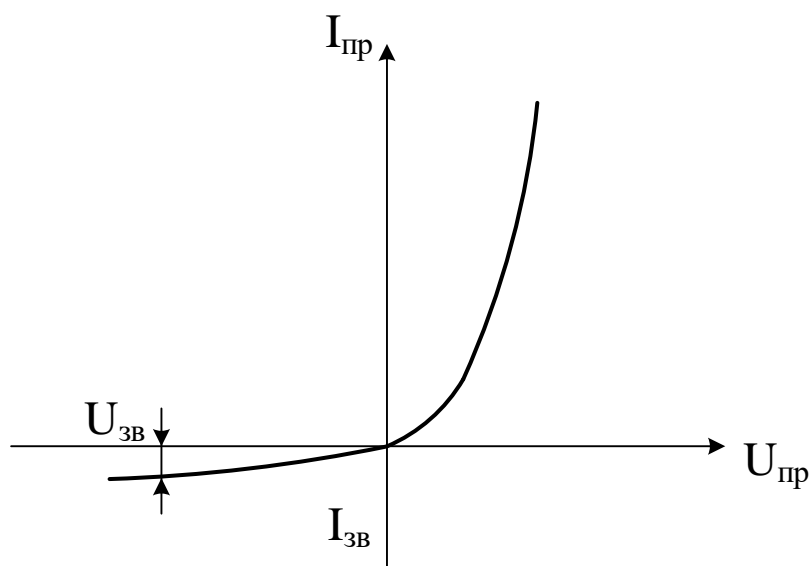


Рисунок 3.8 – Вольт-амперна характеристика р-п-переходу

Графік одержаної вольтамперної характеристики $p-n$ - переходу, показаний на рис. 3.8. Величина $\frac{e}{kT}$ - при кімнатній температурі рівна $391/V$, тому вже при малому значенні U в десятки мілівольт, струм через перехід різко збільшується.

I_0 – являє собою зворотній струм переходу при достатньо великому U_{36} , коли $\frac{eW}{kT} \ll 1$. За своєю природою він являє собою струм екстракції, отже величина його дуже мала.

3.6 Рівняння неперервності

Концентрації носіїв заряду в елементарному об'ємі напівпровідника можуть змінюватись за рахунок генерації і рекомбінації носіїв, а також завдяки відміні величині струмів, що втікають і витікають. Позначимо обумовлену зовнішніми причинами швидкість генерації носіїв – g , швидкість рекомбінації $\left(\frac{dp}{dt}\right)_\tau$ і швидкість зміни концентрації носіїв за рахунок відміни в величині струмів, які втікають і витікають $\left(\frac{dp}{dt}\right)_3$. Тоді швидкість зміни концентрації носіїв в розглянутому об'ємі:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = g + \left(\frac{\partial p}{\partial t}\right)_\tau + \left(\frac{\partial p}{\partial t}\right)_3$$

Нехай $g = 0$:

$$\text{Швидкість рекомбінації: } \left(\frac{dp}{dt}\right)_\tau = -\frac{p - p_n}{\tau_p}$$

Знайдемо швидкість зміни концентрації носіїв, зумовлену відмінністю в величині струмів, що втікають і витікають. Нехай густина струму, що втікає в даний об'єм рівна $I(x)$, а струму, що витікає – $I(x + \Delta x)$. Тоді за час dt в даному об'ємі $dV = dX(\text{см}^2)$ вводиться заряд $d_{g1} = j(x)dt$, а виводиться:

$$d_{g2} = j(x + \Delta x)dt, \quad (3.17)$$

Зміна концентрації носіїв в об'ємі dV за час dt рівна:

$$dp = -\frac{1}{e} \frac{dg_2 - dg_1}{dx} dt = -\frac{1}{e} \frac{j(x + \Delta x) - j(x)}{dx} dt = -\frac{1}{e} \frac{2j}{dx} dt$$

Швидкість зміни концентрації носіїв:

$$\left(\frac{dp}{dt}\right)_j = -\frac{1}{e} \frac{\partial j}{\partial x}, \quad (3.18)$$

Густина струму в напівпровіднику: $j = e\mu_p E - eD_p \frac{dp}{dt}$. Тоді при $E = const$ швидкість зміни концентрації носіїв за рахунок струму:

$$\left(\frac{dp}{dt}\right)_j = -\mu E \frac{\partial p}{\partial x} + D_p \frac{d^2 p}{dx^2}, \quad (3.19)$$

Повна швидкість зміни концентрації носіїв заряду в елементарному об'ємі знаходиться згідно з виразом:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} - \mu_p E \frac{dp}{dx} + D_p \frac{d^2 p}{dx^2} - \text{рівняння неперервності} \quad (3.20)$$

Аналогічне рівняння можна записати і для електронів, які є неосновними носіями в дірковому напівпровіднику:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{n - n_p}{\tau_n} - \mu_n E \frac{dN}{dx} + D_n \frac{d^2 N}{dx^2}, \quad (3.21)$$

Рівняння неперервності встановлює зв'язок між зміною концентрації носіїв в елементарному об'ємі напівпровідника і струмом, що проходить через цей об'єм, воно грає важливу роль при аналізі процесів в напівпровідникових приладах.

3.7 Контактна різниця потенціалів

Різниця потенціалів в переході, обумовлена його власним електричним полем, носить назву контактної різниці потенціалів. Для її знаходження скористаємося виразом для умови рівноваги p - n - переходу: $I_{diff} + I_{dr} = 0$

$$-eD_p \frac{dp}{dx} - e\mu_p \frac{dU}{dx} = 0$$

або

$$dU = -\frac{D_p}{\mu_p} \frac{dp}{p}$$

Використовуючи співвідношення Ейнштейна: $\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{e}$,

де $\frac{kT}{e}$ - температурний потенціал, позначений ϕ_m , одержимо:

$$dU = -\frac{kT}{e} \frac{dp}{p}$$

Розв'язок цього рівняння запишемо у вигляді:

$$U = -\frac{kT}{e} \ln p + c$$

Для визначення C скористаємося граничними умовами в p - області, потенціал $U = \phi_p$: концентрація дірок $p = p_p$; в n - області - $U = \phi_n$: $p = p_n$.

Тоді одержимо вираз для контактної різниці потенціалів в p - n - переході:

$$\varphi_K = \phi_n - \phi_p = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p}{p_n}$$

$$\phi_n = -\frac{kT}{e} \ln p_n, \quad \phi_p = -\frac{kT}{e} \ln p_p$$

Питання для самоперевірки до розділу 3

1. Дайте визначення симетричного p - n переходу. Умови, при яких має місце симетричний p - n перехід?
2. Дайте визначення умови рівноваги для p - n переходу та дайте необхідні пояснення?
3. Який напівпровідник називають домішковим?
4. Домішки якої валентності забезпечують отримання напівпровідників p – типу?
5. Домішки якої валентності забезпечують отримання напівпровідників n – типу?
6. Де розташовується рівень Фермі у домішкових напівпровідниках p -типу?
7. Де розташовується рівень Фермі у домішкових напівпровідниках n -типу?
8. Яка валентність вихідних матеріалів, що найчастіше застосовують для виготовлення напівпровідникових приладів?
9. Які рухливі носії заряду є основними в напівпровіднику p -типу?
10. Які рухливі носії заряду є основними в напівпровіднику n -типу?
11. Які носії заряду для напівпровідника p -типу є неосновними і як це записати?
12. Які носії заряду для напівпровідника n -типу є неосновними і як це записати?

4 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

4.1 Загальні відомості про напівпровідникові діоди

Діодами називають двоелектродний прилад, основою якого є, як правило, один електронно-дірковий перехід. Виготовляються діоди з кремнію, германію або арсенід галію.

Конструктивно діод являє собою, наприклад, напівпровідник n -типу провідності в якому формується методом дифузії або іншим методом p - n перехід. Внаслідок цього на межі розподілу p і n областей утворюється p - n -перехід.

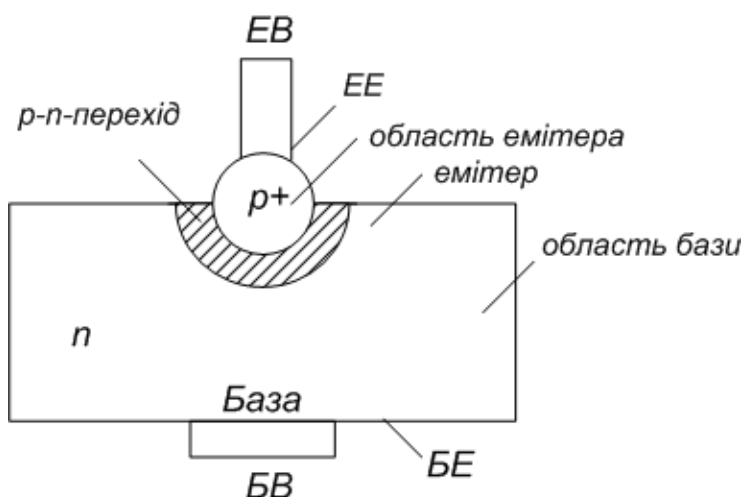


Рисунок 4.1 – Будова напівпровідникового діода

Одна із областей (рис. 4.1), в даному випадку область p , характеризується більш високою концентрацією носіїв заряду і меншим об'ємом і називається емітерною областю, а інша характеризується значно меншою провідністю і називається базовою областю.

Тому при проходженні прямого струму носії інjektуються переважно з емітера в базу. База і емітер за допомогою спеціальних електродів емітерного ($ЕЕ$) і базового ($БЕ$), які забезпечують омичний контакт, з'єднуються з металевими виводами ($ЕВ$, $БВ$), за допомогою яких діод вмикається в електричне коло.

Основною властивістю діода є його одностороння провідність. В залежності від матеріалу із якого виготовляється база діоди можна розділити на германієві, кремнієві та арсенід галієві. Останні використовуються, як правило, для виготовлення надвисокочастотних діодів.

В залежності від діапазону робочих частот діоди можна розділити на низькочастотні з межевою частотою до 3 МГц, середньої частоти з межевою частотою від 3 МГц до 30 МГц, високочастотні з межевою частотою від 30 МГц до 300 МГц і надвисокочастотні з межевою частотою більше 300 МГц.

В залежності від величини випрямленого струму діоди розділяються на малопотужні з допустимим струмом до 1 А, середньої потужності зі струмом від 1 А до 10 А та силові вентиля з величиною допустимого струму більше 10 А. В залежності від області використання розрізняють: випрямляючі, універсальні та імпульсні діоди; випрямляючі стовпи та блоки; стабілітрони, варікапи, високочастотні діоди, тунельні та зворотні діоди; імпульсні діоди, надвисокочастотні діоди і діоди Шоттки; світловипромінюючі діоди.

Для силових вентилів використовується окреме маркування.

4.2 Маркування малопотужних діодів, діодів середньої потужності та силових вентилів

Як правило, використовують маркування, яке складається із 5 або 6 елементів. Перший елемент маркування – (буква або цифра), яка визначає матеріал, з якого виготовляється напівпровідниковий діод:

Г, 1 – германій; К, 2 – кремній; А, 3 – арсенід галію.

Якщо використовується цифра, то це вказує на те, що діод має покращені температурні характеристики.

Якщо використовуються букви, то допустима робоча температура для германієвих діодів становить 60°C , для кремнієвих 85°C . Якщо використовується цифра, то допустима температура для германієвих діодів становить 70°C , для кремнієвих – 120°C .

Другий елемент характеризує область використання діода:

Д – випрямляючі, універсальні та імпульсні діоди;

Ц – випрямляючі стовпи і блоки;

С – стабілізатори і стабістори;

А – НВЧ діоди;

В – варікапи;

І – тунельні і обернені діоди;

Л – світловипромінюючі діоди.

Третій елемент (цифровий) характеризує призначення діода або його електричні властивості.

Для випрямляючих універсальних та імпульсних діодів:

випрямляючі діоди малої потужності ($I_{\text{cp}} < 0,3\text{A}$) – 1; середньої потужності ($I_{\text{cp}} < 0,3 \dots 10\text{A}$) – 2; універсальні (з граничною частотою до 1000 МГц) – 4;

Імпульсні діоди з часом відновлення зворотнього опору: більш як 150 нсек – 5; від 30 – 150 нсек – 6; від 5 до 30 – 7; від 1 до 5 нсек – 8; менше 1 нсек – 7.

Випрямляючі стовпи: малої потужності ($I_{\text{cp}} < 0,3\text{A}$) – 1; середньої ($I_{\text{cp}} = 0,3 \dots 10\text{A}$) – 2; випрямляючі блоки: ($I_{\text{cp}} < 0,3\text{A}$) – 3, ($I_{\text{cp}} = 0,3 \dots 10\text{A}$) – 4.

Для стабілітронів і стабісторів:

малої потужності ($P_{\text{роз max}} < 0,3\text{Вт}$) $U_{\text{ст}} < 10\text{В}$ – 1; $U_{\text{ст}} = 10 \dots 99\text{В}$ – 2; з допустимою потужністю розсіювання менше 0,3 Вт і напругою стабілізації $U_{\text{ст}} = 100 \dots 199\text{В}$ – 3;

середньої потужності ($P_{\text{макс}} = 0,3 \dots 5\text{Вт}$); $U_{\text{ст}} < 10\text{В}$ – 4; $U_{\text{ст}} = 10 \dots 99\text{В}$ – 5;

$U_{\text{ст}} = 100 \dots 199\text{В}$ – 6;

високої потужності ($P_{\text{макс}} - 2...25 \text{ Вт}$); $U_{\text{ст}} < 10\text{В} - 7$; $U_{\text{ст}} = 10...99\text{В} - 8$;
 $U_{\text{ст}} = 100...199\text{В} - 7$.

Для надвисокочастотних діодів:

Змішувальні – 1; детекторні – 2; параметричні – 4; регулюючі – 5;
перемножувальні – 6; генераторні – 6.

Варикапи: підстроюючі – 1; помножувальні – 2.

Тунельні діоди: підсилюючі – 1; генераторні – 2; переключаючі – 3.

Зворотні діоди – 4.

Випромінюючі діоди: інфрачервоного діапазону – 1; видимого діапазону (світлодіоди) з яскравістю $< 500 \text{ кд/м}^2 - 3$; $> 500 \text{ кд/м}^2 - 4$.

Четвертий і п'ятий елементи (цифрові) позначають порядковий номер розробки від 01 до 99 (за винятком стабілітронів).

У стабілітронів, які мають напругу стабілізації від 1 до 9,9 В і від 10 до 99 В четвертий і п'ятий елементи позначають напругу стабілізації в вольтах, а у стабілітронів, які мають $U_{\text{ст}} = 100...199\text{В}$ – додаткову до 100В.

У стабілітронів, які мають $U_{\text{ст}} < 1\text{В} - 4$ і 5 елементи означають десяті та соті частини вольта.

Шостий елемент (буква) – показує різновидність даної групи приладів, які відрізняються за одним або декількома параметрами, які не є класифікаційними.

У стабілітронів і стабісторів шостий елемент вказує на послідовність розробки.

Випрямляючі діоди великої потужності ($I_{\text{ср}} > 10\text{А}$), які називаються силовими вентилям, мають маркіровку, яка складається з 4-х елементів.

Перший елемент складається з 1 – 3 букв. Перша буква – В (вентиль) вказує на те, що прилад відноситься до класу силових вентилів. Друга буква вказує на належність приладу до групи лавинних (Л) або високочастотних (Ч). Друга або третя буква В в першому елементі означає, що у вентилі використовується водяне охолодження.

Другий елемент (числовий) – відповідає граничному значенню прямого струму в амперах.

Третій елемент (числовий) – визначає клас вентиля. Число, яке характеризує клас вентиля, рівняється граничному значенню амплітуди зворотної напруги в вольтах, поділеної на 100.

Четвертий елемент (буквений) – характеризує групу до якої відноситься вентиль. Кожній групі А, Б, В та ін. відповідає певне падіння напруги на відкритому вентилі при проходженні через нього максимального струму.

4.3 Вольт-амперна характеристика діода

Властивостями р-п переходу визначаються всі найважливіші параметри і характеристики напівпровідникового діода. Реальна вольт-амперна характеристика діода приведена на рис. 4.2.

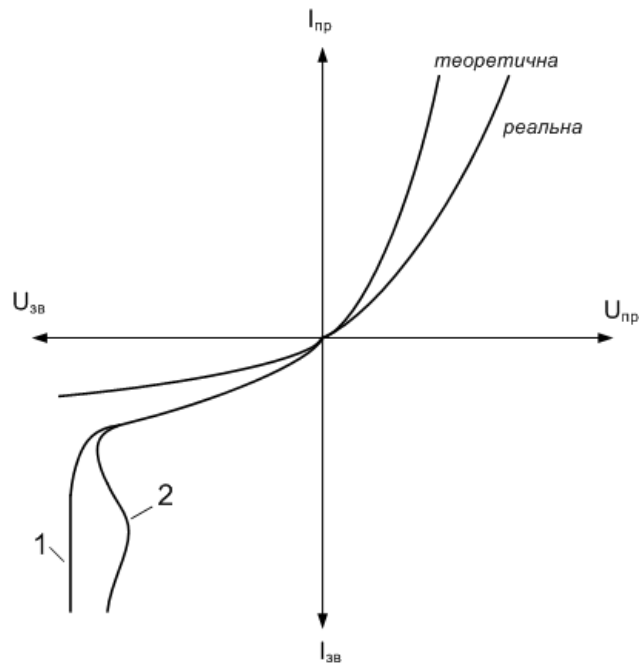


Рисунок 4.2 – Вольт-амперні характеристики діода:
1 – при електричному пробі, 2 – при тепловому пробі

В області малих струмів теоретична та реальна характеристики співпадають. При великих прямих струмах та при великих зворотних напругах характеристики розходяться, що є наслідком ряду причин, неврахованих при теоретичному аналізі процесів в р-п переході. При великих прямих струмах стає значним падіння напруги на омичному розподіленому опорі бази діода і опорі електродів. При цьому напруга на р-п переході буде меншою напруги, прикладеної до діода, в результаті реальна характеристика розміщується нижче теоретичної і є майже лінійною. Рівняння реальної вольт-амперної характеристики яка враховує це падіння напруги має вигляд

$$I = I_0 e^{\frac{e}{kT}(U - Ir)}, \quad (4.1)$$

де r – опір бази та електродів діода.

При збільшенні зворотної напруги струм діода не залишається постійним, рівним струму екстракції I_0 , а повільно збільшується. Однією з причин росту зворотнього струму діода є термічна генерація носіїв в переході. Компоненту зворотнього струму через перехід, яка залежить від кількості генерованих в переході носіїв називають термострумом.

З підвищенням зворотної напруги внаслідок розширення переходу збільшується його об'єм, тому кількість носіїв, що генеруються в переході, зростає і термострум переходу зростає. Цей ефект проявляється у кремнієвих діодів, які мають малий струм екстракції I_0 .

Другою причиною зростання зворотного струму діода є поверхнева провідність р-n-переходу, зумовлена молекулярними та іонними плівками різного походження, що покривають зовнішню поверхню переходу. В сучасних діодах поверхня переходу обробляється та захищається від зовнішніх впливів, тому струм втечі завжди значно менший термоструму.

Порівнюючи вольт-амперні характеристики кремнієвих та германієвих діодів, слід відзначити, що кремнієві діоди мають значно меншу величину зворотного струму через більш низьку концентрацію неосновних носіїв. З цієї ж причини пряма гілка вольт-амперної характеристики у Si діодів йде значно нижче, ніж у Ge діодів (рис.4.3).

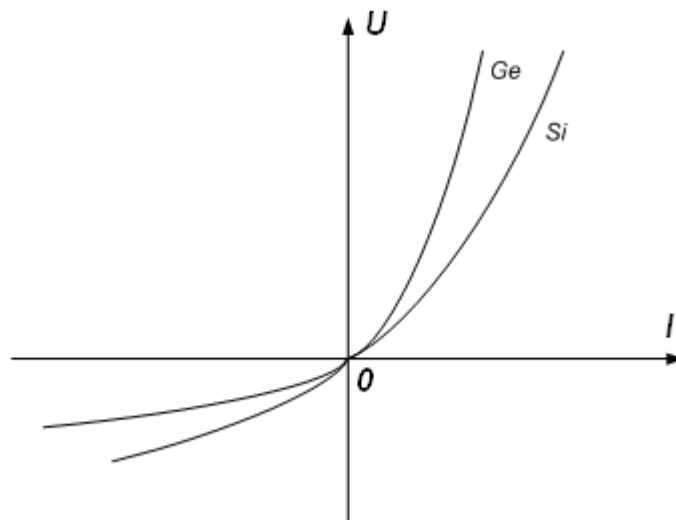


Рисунок 4.3 – Вольт-амперні характеристики кремнієвих та германієвих діодів

4.4 Пробій діода

При великій зворотній напрузі струм діода починає різко зростати. Це явище називається пробоем. Відмітимо, що пробій супроводжується виходом з ладу діода лише в тому випадку, коли виникає надмірний перегрів переходу та виникають незворотні зміни його структури. Якщо ж потужність, що виділяється на діоді, підтримується на допустимому рівні, він зберігає дієздатність. Для деяких діодів пробій є основним режимом роботи.

Розрізняють пробій електричний та тепловий. В обох випадках ріст струму пов'язаний зі збільшенням кількості носіїв заряду в переході.

При електричному пробіі ріст кількості носіїв, обумовлений цим полем і ударною іонізацією атомів решітки. При тепловому пробіі збільшення струму обумовлено термічною іонізацією атомів.

При електричному пробіі в результаті ударної іонізації починається лавинне розмноження носіїв і кількість носіїв n_0 , що залишають перехід, виявляється більшою кількості носіїв n , що поступають до переходу. Це відношення називають коефіцієнтом лавинного розмноження

$$M = \frac{n}{n_0}.$$

Досліди дають таку залежність коефіцієнта лавинного розмноження від напруги

$$M = \frac{1}{I - \left(\frac{U}{U_l}\right)^n},$$

де U_l – напруга лавинного пробою, яка залежить від роду матеріалу, його питомого опору ρ і типу переходу.

Для ударної іонізації необхідна величина напруженості електричного поля 80...120 кВ/см. При більш значних напруженостях електричного поля ($E = 200$ кВ/см) можливий тунельний пробій, зумовлений прямим переходом електронів із валентної зони в зону провідності, який проходить без зміни енергії електрона.

При електричному пробію можуть мати місце обидва механізми: тунельний і лавинний. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) діода при електричному пробію показана на рис. 4.2 – крива 1.

Величина напруги пробою залежить від стану зовнішньої поверхні переходу, де можуть утворюватись заряди того чи іншого знаку, які зменшують чи збільшують результуючу напруженість поля біля поверхні порівняно з її значенням в об'ємі.

В даному випадку напруга пробою на поверхні може бути в декілька разів нижче, ніж по об'єму. Це підкреслює важливість стабілізації властивостей поверхні напівпровідника, захисту його від дії навколишнього середовища.

Тепловий пробій виникає внаслідок нагрівання переходу струмом, що проходить через нього, при недостатньому тепловідводі, який забезпечує стійкість теплового режиму переходу.

В режимі постійного струму потужність, що підводиться до переходу, визначається величиною зворотної напруги $U_{зв}$ і величиною зворотного струму $I_{зв}$

$$P_{підв} = U_{зв} \cdot I_{зв}.$$

Ця потужність витрачається на нагрівання переходу, в результаті чого температура переходу зростає. При цьому зростає концентрація носіїв в р-п структурі та зворотній струм переходу, що в свою чергу, приводить до збільшення потужності, що підводиться. Збільшення потужності викликає нове підвищення температури переходу і т. ін. ВАХ при тепловому пробію має вигляд (рис. 4.2 – крива 2). Вона має спадаючий характер, оскільки внаслідок росту температури переходу концентрація носіїв в ньому різко зростає і електричний опір переходу зменшується швидше, ніж зростає струм переходу.

4.5 Вплив температури на характеристики діода

При збільшенні температури різко зростає концентрація неосновних носіїв в напівпровідниках і, як наслідок, зворотній струм переходу I_0 , згідно з співвідношенням

$$I_0 = \text{const} e^{\frac{\Delta W}{kT_{\text{дод}}}}$$

Вольт-амперні характеристики діода для різних температур наведені на рис.4.4.

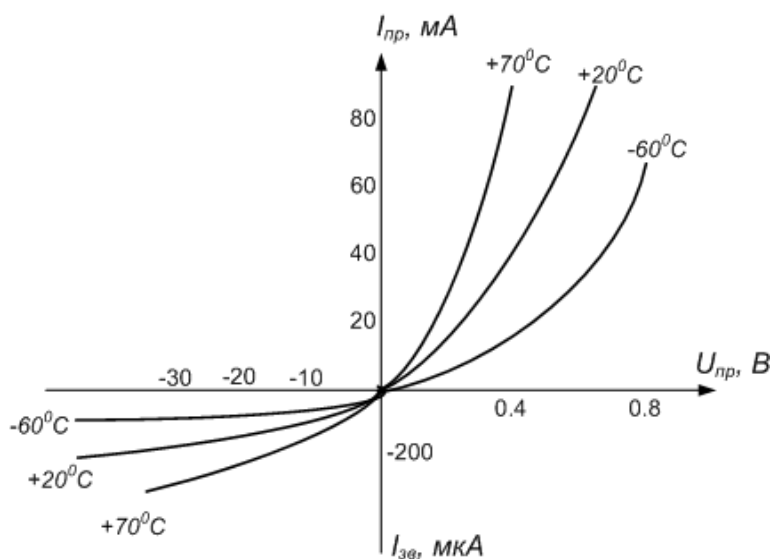


Рисунок 4.4 – Вольт-амперні характеристики діода для різних температур

Пряма гілка характеристики змінюється з ростом температури відносно мало. Вплив температури на характеристики більш значніші в Ge діодів, оскільки вони мають меншу енергію іонізації, ніж Si і їх власна провідність з ростом температури зростає швидше. Максимальна температура Ge діода 80...100°C, для Si 150...200°C.

Мінімальна робоча температура визначається енергією іонізації акцепторних і донорних домішок і теоретично становить -200°C. Практично мінімальна робоча температура обмежується величиною – 60...70°C.

4.6 Напівпровідникові стабілітрони

Напівпровідникові стабілітрони – це діоди на зворотній гілці вольт-амперної характеристики яких є дільниця зі слабою залежністю напруги від струму, тобто стабілітрон працює в режимі електричного пробую. Величина напруги пробую, або напруга стабілізації, залежить від опору базової області діода. Якщо необхідно отримати напругу стабілізації до 3В, то використовуються вузькі p-n

переходи та має місце тунельний механізм пробою. Якщо необхідно отримати напругу стабілізації від 3В до 7В, то може використовуватись лавинний і тунельний механізми пробою. При напругах стабілізації більше 7В використовуються широкі р-п переходи та лавинний механізм пробою. На електричних схемах напівпровідникові стабілітрони позначаються як показано на рис.4.5.

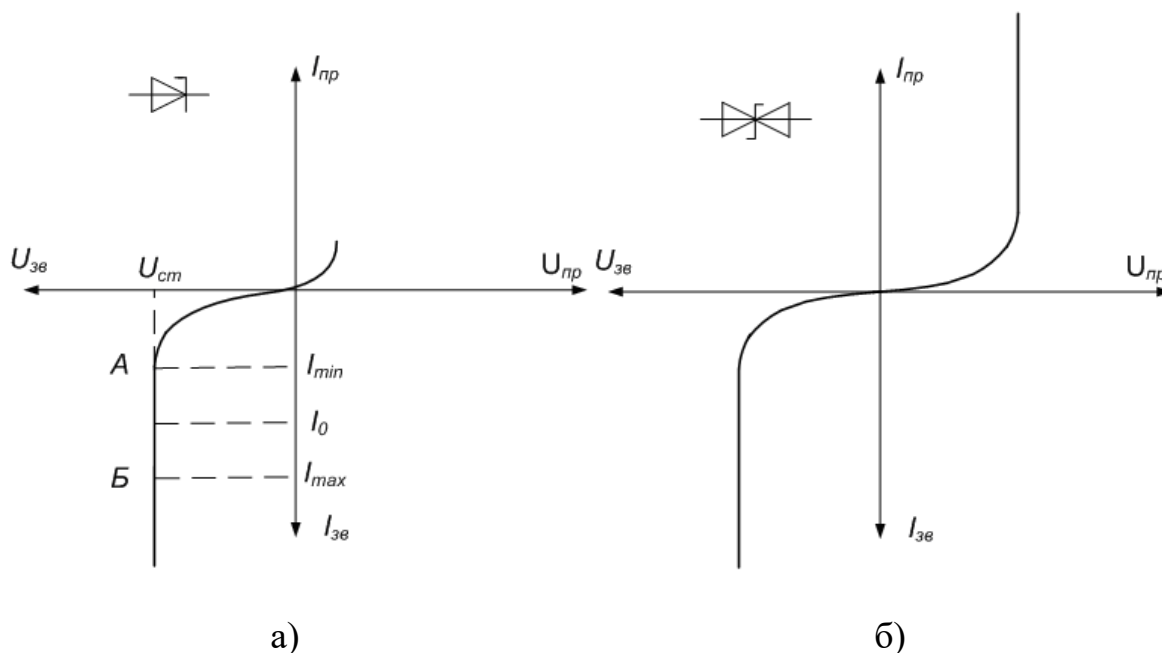


Рисунок 4.5 – Односторонній стабілітрон і його вольт-амперна характеристика (а); двохсторонній стабілітрон і його вольт-амперна характеристика (б)

Основними характеристиками напівпровідникових стабілітронів є напруга стабілізації $U_{ст}$ і струм стабілізації $I_{ст}$, динамічний опір $R_{д}$ і температурний коефіцієнт напруги.

Величина динамічного (диференціального) опору характеризує нахил робочої області і, інакше кажучи, ступінь стабільності напруги стабілізації при зміні струму стабілізації

$$R_{д} = \frac{\partial U_{ст}}{\partial I_{ст}}$$

В залежності від $R_{д}$ напівпровідникові стабілітрони можна розділити на дві групи: регулюючі (загального призначення) і опорні (прецизійні).

Регулюючі стабілітрони використовуються в основному у стабілізаторах і обмежувачах постійної та імпульсної напруги. Прецизійні служать джерелами еталонної напруги в схемах, де вимагається висока ступінь стабілізації напруги.

Температурний коефіцієнт напруги (ТКН) стабілітрона показує як змінюється відносна напруга стабілізації при зміні температури на 1 град при постійному струмі стабілізації

$$TKH = \frac{\partial U_{cm}}{U_{cm}} \cdot \frac{1}{\partial T} \cdot 100\% \Big|_{I_{cm} = const}$$

У низьковольтних стабілітронах ТКН негативний ($U_{cm} < 5,4B$). В більш високовольтних – ТКН позитивний. В таких стабілітронах для зниження ТКН паралельно зі стабілітроном, що працює в нормальному режимі (зворотньому), вмикають один або декілька стабілітронів, що працюють при прямій напрузі. Це зумовлено тим, що пряма гілка вольт-амперної характеристики має від'ємний ТКН. Замість стабілітронів можна вмикати і звичайні випрямляючі діоди. До параметрів стабілітронів слід віднести також коефіцієнт стабілізації $K_{ст}$, який визначається як відношення відносної зміни напруги на вході до відносної зміни напруги на виході стабілітрона.

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх.ном}}{\Delta U_{вих} / U_{вих.ном}}$$

де $U_{вх.ном}$ і $U_{вих.ном}$ – номінальні напруги на вході та на виході стабілітрона.

В електричне коло стабілітрон вмикається за схемою, приведеною на рис.4.6.

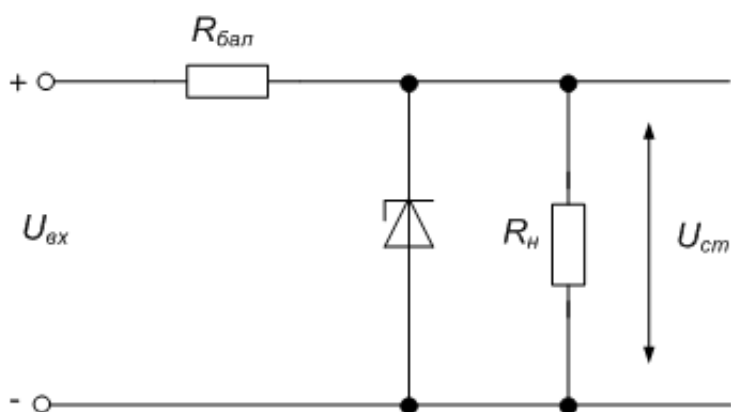


Рисунок 4.6 – Схема включення стабілітрона

Принцип роботи стабілізатора напруги полягає в наступному. При зміні напруги на вході змінюється струм, що протікає через стабілітрон, а напруга на стабілітроні та опорі навантаження будуть постійними. При цьому змінюється

падіння напруги на баластному опорі $R_{бал}$. Стабілізація забезпечується при умові, що при максимальній зміні $U_{вх}$ струм, який протікає через стабілітрон не виходить за межі $I_{max} - I_{min}$. Величина баластного опору $R_{бал}$ вибирається таким чином, щоб при номінальній напрузі на вході, струм стабілітрона рівнявся деякому середньому значенню I_0 .

Слід відмітити, що для виготовлення стабілітронів з невеликими напругами стабілізації (0,3...1 В), використовується пряма гілка ВАХ $p-n$ переходу. Такі прилади називаються стабісторами.

Особливою групою серед напівпровідникових стабілітронів є кремнієві симетричні обмежувачі напруги (КСОН), або двосторонні стабілітрони (рис. 4.5), які характеризуються симетричною відносно початку координат ВАХ та можуть бути використані для усунення перенапруження в приладах перетворювальної техніки, в потужних обмежувачах напруги. Ці прилади випускаються на робочі напруги до 5000В при струмі до 1А.

4.7 Варикапи

Варикапи – це напівпровідниковий діод, в якому використовується залежність ємності $p-n$ переходу від зворотної напруги, тобто це елемент з електрично керуваною величиною електроємності. Напівпровідниковим матеріалом для виготовлення варикапів служить Si. При зміні напруги на $p-n$ переході змінюється заряд в подвійному електричному шарі, що еквівалентно деякій ємності

$$C = \frac{dQ}{dU}.$$

Ємність, яка виникає при прямому зміщенні називається дифузійною і її можна визначити за виразом

$$C_{диф} \approx \frac{e}{kT} \tau,$$

де τ – стала часу.

Ця ємність не використовується, оскільки при прямому зміщенні протікає відносно великий струм і тому вона характеризується малою добротністю.

Ємність, яка виникає при зворотньому зміщенні називається бар'єрною.

Залежність бар'єрної ємності від напруги на $p-n$ переході можна визначити за виразом

$$C_{бар} = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{L} \sqrt{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + U_{зв}}}, \quad (4.2)$$

де ϵ – відносна діелектрична проникність напівпровідника;

ε_0 – діелектрична стала;

φ_k – контактна різниця потенціалів;

$U_{зв}$ – зворотня напруга.

У відповідності з виразом (4.2) можна побудувати вольт-фарадну характеристику варікапа (рис.4.7), яка являє собою залежність бар'єрної ємності від напруги на р-п-переході.

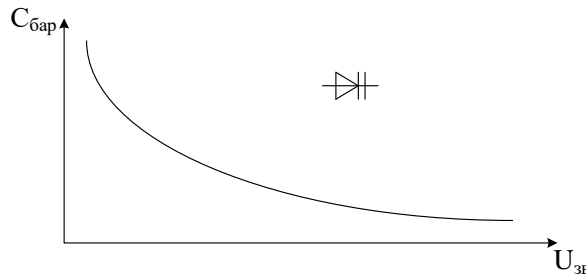


Рисунок 4.7 – Вольт-фарадна характеристика варікапа і його позначення на електричних схемах

Основними параметрами варікапів є максимальна ємність варікапа $C_{ВМАКС}$, яка визначається найчастіше при невеликих зворотніх напругах ($-2...-4 В$). Коефіцієнт перекриття ємності $K_C = C_{МАКС} / C_{МИН}$. Для більшості варікапів $C_{ВМАКС} = 10...500 нФ$, а коефіцієнт перекриття по ємності $K_C = 2...20$. До параметрів відносяться також добротність варікапа, яка для широко розповсюджених варікапів становить біля 50.

Варікапи використовуються в приладах керування частотою та фазою ВЧ та НВЧ коливань, у системах автоматичного підстроювання частоти та дистанційного керування, в параметричних підсилювачах з малим рівнем власних шумів.

Варікапи, які використовуються в помножувачах частоти і характеризуються значною нелінійністю вольт-фарадної характеристики називаються варакторами.

4.8 Випрямляючі діоди

Випрямляючі діоди призначені для перетворення змінного струму пониженої частоти в постійний і вони розподіляються на випрямляючі діоди $I_{випр} < 10А$ та силові вентиля ($I_{сер} > 10А$). Гранична робоча частота випрямляючих діодів не перевищує $5...20 кГц$. Останнім часом в нашій країні розроблені та серійно випускаються силові вентиля типу ВЧ, що працюють на частотах $200 кГц$.

Основою випрямляючого діода є напівпровідникова прямокутна або круглої форми пластина з р-п переходом. На пластину з двох сторін наносять металеві контакти, до яких під'єднуються зовнішні електроди. Отриманий випрямляючий елемент розміщують в корпус, що забезпечує необхідну механічну міцність та захист від дії навколишнього середовища.

Мінімальна товщина напівпровідникової пластини залежить від її механічної міцності. Завдяки цьому ширина базової області $p-n$ переходу набагато більше ширини емітерної області. Для виготовлення діодів як вихідний матеріал використовують напівпровідники n -типу, і тому базова область діода має електронну провідність і концентрація домішок в базі набагато менша, ніж в емітері, тому опір бази набагато більший за опір емітера і приблизно рівний по величині опору $p-n$ переходу. Площа $p-n$ переходу залежить від допустимої величини струму, але максимальна величина площі визначається механічною міцністю напівпровідникової пластини, яка в свою чергу залежить від якості контактів металевих електродів та напівпровідників, які мають різні коефіцієнти лінійного розширення. Тому в процесі експлуатації при багаторазових циклах нагріву (за рахунок протікання прямого струму) та охолодження можливе розтріскування напівпровідникових пластинок великої площі через явище стомлювання.

ВАХ та параметри випрямлюючого діода відрізняються від аналогічних для ідеального $p-n$ переходу завдяки впливу ширини базової області, якості контактів та поверхні напівпровідника.

Ця різниця показана на рис.4.8 де приведена ВАХ ідеального переходу

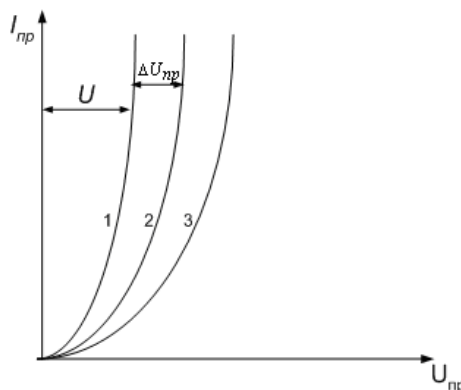


Рисунок 4.8 – Вольт-амперна характеристика випрямляючого діода

(крива 1) і реального діода (крива 2). Прямі гілки ВАХ відрізняються на величину ΔU , що являє собою суму падінь напруги на контактах U_K в областях емітера U_E і бази U_B : $\Delta U = U_K + U_E + U_B$.

Для наближених розрахунків можна знехтувати падінням напруги в області емітера та на контактах, опір яких набагато менший опору області бази.

З урахуванням цього припущення ВАХ діода можливо описати рівнянням

$$I = I_0 \left[e^{\frac{e(U - I \cdot r_{\sigma})}{kT}} \right],$$

яке справедливе для невеликих ділянок ВАХ, що характеризуються низькими значеннями прикладеної напруги (прямої і зворотної).

При підвищенні прямої напруги потенціальний бар'єр р-п переходу дещо знижується і практично перестає впливати на прямий струм діода, значення якого в основному залежить від опору базової області. Внаслідок цього струм діода лінійно залежить від напруги.

Цей відрізок прямої гілки ВАХ, що називається омічним, описується наближеним рівнянням

$$I = (U - U_0)/R_d,$$

де U_0 – напруга відсікання, рівна відрізку, що відсікається на вісі напруг лінійною частиною характеристики; R_d – динамічний опір, що характеризує нахил лінійної частини характеристики (рис. 4.10).

Опір R_d збільшується при підвищенні температури. Про це свідчить зменшення кута нахилу з підвищенням температури. Параметри U_0 і R_d знаходяться з ВАХ (рис. 4.9) або приймаються рівними $U_0 = (0,4...0,7)\varphi_0$, $R_d = r_0$.

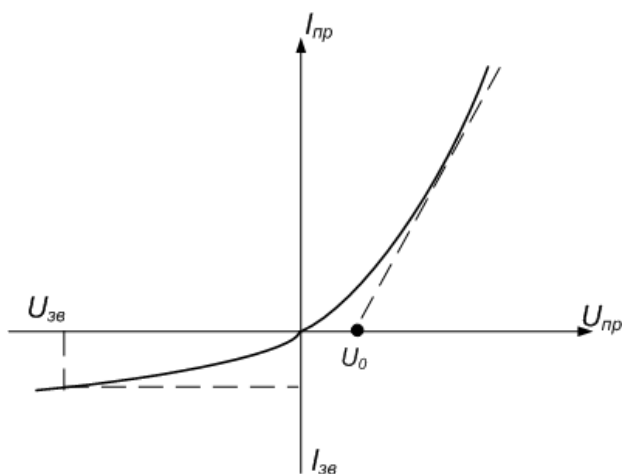


Рисунок 4.9 – Вольт-амперна характеристика випрямляючого діода

На кривій зворотного струму $I_{зв}$ діода відсутня дільниця насичення, характерна для ідеального діода з р-п переходом. Ріст струму зумовлений ефектами генерації та лавинного розмноження носіїв заряду в об'ємі р-п переходу, а також впливом поверхневих струмів втечі. Рівняння для зворотного струму має вигляд

$$I_{зв} = M(I_0 + I_T) + I_{вт},$$

де M – коефіцієнт лавинного розмноження носіїв заряду, який залежить від властивостей напівпровідникових областей, що створюють р-п перехід, а також від величини зворотної напруги; I_0 – струм насичення, зумовлений генерацією носіїв заряду за межами області р-п переходу; I_T – струм термогенерації, зумовлений генерацією носіїв заряду в області р-п переходу; $I_{вт}$ – струм втечі,

зумовлений поверхневою електропровідністю поверхні напівпровідника в р-п переході.

4.9 Тунельний діод

Тунельними діодами називаються напівпровідникові діоди, р-п перехід яких утворюється на межі розподілу двох вироджених напівпровідників. Виродженими називають напівпровідники з високою концентрацією носіїв заряду порядку 10^{19} см^{-3} і більше.

В 1957 році професором токійського університету Лео Есакі було встановлено, що такі переходи характеризуються аномальною ВАХ (рис.4.10). На відміну від інших діодів вони добре проводять струм не

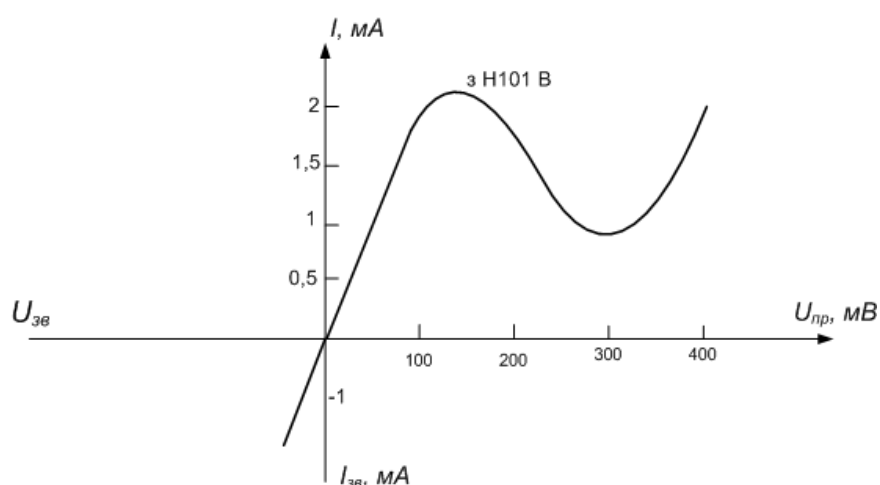


Рисунок 4.10 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода

тільки в прямому, але й в зворотньому напрямках, а на прямій гілці ВАХ має місце ділянка з від'ємним диференціальним опором. Аномальний хід характеристики сильно легованих р-п структур зумовлений, як було встановлено, тунельним ефектом. Як відомо, частинка, що має енергію, недостатню для проходження через потенціальний бар'єр, може все ж таки пройти крізь нього, якщо з другої сторони цього бар'єру є такий же вільний енергетичний рівень, який займала частинка перед бар'єром. Це явище називається тунельним ефектом. В квантовій механіці показується, що ймовірність тунельного переходу тим вища, чим вужчий потенціальний бар'єр і чим менша його висота. Тунельний перехід здійснюється електронами без витрат енергії.

В звичайних діодах, які мають концентрацію домішок в менш легованій області 10^{17} 1/см^3 , товщина р-п переходу порівняно велика і ймовірність тунельного переходу мала.

В тунельних діодах завдяки високій концентрації домішок товщина р-п переходу становить 0,01мкм, тобто бар'єр є дуже вузьким. В цих умовах

ймовірність тунельного переходу електронів через бар'єр виявляється значною, що і призводить до зміни вигляду його характеристики.

Розглянемо енергетичну діаграму сильнолегованої p - n структури при різних значеннях прикладеної до неї напруги. Внаслідок високої концентрації домішок локальні рівні в такій структурі перетворюються в суцільну зону, а рівень Фермі зміщується в зону провідності в n -області і в валентну зону p -області. Напівпровідники такого типу називаються виродженими. Енергетична діаграма тунельного діода при нульовому зміщенні приведено на рис. 4.12.

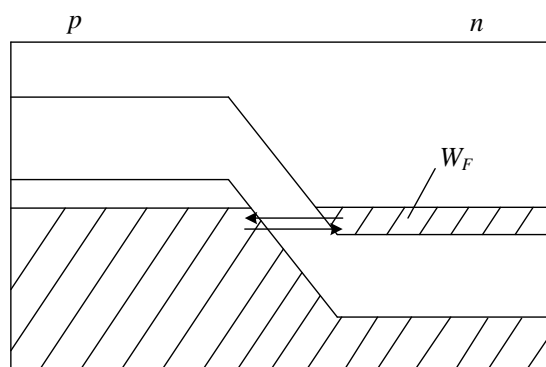


Рисунок 4.12 – Енергетична діаграма тунельного діода

Штриховкою показані енергетичні рівні, які заповнені електронами. В цьому випадку електрони можуть здійснювати тунельні переходи в обох напрямках; в стані рівноваги сумарний струм дорівнює нулю.

Якщо на тунельний діод подано зворотню напругу, то енергетичні зони зміщуються таким чином, що напроти заповнених рівнів валентної зони p -області розміщуються вільні рівні зони провідності n -області (рис. 4.13). При

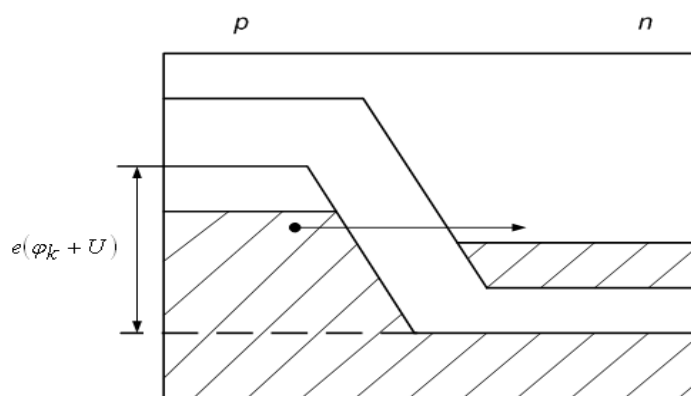


Рисунок 4.13 – Енергетична діаграма тунельного діода при подачі зворотної напруги

цьому домінуючим буде потік електронів, які здійснюють тунельний перехід із валентної зони p -області в зону провідності n -області, що приведе до зростання зворотнього струму діода. При збільшенні зворотної напруги величина

перекриття заповнених рівнів напівпровідника p -типу і незаповнених рівнів напівпровідника n -типу буде збільшуватись і зворотній струм зростає. Нагадаємо, що в звичайних діодах зворотній струм невеликий, оскільки він створюється за рахунок екстракції неосновних носіїв, які мають малу концентрацію.

Якщо на тунельний діод подано пряме зміщення, то заповнені рівні зони провідності n -області розміщуються напроти пустих рівнів валентної зони p -області і починає домінувати тунельний перехід електронів із зони провідності n -області в валентну зону p -області (рис.4.14).

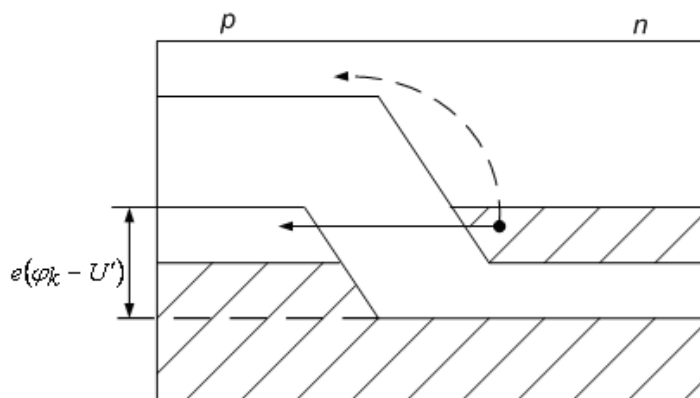


Рисунок 4.14 – Енергетична діаграма тунельного діода при прямому зміщенні

Тунельний струм, який створюється за рахунок цих переходів, має значно більшу величину ніж звичайний дифузійний струм, який показаний на характеристиці пунктиром (рис.4.15). Він досягає максимального значення коли

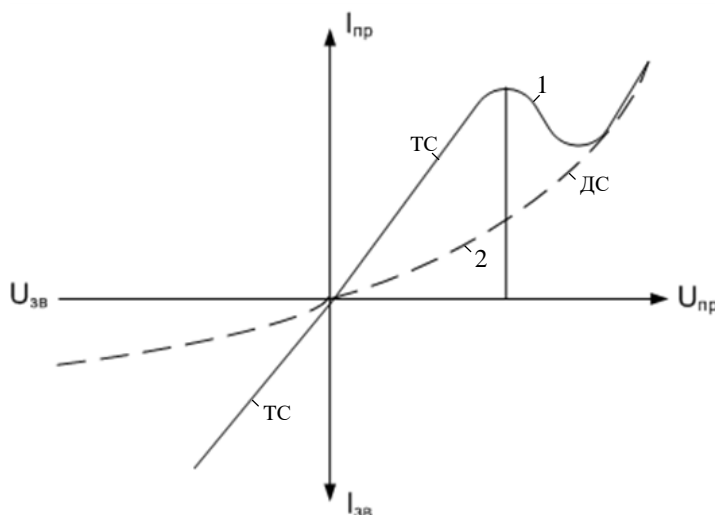


Рисунок 4.15 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода 1, випрямляючого діода 2

рівень Фермі n -області співпадає з верхнім рівнем валентної зони p -області, що відповідає напрузі на діоді порядку 40...50 мВ для германієвих діодів і 100...150 мВ для діодів із арсенід галію. При подальшому збільшенні прямого зміщення перекриття заповнених і пустих рівнів зменшується і тунельний струм падає. Коли зона провідності n -області повністю встане навпроти забороненої зони p -області, тунельний струм повинен впасти до нуля і в діоді повинна залишитись лише дифузійна складова струму. Однак практично в цьому режимі через діод тече деякий надлишковий струм, який визначається локальними рівнями в забороненій зоні.

Параметрами тунельного діода є:

- величина струму в точці максимуму (від міліампера до сотні міліампер);
- напруга росту U_{pp} – пряма напруга, більша напруги впадини, при якій струм розриву рівний піковому;
- питома ємність C_0/I_n ;
- гранична резистивна частота f_T – це розрахункова частота, на якій активна складова опору послідовної схеми, яка складається з опору p - n переходу і опору втрат дорівнює 0;
- резонансна частота f_0 , $X=0$, $X_L=X_C$;
- ємність p - n переходу X_C ;
- індуктивність корпусу і виводів L .

Мінімальний струм і відношення I_{max}/I_{min} , яке, як правило, не перевищує 4. Від'ємна диференціальна провідність діода може досягати сотень мА/В. Наявність від'ємної провідності вказує на можливість використання цього пристрою для генерування та на можливість використання цього пристрою для генерування і підсилення коливань, перетворення сигналів і перемикання.

В зв'язку з тим, що перенесення заряду в тунельному діоді здійснюється основними носіями, проходження яких не зв'язано з накопиченням неврівноваженого заряду, прилад має надзвичайно малу інерційність. Гранична частота тунельного діода обмежується лише ємністю переходу, розподіленим опором бази та індуктивностями виводів і може досягати сотень ГГц. Відмінною якістю є також малий рівень шумів, мале споживання потужності, стійкість до ядерного і теплового опромінення, мала вага і габарити. Ці якості ТД зумовили його широке використання в радіоелектроніці.

4.10 Високочастотні діоди

Ge і Si ВЧ діоди з точковим контактом використовуються на частотах близьких до кількох сот МГц для випрямлення, детектування коливань та інших нелінійних перетворень.

Електронно-дірковий перехід в таких діодах створюється на межі контакту металевої (або бронзової) голки з пластиною Ge або Si. В результаті формовки, пропускання через діод коротких, але достатньо потужних імпульсів, металева голка зварюється з напівпровідником і біля її вістря створюється p - n перехід.

Друга площина пластини Ge припаюється до металевого кристалотримача і в місці спаю утворюється омичний контакт.

Оскільки площа переходу у точкових діодів порівняно мала, то допустима потужність розсіювання не перевищує 20...30 мВт, Прямий струм зазвичай не перевищує 50 мА, а пряма напруга – 1...2 В. Ge та Si точкові діоди допускають зворотню напругу до 200...300 В. Ємність переходу не перевищує одиниць пікофарад, а частотний діапазон поширюється до 150...200 МГц.

Для розширення частотного діапазону діода необхідно зменшувати ємність переходу C , послідовний опір діода R та прямий опір $p-n$ переходу R_{np} .

4.11 Обернені діоди

Обернений діод – різновидність тунельного діода, в якого струм піку $I_n = 0$. Якщо до оберненого діода прикласти пряму незначну напругу $U_{np} \leq 0,3 \text{ В}$, то прямий струм діода $I_{np} = 0$. В той же час, навіть при невеликій зворотній напрузі (десятки мілівольт) зворотній струм досягає декількох міліампер внаслідок тунельного пробою. Таким чином, обернений діод характеризується вентильними властивостями при прямих напругах якраз в тій області, де звичайні випрямляючі діоди цими якостями не характеризуються. При цьому напрямком найбільшої провідності є напрямок, що відповідає зворотному струму.

Обернені діоди застосовують як і тунельні в імпульсних пристроях, а також як перетворювачі сигналів (змішувачі та детектори) в радіотехнічних пристроях.

Вольт-амперна характеристика, умовне позначення на електричних схемах та енергетична діаграма обернених діодів приведені на рис. 4.16.

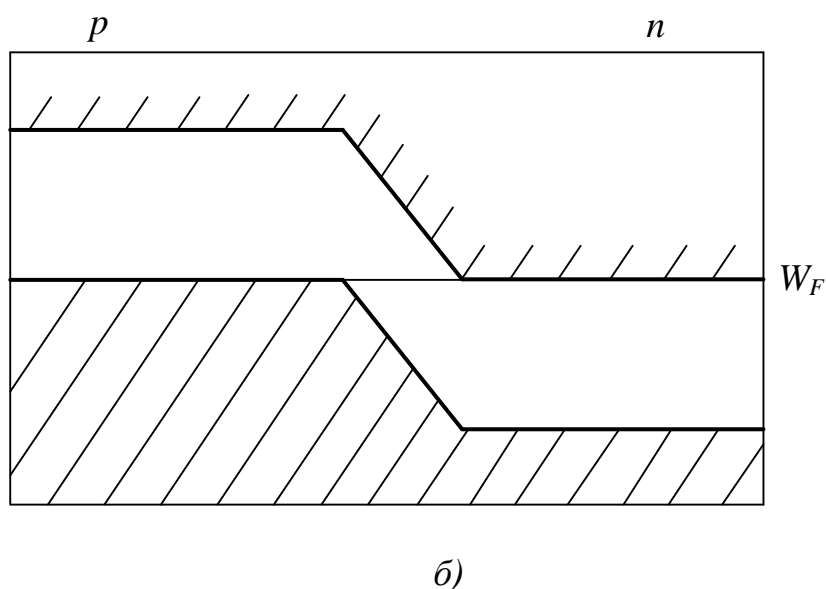
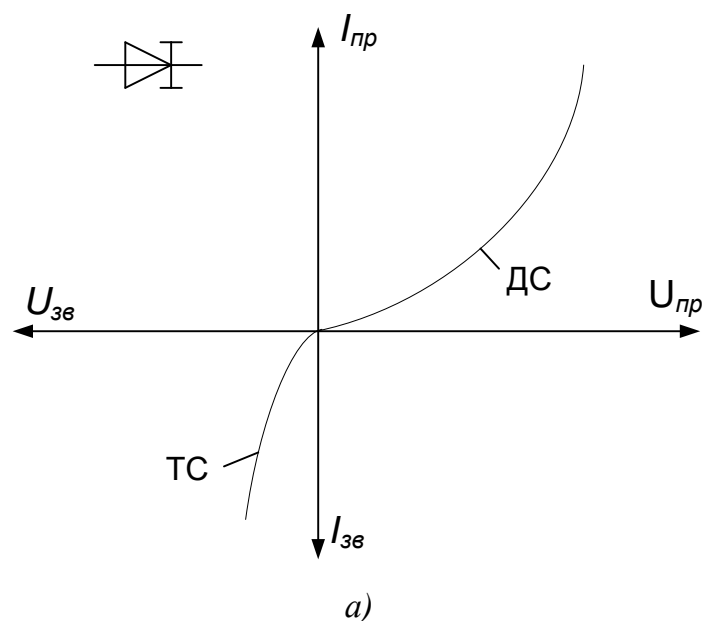


Рисунок 4.16 – Вольт-амперна характеристика оберненого діода і його позначення на електричних схемах (ТС – тунельний струм, ДС – дифузійний струм) (а) та енергетична діаграма (б)

4.12 Імпульсні діоди

Імпульсні діоди використовуються для роботи в ключових схемах. Крім основних параметрів $I_{пр}$, $U_{пр}$, $I_{звор}$, $U_{звор}$ для діодів цього типу вказуються спеціальні параметри, які характеризують перехідні процеси в приладі при швидких змінах зовнішньої напруги. Ці параметри проілюстровані на рис.4.17. Параметр $\tau_{вст}$ характеризує час встановлення прямої напруги на діоді (зменшення піку до величини $1,2 U_{пр.ст.}$). Величина $\tau_{вст}$ характеризує час розсмоктування інжектованих носіїв та зниження внаслідок цього опору бази.

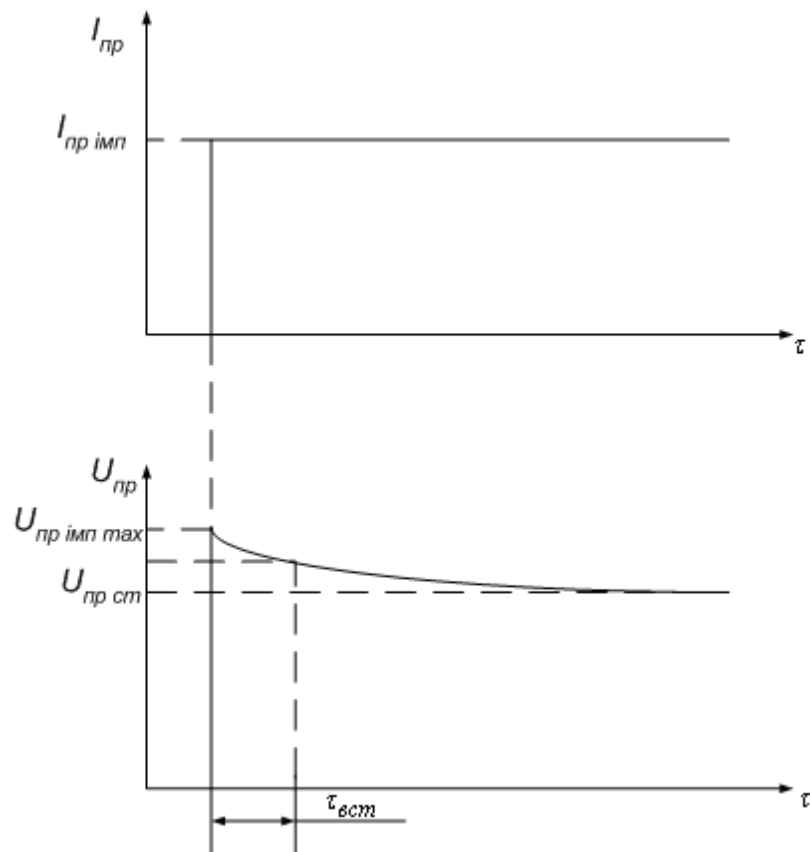


Рисунок 4.17 – Характеристики імпульсних діодів

При перемиканні напруги з прямої на зворотню розсмоктування надлишкової концентрації інжекттованих носіїв в базі за рахунок дифузії та рекомбінації відбувається не миттєво. Цей процес характеризується параметром $\tau_{відн}$ – час відновлення зворотного опору.

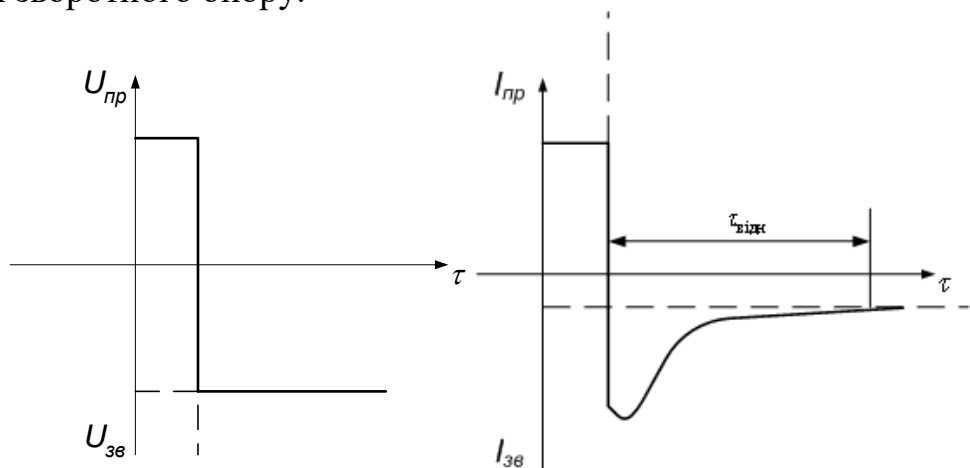


Рисунок 4.18 – Параметри напруги та струму імпульсних діодів

Насправді, в момент перемикання інжекція носіїв, припустимо дірок, в базу припиняється; в базі біля переходу концентрація дірок знижується до рівноважної. Але інжекттовані раніше дірки ще не встигли пройти всю базу та, відповідно, концентрація дірок в товщині бази вища, ніж в переході. Наряду з

дифузійним рухом дірок до виводу бази виникає їх дифузійний рух в зворотному напрямку до емітеру. Рівноважне значення концентрації дірок по всій базі встановлюється через час $\tau_{відн}$, коли описані процеси закінчуються. Для прискорення цього процесу базу в деяких імпульсних діодах легують домішками, які утворюють пастки та сприяють рекомбінації неосновних носіїв. Легування бази золотом дозволяє знизити час відновлення зворотнього опору до величини порядку 10^{-9} с. Знизити час $\tau_{відн}$ дозволяє також застосування бази з неоднорідною концентрацією домішки. В таких діодах концентрація домішок в базі монотонно збільшується по мірі віддалення від переходу.

Нерівномірною виявляється й концентрація основних, рухомих носіїв. В базі електрони з n-напівпровідника дифундують до переходу та оголяють далеко від переходу позитивні іони домішок. Таким чином, в базі встановлюється електричне поле, вектор напруженості якого спрямований до переходу. Під дією цього поля дірки, інжектвані в базу, дрейфують до переходу, притискаються до межі запираючого шару, де утворюють об'ємний заряд дірок підвищеної густини. При перемиканні напруги з прямої на зворотню ці дірки втягуються полем переходу за малий час. Внаслідок цього час відновлення в таких діодах значно менший, ніж в діодах з однорідною базою. Такі діоди отримали назву – діоди з накопиченням заряду (ДНЗ).

Іншими параметрами є максимальна імпульсна напруга (пряма) $U_{пр.імп.мах}$ та максимальний імпульсний струм $I_{пр.імп}$, а також їх співвідношення, яке називається імпульсним опором.

Ємність переходу має бути по можливості меншою одиниці пікофаради.

За часом відновлення зворотнього опору $\tau_{відн}$ імпульсні діоди поділяються на мілісекундні ($\tau_{відн} > 0,1$ мсек), мікросекундні ($0,1$ мсек $> \tau_{відн} > 0,1$ мксек), та наносекундні ($\tau_{відн} < 0,1$ мксек).

4.13 Діоди Шотткі

Діод Шотткі – це напівпровідниковий діод, випрямляючі властивості якого базуються на використанні випрямляючого електричного переходу між металом і напівпровідником.

Для всіх діодів, що розглядалися раніше, основним фізичним процесом, обмежуючим діапазон робочих частот, є процес накопичення і розсмоктування неосновних носіїв заряду в базі діода. Другий фізичний процес – перезарядка бар'єрної ємності випрямляючого електричного переходу – мав в розглянутих діодах другорядне значення і впливав на їх частотні властивості тільки при деяких умовах. Тому були відсутні вимоги щодо конструкції та технології виготовлення діодів, виконання яких забезпечувало б прискорене розсмоктування накопичених в базі за час дії прямої напруги неосновних носіїв заряду. Зрозуміло, що, якщо виключити інжекцію неосновних носіїв заряду при роботі діода, то не було б накопичення цих неосновних носіїв в базі та відповідно відносно повільного їх розсмоктування. Можна перерахувати декілька

можливостей практично повного усунення інжекції неосновних носіїв при збереженні випрямляючих властивостей напівпровідникових діодів.

1. Використання випрямляючого гетерогенного переходу (гетеропереходу) або, інакше кажучи, електричного переходу, створеного в результаті контакту напівпровідника з різною шириною забороненої зони. Інжекція неосновних носіїв при прямому вмиканні буде відсутня при виконанні ряду умов, в даному випадку, при однаковому типі електропровідності напівпровідників, що створюють гетеропереходи.

Цей спосіб поки що не знайшов практичного застосування через технологічну складність.

2. Використання для випрямлення ефекту тунелювання.

3. Інвертування діодів або використання для випрямлення тільки зворотної гілки ВАХ разом з дільницею, яка відповідає лавинному пробою. Цей спосіб не знайшов практичного застосування через необхідність мати для кожного діода свою напругу зміщення, майже рівну напрузі пробою. Крім того, в початковій стадії лавинного пробою в діоді виникають шуми.

4. Використання випрямляючого переходу Шотткі, а саме випрямляючого електричного переходу, отриманого в результаті контакту між металом і напівпровідником. На такому переході висота потенціального бар'єру для електронів і дірок може суттєво відрізнятись. Тому при вмиканні випрямляючого переходу Шотткі в прямому напрямку прямий струм виникає завдяки руху основних носіїв заряду із напівпровідника в метал, а носії другого знаку (неосновні для напівпровідника) практично не можуть перейти з металу в напівпровідник через високий потенціальний бар'єр на переході.

Таким чином, на основі випрямляючого переходу Шотткі можуть бути створені випрямляючі, імпульсні та надвисокочастотні напівпровідникові діоди, відмінні від діодів з р-n переходом, які характеризуються кращими частотними властивостями.

4.14 Випрямляючі діоди Шотткі

На частотні властивості діодів Шотткі основний вплив має час перезарядки бар'єрної ємності переходу. Постійна часу перезарядки залежить і від опори бази ($\tau = r_{\sigma}C_{бар}$). Тому випрямляючий перехід Шотткі доцільно створювати на кристалі напівпровідника з електропровідністю n-типу, оскільки рухливість електронів більша, ніж рухливість дірок. З цієї ж причини повинна бути високою і концентрація домішок в кристалі напівпровідника.

Проте товщина потенціального бар'єру, яка виникає на межі розподілу напівпровідника біля межі розподілу з металом, повинна бути досить високою. Це пов'язано з тим, що лише при великій ширині потенціального бар'єру переходу Шотткі можна, по-перше, усунути ймовірність тунелювання носіїв заряду крізь потенціальний бар'єр, по-друге, збільшити напругу пробою, отримати менше значення питомої бар'єрної ємності. А товщина р-n переходу або потенціального бар'єру залежить від концентрації домішок в

напівпровіднику: чим вища концентрація носіїв, тим тонший перехід. Звідси виникають суперечливі вимоги меншої концентрації домішок в напівпровіднику. Врахування цих суперечливих вимог двошарової концентрації домішок в напівпровіднику приводять до необхідності створення бази діода Шотткі (рис. 4.19).

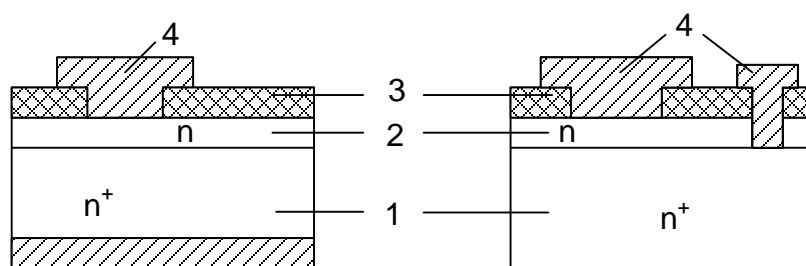


Рисунок 4.19 - Структура діодів Шотткі

1 – монокристалевий напівпровідник n^+ - типу; 2 – епітаксціальний шар n -типу; 3 – діоксид Si; 4 – метал

Основна частина кристалу – підкладка товщиною 0,2 мм – має високу концентрацію домішок і малий питомий опір. Тонкий монокристалічний шар також самого напівпровідника (товщиною в декілька мкм) з такою ж електропровідністю n -типу може бути отриманий методом епітаксціального нарощування і має значно меншу концентрацію домішок.

В якості основного матеріалу для випрямляючих діодів Шотткі можна використовувати Si або GaAs. Проте в епітаксціальних шарах GaAs не вдається поки що досягти низької концентрації дефектів і достатньо низької концентрації донорів. Тому пробивна напруга таких діодів низька, що є суттєвим недоліком.

4.15 Імпульсні діоди Шотткі

Вихідним матеріалом для цих діодів служить Si або GaAs, але перевага тут віддається GaAs, оскільки в цьому матеріалі час життя неосновних носіїв заряду може бути менше 10^{-9} с.

Оскільки в діодах Шотткі в прямому струмі все ж таки має місце незначна складова частина, обумовлена інжекцією неосновних носіїв, то вимога малості часу життя неосновних носіїв в вихідному напівпровіднику зберігається і для імпульсних діодів Шотткі.

GaAs діоди мають малу пробивну напругу, але це не так важливо для імпульсних діодів, оскільки більша частина імпульсних схем – це низьковольтні схеми.

Імпульсні діоди Шотткі, що випускаються вітчизняною промисловістю, використовуються в імпульсних схемах піко- та наносекундному діапазоні. На відміну від випрямляючих діодів вони мають значно меншу площу p - n переходу і тому загальна ємність таких діодів не перевищує 1пФ навіть при нульових постійних напругах зміщення.

4.16 Лавинно-пролітні діоди

Лавинно-пролітні діоди – це напівпровідникові діоди, які працюють в режимі лавинного розмноження носіїв заряду при зворотньому зміщенні електричного переходу та призначені для генерації надвисокочастотних коливань.

Генерація електромагнітних НВЧ-коливань може виникати в діодах з різною структурою. Як приклад розглянемо процеси, які відбуваються в структурі $p^+ - n - n^+$ при зворотній напрузі, яка має постійну та змінну складові. Коли сумарна напруга перевищує пробивну, починається ударна іонізація – лавинний пробій. Пари електрон – дірки, які генеруються в вузькій частині $p-n$ переходу поблизу металургійної межі, де напруга електричного поля достатня для ударної іонізації, розділяються полем (рис. 4.20).

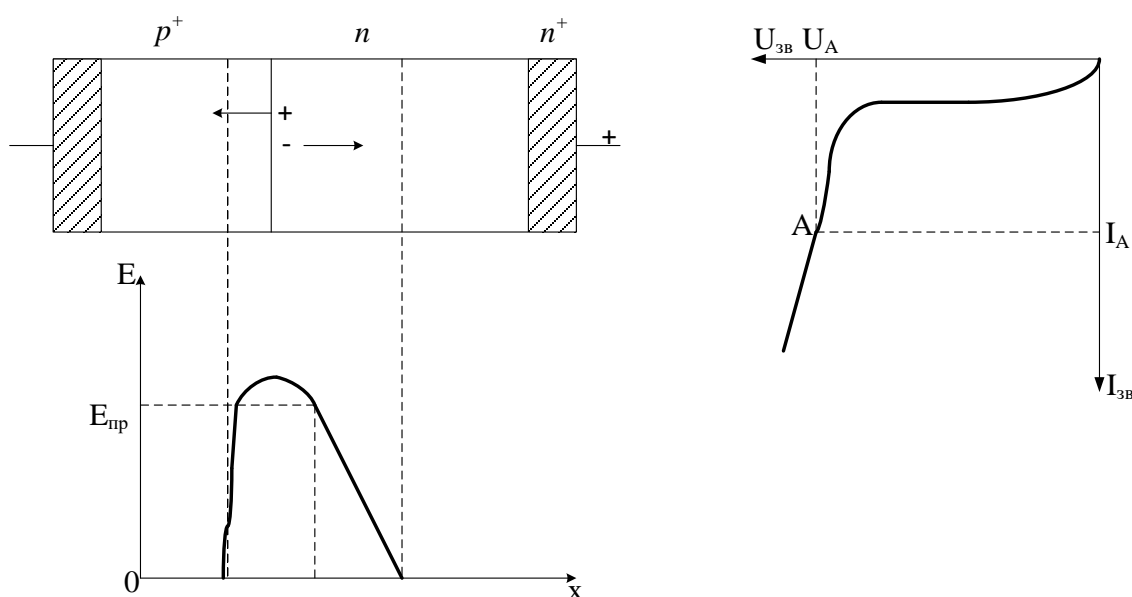


Рисунок 4.20 - Структура лавинно-пролітного діода (а), розподілення напруги електричного поля по структурі (б) і положення робочої точки (постійного зміщення) на ВАХ (в).

Струм, викликаний рухом нових носіїв заряду, відбувається до тих пір, пока ці носії не вийдуть із $p-n$ переходу. За час прольоту носіїв заряду через перехід (в нашому прикладі – електронів) напруга на діоді може зменшитись, якщо частота змінної складової буде більшою. Таким чином, із-за кінцевого часу прольоту носіїв з'являється фазовий зсув між струмом, який проходить через діод, і прикладеної до цього діода змінної напруги високої частоти.

Фазовий зсув між струмом і напругою визначається не тільки часом прольоту, але й інерційністю процесу розвитку лавини при ударній іонізації. Дійсно, момент часу придбання носієм заряду достатній для іонізації енергії, ймовірно, не співпадає з моментом зіткнення цього носія з одним із атомів напівпровідника, тобто з моменту іонізації. Крім того, для придбання додаткової енергії також необхідно деякий час.

Припустимо, що час прольоту разом з часом, який визначається інерційністю ударної іонізації, дорівнює половині періоду коливань деякої частоти змінної напруги (рис. 4.21, а). в цьому випадку змінний струм через діод буде відставати на півперіода від викликаного ним змінної напруги.

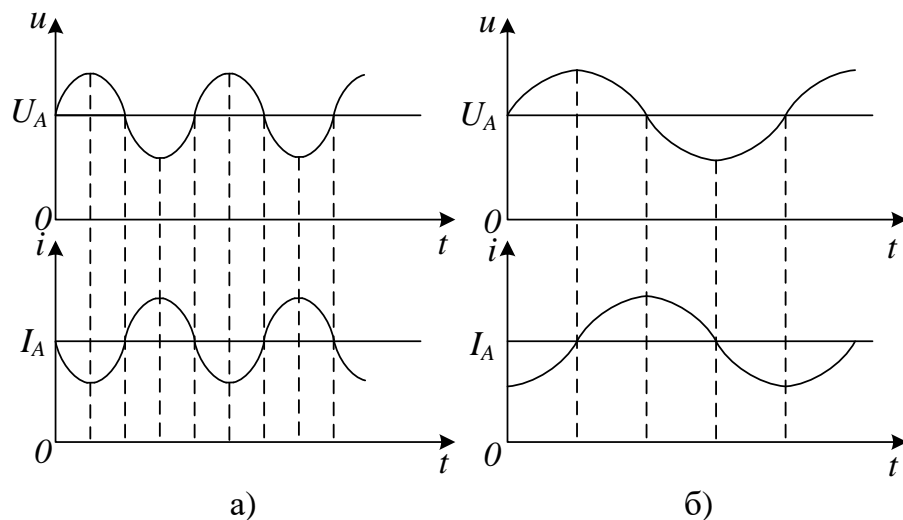


Рисунок 4.21 - Залежність напруги і струму, які ілюструють появу негативного диференціального опору лавинно-пролітного діоду:
 а) - при зсуві фаз 180° , який виникає на високих частотах змінної складової напруги; б) – при зсуві фаз 90° , які відповідають меншим частотам змінної складової напруги та відсутності негативного диференційного опору в середньому за період.

Зростання напруги весь час буде супроводжуватись зменшенням струму, а зменшення напруги, навпаки, зростанням струму. Це свідчить про те, що для даної частоти змінної напруги протягом всього періода коливань виконується умова негативного диференційного опору.

При зниженні частоти змінної напруги (при збільшенні періода коливань) струм буде відставати від напруги на кут, менший 180° , оскільки час прольоту і інерційність ударної іонізації залишаються незмінними. Коли з пониженням частоти змінної напруги фазовий зсув між струмом і напругою буде складати чверть періоду, умови негативного диференційного опору будуть виконуватись протягом тільки половини періода, чергуючись через кожні чверть періоду з умовою позитивного диференційного опору (рис. 4.21, б). В цьому конкретному випадку в середньому за період лавинно-пролітний діод не буде мати негативного диференційного опору.

Аналогічно з підвищенням частоти змінної напруги негативний диференційний опір зникає при фазовому зсуві між струмом і напругою, який досягає 270° . Таким чином, лавинно-пролітні діоди мають негативний диференційний опір тільки для НВЧ – коливань.

Буд-який прилад з негативним диференційним опором може бути використаний для генерації та підсилення електромагнітних коливань. Лавинно-

пролітні діоди використовують для генерації НВЧ – коливань великої потужності. При цьому не обов'язково подавати на лавинно-пролітний діод змінну напругу необхідної частоти. Лавинно-пролітний діод разом з резонансною камерою, в яку його зазвичай вміщують, здатний виділити із імпульсів, виникаючих під час подачі постійного зміщення, і збільшити коливання певної частоти.

Лавинно-пролітні діоди вперше були створенні в СРСР на базі відкритого А.С. Тагером, зі співробітниками, ефекта генерації та підсилення НВЧ – коливань при лавинному пробіі.

Крім розглянутого лавинно-пролітного режиму роботи, який в англійській літературі називають ІМРАТТ- режимом (скорочення від impact ionization avalanche transit time), лавинно-пролітні діоди можуть працювати і в режимі з захопленою плазмою або ТРАРАТТ- режимі.

Питання для самоперевірки до розділу 4

1. Як позначаються на електричних схемах напівпровідникові діоди, стабілітрони, варікапи, тунельні діоди, зворотні діоди?
2. Який матеріал частіше використовують для виготовлення випрямляючих діодів?
3. Як в більшості випадків змінюється опір домішкових напівпровідників в діапазоні робочих температур?
4. Запишіть вираз для теоремної ВАХ діода і дайте необхідні пояснення?
5. Як змінюється бар'єрна ємність при збільшенні (за абсолютною величиною) зворотної напруги на р-п переході?
6. Як змінюється дифузійна ємність з ростом прямого струму через р-п перехід?
7. Як визначається коефіцієнт стабілізації стабілітрона?
8. Перерахуйте основні параметри імпульсного діода та дайте необхідні пояснення?
9. Чим відрізняється діод Шотткі від звичайного напівпровідникового діода?
10. Приведіть енергетичну діаграму тунельного діода при незначних прямих напругах.
11. Приведіть енергетичну діаграму тунельного діода при відсутності напруги на переході.
12. Приведіть енергетичну діаграму тунельного діода при зворотніх напругах.

5 ТРАНЗИСТОРИ

5.1 Загальні відомості і класифікація транзисторів

Транзистором називають електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, який складається, яке правило, із двох *p-n* переходів. Структура площинного транзистора схематично зображена на рис. 5.1.

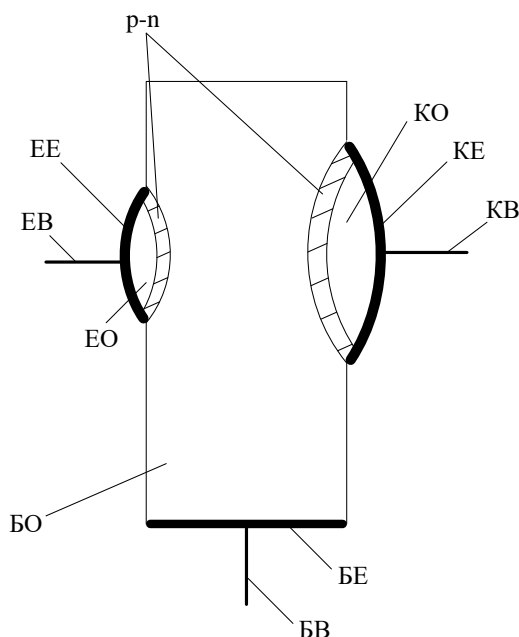


Рисунок 5.1 - Структура біполярного площинного транзистора

Основою транзистора є пластина германію *n*-типу провідності, яку називають базовою областю (БО). З двох сторін в базу вплавлені таблетки індію, або іншим методом формуються *p*-області, на межі розподілу яких в процесі вплавлення утворюються *p-n*-переходи. Одна із *p*-областей індію характеризується більш високою концентрацією носіїв заряду та меншим об'ємом і називається емітерною областю (ЕО), а перехід, який утворюється між нею і базовою областю називають емітерним переходом. Металевий контакт до області емітера називають емітерним електродом (ЕЕ), до якого під'єднаний емітерний вивід (ЕВ). Металевий контакт до *n*-області бази називають базовим електродом (БЕ), до якого під'єднаний базовий вивід (БВ). Друга *p*-область характеризується невисокою концентрацією носіїв заряду та більшим об'ємом, у порівнянні з емітерною областю і називається колекторною областю (КО). Металевий контакт до області колектора називають колекторним електродом (КЕ), до якого під'єднаний колекторний вивід (КВ). Майже завжди для бази використовують високоомний напівпровідник, ступінь легування емітера висока, а колектора – значно нижча.

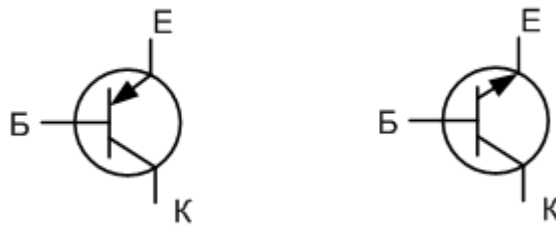


Рисунок 5.2 - Умовні позначення транзисторів на електричних схемах:
а – прямої провідності; б – зворотної провідності.

Таким чином, транзистор являє собою тришарову структуру, в якій крайні електроди утворені напівпровідником з електропровідністю, відмінною від електропровідності середнього електрода. Описаний транзистор називають *p-n-p* транзистором або транзистор прямої провідності (рис.5.2, а).

Якщо для баз використовують напівпровідник *p*- типу, то емітер і колектор повинні мати провідність *n*- типу. Тоді одержимо транзистор *n-p-n* структури, або транзистор зворотної провідності (рис.5.2, б).

Матеріалом для бази може служити не лише германій (*Ge*), але і кремній (*Si*). В зв'язку з цим розрізняють *Ge* і *Si* транзистори. Транзистори розрізняють також за методом виготовлення - сплавні, мікросплавні, меза, поверхнево - бар'єрні і т.ін. За характером контакту – площинні або точкові, за потужністю – малої, середньої і високої, за діапазоном робочих частот – низької частоти, середньої частоти і високої частоти, за основними процесами в базі – дрейфові, дифузійні. Є транзистори особливої конструкції і принципу дії – чотирьохшарові, лавинні, польові і т. ін.

Транзистор є зворотнім приладом, це означає, що колектор може виконувати функції емітера. Але властивості пристрою в прямому і зворотному (інверсійному) напрямках різні, оскільки емітер і колектор відрізняються розмірами та електрофізичними властивостями.

5.2 Класифікація і маркування транзисторів

Класифікація транзисторів по їх призначенню, фізичним властивостям, основним електричним параметрам, конструктивно-технологічним ознакам, роду початкового напівпровідникового матеріалу знаходить своє відображення в системі умовних позначень та їх типів. У відповідності з появою нових класифікаційних груп транзисторів удосконалюється і система їх умовних позначень.

Система позначень сучасних типів транзисторів встановлена галузевим стандартом ОСТ 11 336.919-81 та базується на ряді класифікаційних ознак. В основі системи позначень лежить літеро-цифровий код.

Перший елемент означає вихідний (початковий) напівпровідниковий матеріал, на базі якого виготовлений транзистор. Для позначення вихідного матеріалу використовуються наступні символи:

Г або 1 – для германію або його сполук;

К або 2 – для кремнію або його сполук;

А або 3 – для сполук галію (практично для арсеніда галію, що використовується для створення польових транзисторів);

И або 4 – для сполук індія (ці сполуки для виготовлення транзисторів в якості вихідного матеріалу поки що не використовуються).

Другий елемент позначення – буква, що визначає підклас (або групу) транзисторів. Для позначення підкласів використовуються одна з двох букв: Т – для біполярних і П – для польових транзисторів.

Третій елемент – цифра, що визначає основні функціональні можливості транзистора (допустиме значення потужності розсіювання і граничну або максимальну робочу частоту).

Для позначення більш характерних експлуатаційних властивостей використовуються наступні цифри.

Для транзисторів малої потужності (максимальна потужність, що розсіюється транзистором не більше 0,3Вт):

1 – з граничною частотою коефіцієнта передачі струму або максимальної робочої частоти (далі граничною частотою) не більше 3 МГц;

2 – з граничною частотою більше 3 але не більше 30 МГц;

3 – з граничною частотою більше 30 МГц.

Для транзисторів середньої потужності (максимальна потужність, що розсіюється транзистором більше 0,3, але не більше 1,5 Вт):

4 – з граничною частотою не більше 3 МГц;

5 – з граничною частотою більше 3 МГц, але не більше 30 МГц;

6 – з граничною частотою більше 30 МГц;

Для транзисторів високої потужності (максимальна потужність, що розсіюється транзистором більше 1,5 Вт і більше):

7 – з граничною частотою не більше 3 МГц;

8 – з граничною частотою більше 3 МГц, але не більше 30 МГц;

9 – з граничною частотою більше 30 МГц.

Четвертий елемент – число, що означає порядковий номер розробки технологічного типу транзисторів. Для позначення порядкового номера використовують двозначні числа від 01 до 99. Якщо порядковий номер перевищить число 99, то використовують трьохзначні числа від 101 до 999.

П'ятий елемент – буква, що умовно означає класифікацію по параметрам транзисторів, виготовлених по одній технології. В якості класифікаційної літери використовують букви російського алфавіту (за виключенням З, О, Ч, Ї, Щ, Ю, Ъ, Ь, Э).

Стандарт передбачує також введення в позначення ряду додаткових знаків при необхідності відзначити суттєві конструктивно-технологічні особливості приладів.

Як додаткові елементи позначення використовують наступні символи:

цифра від 1 до 9 – для позначення модернізацій транзистора, що приводять до зміни його конструкції або електричних параметрів;

буква С – для позначення наборів в загальному корпусі однотипних транзисторів (транзисторні збірки);

цифра, написана через дефіс, – для безкорпусних транзисторів.

Ці цифри відповідають наступним модифікаціям конструктивного виконання:

1 – з гнучкими выводами без кристалотримача (підкладки);

2 – з гнучкими выводами на кристалотримачі (підкладці);

3 – з жорсткими выводами без кристалотримача (підкладки);

4 – з жорсткими выводами на кристалотримачі (підкладці);

5 – з контактними площадками без кристалотримача (підкладки) та без выводів (кристал);

6 – – з контактними площадками на кристалотримачі (підкладці), але без выводів (кристал на підкладці).

Таким чином, сучасна система позначень дозволяє по назві типу отримати значний об'єм інформації про властивості транзистора.

Приклади позначення деяких транзисторів:

ГТ101А – германієвий, біполярний малопотужний низькочастотний, номер розробки 1, група А;

2Т399А – кремнієвий біполярний малопотужний НВЧ, номер розробки 99, група А;

2Т399А-2 – аналогічний транзистору 2Т399А, але в безкорпусному виконанні з гнучкими выводами на кристалотримачі;

2ПС202А-2 – набір малопотужних кремнієвих польових транзисторів, середньої частоти, номер розробки 2, група А, безкорпусний з гнучкими выводами на кристалотримачі.

В залежності від діапазону робочих частот по функціональному призначенню транзистори розрізняють наступним чином:

низькочастотні транзистори з межевою частотою менше 3МГц;

транзистори середньої частоти з межевою частотою від 3МГц до 30МГц;

високочастотні транзистори з межевою частотою від 30 МГц до 300МГц;

надвисокочастотні транзистори з межевою частотою більше 300МГц.

Біполярні та польові транзистори у відповідності з основними областями використання розділяють на такі групи: підсилювальні, генераторні, перемикаючі та імпульсні. Кожна з перерахованих груп характеризується специфічною системою параметрів і довідникових залежностей, що відображають особливості використання транзисторів в радіоелектронній апаратурі.

5.3 Принцип дії біполярного транзистора

Енергетична діаграма для площинного транзистора *p-n-p* типу приведена на рис.5.3.

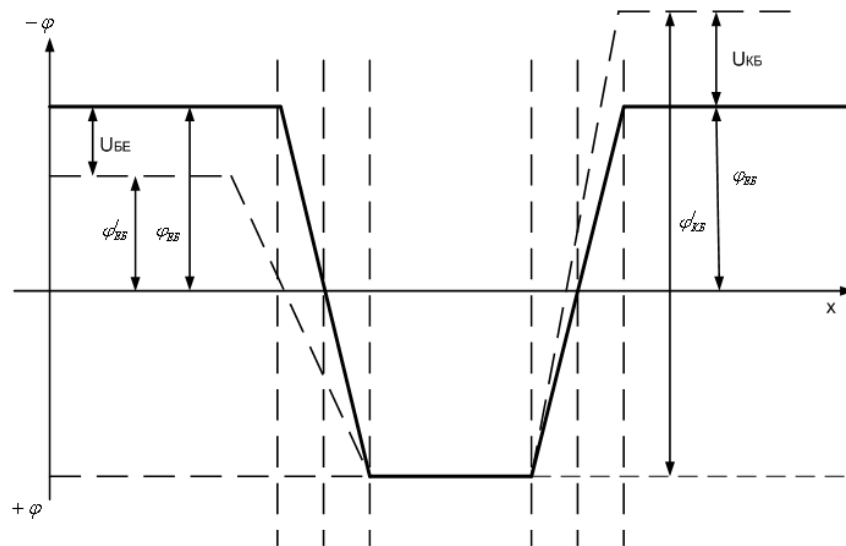


Рисунок 5.3 - Енергетична діаграма транзистора

За відсутності зовнішньої напруги обидва переходи знаходяться в рівновазі і струм через транзистор дорівнює нулю. При вмиканні джерела живлення, наприклад, для випадку схеми з спільною базою (як показано на рис.5.4),

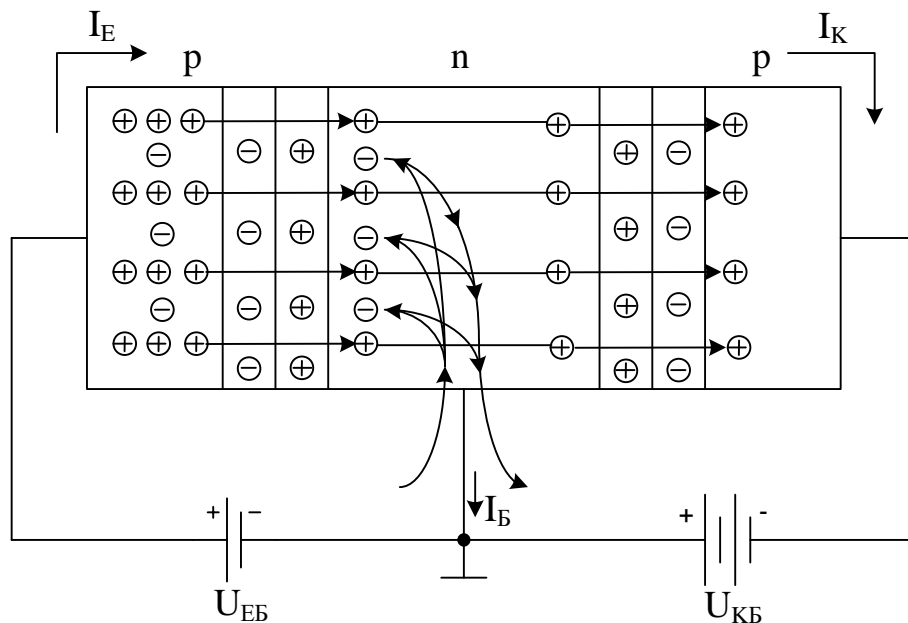


Рисунок 5.4 – Схема вмикання транзистора зі спільною базою

емітерний перехід відкритий, а колекторний закритий. Це основний активний режим роботи транзистора. Зміна кривої розподілу потенціалу для цього випадку показана штриховою лінією на рис. 5.3.

В результаті зниження потенціального бар'єру в емітерному переході починається дифузійний рух основних носіїв. Оскільки концентрація дірок в емітері вища концентрації електронів в базі ($P_{PE} > N_{nB}$), коефіцієнт інжекції високий.

Внаслідок інжекції дірок з емітера в базу концентрація їх в базі підвищується. Об'ємний позитивний заряд, що утворився поблизу емітерного переходу в базі, компенсується за рахунок електронів, які поступають в базу від джерела живлення U_{EB} . Внаслідок цього перехід емітер-база замикається і по ньому протікає струм I_E . Електрони, які поступають в базу, рухаються до емітерного переходу і утворюють поблизу нього від'ємний заряд, компенсуючий заряд, утворений дірками. Поблизу емітерного переходу, таким чином, існує підвищена концентрація електронів і дірок. Внаслідок різниці концентрацій виникає дифузійний рух дірок і електронів в напрямку колектора. В транзисторах ширина бази вибирається такою, щоб при значній концентрації електронів і швидкості руху дірок час їх життя був би значно довшим часу їх перебування в базі. Таким чином, значна частина дірок (99%), що поступають з емітера в базу, не встигає рекомбінувати з електронами в базі. Поблизу колекторного переходу вони попадають в прискорююче поле колекторного переходу і втягуються в колектор. Відбувається екстракція дірок. Електрони, кількість яких рівна числу дірок, що пройшли до колектора, поступають через базовий вивід під дією прикладеної різниці потенціалів в колекторне джерело живлення. Коло колектор-база замикається і по ньому протікає струм I_K . Таким чином, струм, що тече через емітерний перехід є керуючим струмом, від величини якого залежить струм в колі колектора – струм, що керується. Струм бази I_B являє собою різницю керуючого струму I_E і керованого струму I_K , оскільки основні носії бази – електрони при компенсації руху дірок через емітерний і колекторний переходи рухаються у базовому виводі в різних напрямках.

Опір емітерного переходу, зміщеного в прямому напрямку, невеликий. Струм I_E , а з ним і струм I_K в залежності від U_{EB} зростають по експоненті. Навпаки, опір колекторного переходу, який зміщений в зворотному напрямку, великий. Збільшення напруги (U_{KB}) не викликає зростання струму I_K , оскільки всі дірки, що надходять до колекторного переходу, втягуються його полем при малих значеннях U_{KB} .

Якщо в коло емітер-база разом з батареєю зміщення U_{EB} ввімкнути джерело синусоїдального сигналу $U = U_m \sin \omega t$, то струм емітера і струм колектора будуть змінюватись в такт з ним.

Підключивши в коло колектор-база резистор R_K , можна віділити на ньому підсилenu напругу сигналу з тією ж частотою і амплітудою, що перевищує амплітуду вхідного сигналу.

Підсилення може бути значним, оскільки в колекторному колі можна ввімкнути резистор значної величини. Зміна напруги на ньому, а отже, на колекторному переході не повинні викликати помітної зміни струму через транзистор, тому що вплив (U_{KB}) на рух дірок із бази в колектор незначні.

5.4 Режими роботи транзистора

Поряд з описаним активним режимом транзистор в ряді імпульсних, ключових та інших схем транзистор може працювати в режимі відсікання або в режимі насичення.

В режимі відсікання обидва переходи зміщені в зворотному напрямку, отже через них течуть зворотні струми.

При підключенні обох батарей в прямому напрямку транзистор працює в режимі насичення – обидва переходи відкриті, а інжекція носіїв в базу іде як з боку емітера, так і з боку колектора.

Розрізняють також інверсний режим роботи при якому емітерний перехід зміщений в зворотньому напрямі, тобто закритий, а колекторний – в прямому, тобто відкритий. Коефіцієнт передачі в інверсному режимі значно менший ніж в активному режимі, оскільки концентрація носіїв заряду в емітері значно вища концентрації носіїв в колекторній області.

5.5 Статичні параметри та характеристики транзисторів

Як елемент електричної схеми транзистор завжди використовується таким чином, що один із його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій – спільним. В залежності від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми вмикавання: зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) та спільним колектором (СК). Схеми вмикавання приведені на рис. 5.5.

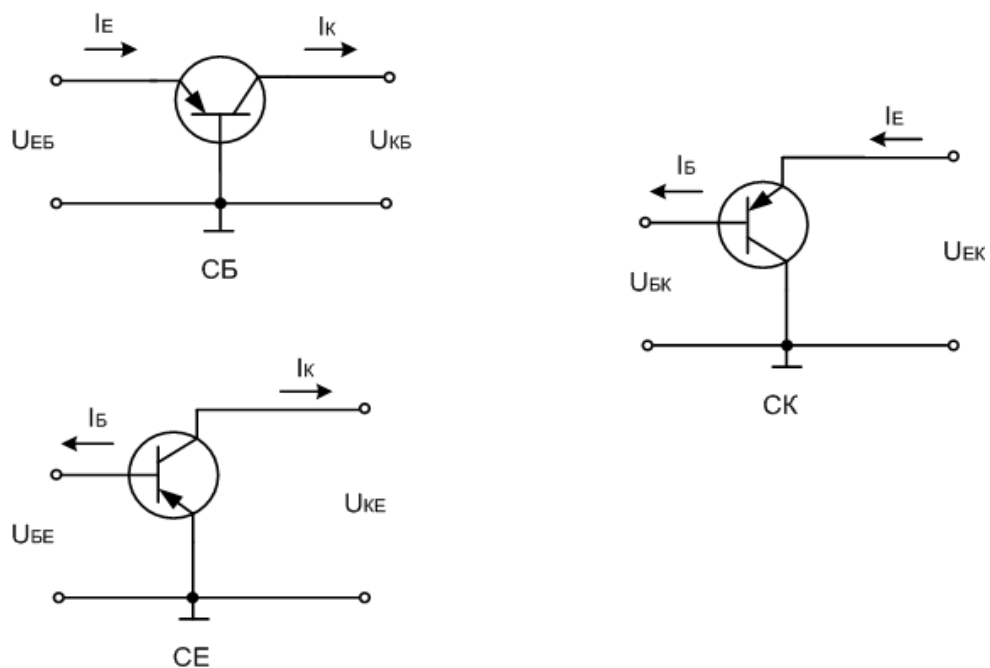


Рисунок 5.5 - Схеми вмикавання транзистора

Одним із основних параметрів транзистора є коефіцієнт передачі по струму, який являє собою відношення зміни вихідного струму до зміни вхідного струму. Для схеми зі СБ вхідним є струм емітера I_E , а вихідним струм колектора I_K . Коефіцієнт передачі струму в цьому випадку дорівнює:

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \right|_{U_{KB}=\text{const}}$$

Оскільки струм колектора завжди менший струму емітера, то α менший одиниці і знаходиться в межах від 0,95 до 0,99.

В схемі з СЕ струм бази I_B є вхідним, а I_K – вихідним.

$$\beta = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{KB}=\text{const}}$$

Оскільки струм бази значно менший струму колектора, то β значно більший одиниці і може становити декілька десятків одиниць для транзисторів середньої та високої потужності та 100 і більше для транзисторів малої потужності.

Існує спеціальна група транзисторів, так званих супер- β транзистори, коефіцієнт передачі яких становить 3000-5000.

Якщо врахувати струморозподілення в транзисторі ($I_B = I_E - I_K$), то коефіцієнт β можна визначити через α :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Коефіцієнт передачі по струму для схеми з СК також визначається відношенням приросту вихідного струму dI_E до вхідного dI_B :

$$\gamma = \left. \frac{dI_E}{dI_B} \right|_{U_{EB}=\text{const}} = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$$

Схема зі СК забезпечує максимальне підсилення по струму.

Степінь залежності U_{EB} від I_E прийнято оцінювати за допомогою диференційного вхідного опору емітерного переходу:

$$r_E = \frac{dU_{EB}}{dI_E} = \frac{kT}{eI_E},$$

$$\text{при } I_E = 0, r_E = \frac{kT}{eI_{EK}(-\alpha)},$$

Величина емітерного струму визначається в основному процесом інжекції дірок з емітера в базу. Для малопотужних транзисторів I_E становить 10-20мА і опір емітерного переходу можна розрахувати за таким наближеним виразом $r_E = \frac{r_{\delta}}{I_E}$, із якого видно, що величина опору емітерного переходу становить одиниці Ом.

Важливим параметром транзистора є об'ємний опір бази. База транзистора виконується в основному з високоомного матеріалу, і тому її об'ємний опір r_{δ} в роботі транзистора грає значну роль. Величина r_{δ} визначається в основному опором її активної дільниці, а саме, того шару бази, який знаходиться між емітером та колектором. Для найпростішого випадку опір базової області можна визначити за виразом:

$$r_{\delta} = \frac{\rho_{\delta}}{4\pi w},$$

де ρ_{δ} - питомий опір матеріалу бази; w – ширина бази.

Опір колекторного переходу можна розрахувати за виразом:

$$r_K = \frac{dU_{KB}}{dI_K}, \text{ при } I_E = \text{const.}$$

Внаслідок модуляції ширини бази зміна U_{KB} викликає зміну I_K , але вона, як правило, дуже мала, тому опір r_K практично незалежить від напруги на колекторі і його величина може становити від сотень кОм до одиниць МОм.

Статичні характеристики транзистора:

Для кожної схеми вмикання існує чотири види статичних характеристик:

1. Вихідні: $I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}}); I_{\text{вх}} = \text{const.}$
2. Керуючі (характеристики прямої передачі): $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}}); U_{\text{вих}} = \text{const.}$
3. Вхідні: $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}}); U_{\text{вих}} = \text{const.}$
4. Перехідні (характеристики зворотного зв'язку): $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вих}}); I_{\text{вх}} = \text{const}$

Керуючі та вхідні характеристики, як правило, зображаються у вигляді однієї-двох кривих, що зумовлено слабкою залежністю вихідного струму та вхідної напруги від $U_{\text{вих}}$.

Для кожної схеми ввімкнення з чотирьох видів характеристик незалежними є тільки дві. Тому, як правило, для аналізу використовуються тільки вхідні та вихідні характеристики.

Вхідна характеристика для схеми зі спільною базою являє собою залежність струму емітера I_E від напруги між емітером і базою U_{EB} , при постійній нарузі між колектором і базою $U_{KB} - (I_E = f(U_{EB}) \text{ при } U_{KB} = \text{const})$. Оскільки I_E

практично не залежить від $U_{КБ}$, то такі характеристики розміщуються дуже близько одна біля одної і вони зображаються одною або двома лініями (рис.5.6).

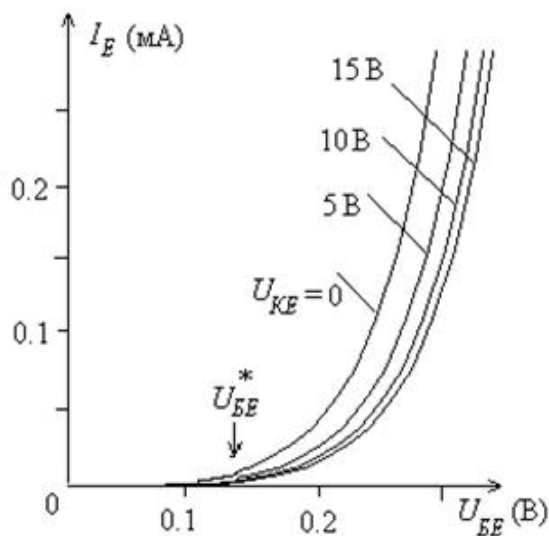


Рисунок 5.6 - Вхідна характеристика для схеми зі СБ

Вихідна характеристика для схеми зі СБ являє собою залежність струму колектора I_K від напруги між колектором і базою U_B при постійному струмі емітера I_E (рис.5.7).

$$I_K = f(U_{КБ}), \text{ при } I_E = const.$$

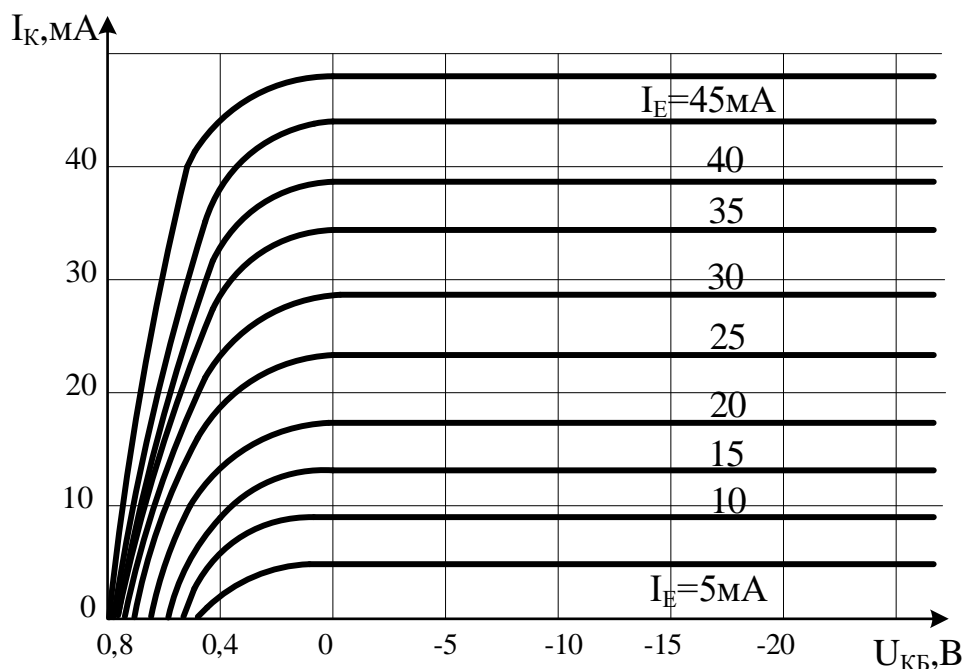


Рисунок 5.7 - Вихідні характеристики транзистора для схеми зі СБ

Вихідні характеристики майже паралельні осі напруг. Наявність невеликого нахилу пояснюється тим, що колекторна напруга має слабкий кінцевий вплив на

рух носіїв до колекторного переходу. При значному збільшенні напруги струм колектора може різко зростати за рахунок пробію колекторного переходу.

При ввімкненні транзистора по схемі з СЕ статичні характеристики описуються залежностями:

$$I_k = f(U_{ке}); I_{\bar{б}} = \text{const} - \text{вихідна характеристика};$$

$$I_{\bar{б}} = f(U_{\bar{б}е}); U_{ке} = \text{const} - \text{вхідна характеристика}$$

Вихідні характеристики для схеми з СЕ мають великий нахил в порівнянні з характеристиками для схеми з СБ, що пояснюється більш сильним впливом U_k на коефіцієнт передачі струму (рис. 5.8).

Крім того, при ввімкненні транзистора за схемою з СЕ на величину I_k має вплив ефект лавинного множення носіїв в колекторному переході. Тому різке збільшення струму колектора в передпробійній області починається для схеми з СЕ при більш низьких напругах, ніж в схемі з СБ. Цим зумовлюється той факт, що допустима колекторна напруга для схеми з СЕ менша в порівнянні з схемою з СБ.

Можна показати, що мінімальне значення колекторного струму $I_k = I_{k0}$ має місце при струмі бази: $I_{\bar{б}} = -I_{k0}$.

Звідси випливає, що транзистор в схемі з СЕ в діапазоні струмів бази від 0 до $-I_{k0}$ керується від'ємним вхідним струмом.

Вхідні характеристики схеми з СЕ мають такий же вигляд як і для схеми з СБ і розміщуються близько одна біля одної, і тому при розрахунках, як правило, використовують одну характеристику. На відміну від схеми з СБ вхідні характеристики схеми з СЕ більш лінійні (рис.5.9).

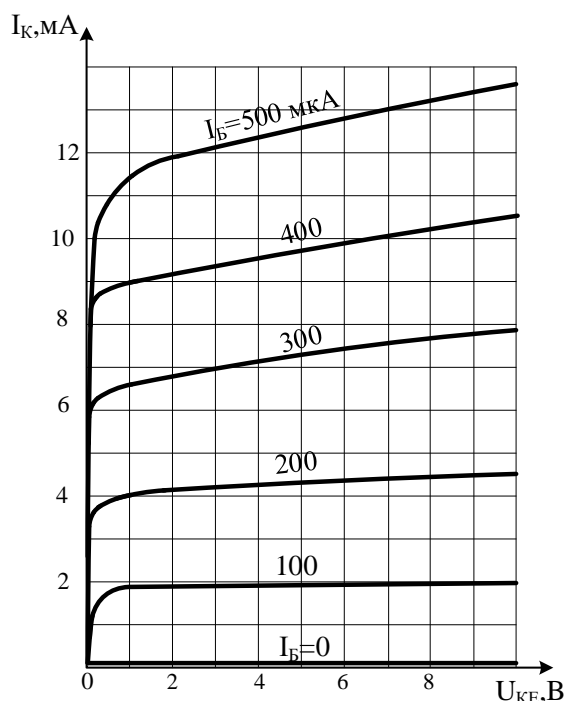


Рисунок 5.8 - Вихідні характеристики транзистора для схеми зі СЕ

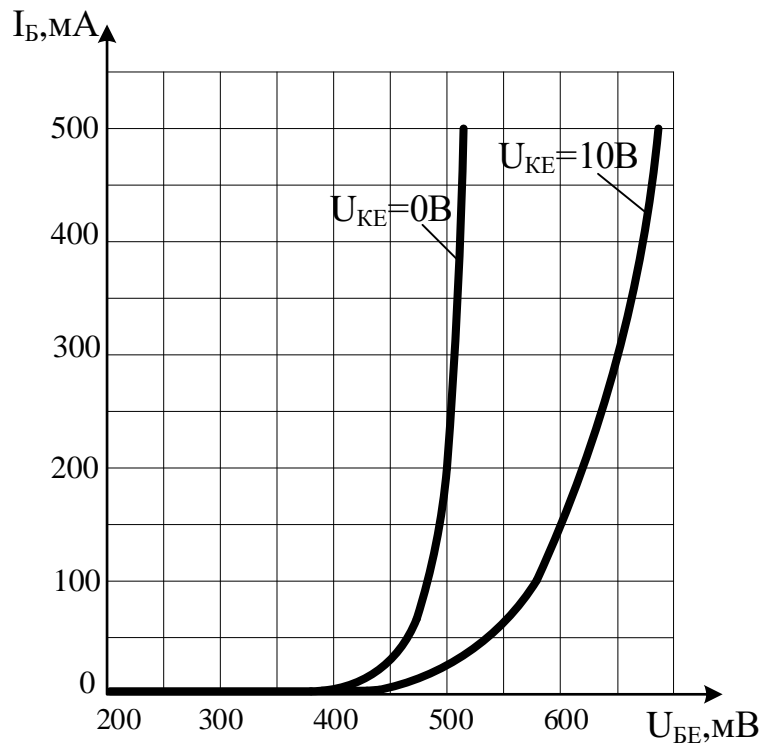


Рисунок 5.9 - Вхідні характеристики транзистора для схеми зі СЕ

Характеристики схеми з СК багато в чому спільні з характеристиками схеми з СЕ, оскільки в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні (I_E , I_K) відрізняються мало. Тому для практичних розрахунків в якості вихідних характеристик схеми з СК можна використовувати вихідні характеристики схеми з СЕ, якщо замінити I_K на I_E . Вхідні характеристики схеми з СК по формі збігається з вхідними характеристиками схеми з СЕ, але зміщені по вісі напруг вправо на величину падіння напруги на колекторному переході.

5.6 Частотні властивості біполярного транзистора

Одним із важливих факторів, який визначає придатність транзистора для застосування в тій чи іншій електричній схемі, є залежність його параметрів від частоти. Особливо велике значення має залежність підсилювальних властивостей від частоти. Тому розглянемо частотну залежність коефіцієнтів передачі по струму від частоти. Для схеми зі спільною базою коефіцієнт передачі струму визначається відношенням струму колектора до струму емітера. На цей коефіцієнт передачі впливає ємність емітерного переходу, час проходження носіями заряду базової області, час проходження носіями області об'ємного заряду колекторного переходу та постійна часу кола колектора. Розглянемо ці складові.

Постійна часу кола емітера визначається колом емітера транзистора, яке можна представити паралельним з'єднанням опору емітерного переходу, дифузійної та бар'єрної ємностей емітерного переходу. При цьому слід

значити, що частина струму емітера, який проходить через опір емітерного переходу та дифузійну ємність зв'язана з інжекцією носіїв заряду з емітера в базу, а частина струму, яка проходить через бар'єрну ємність не зв'язана з інжекцією.

Ефективність емітерного переходу по змінному струму визначається як відношення струму інжекції до повного струму:

$$\gamma = \frac{i_{Eинж}}{I_{Eинж} + i_{Ec}} = \frac{\frac{1}{r_E} + j\omega C_{Eдиф.}}{\frac{1}{r_E} + j\omega C_{Eдиф.} + j\omega C_{Eбар.}}$$

Постійна часу кола емітера визначається виразом:

$$t_{пост.} = r_E \cdot C_{Eдиф.}$$

Таким чином до частот, близьких до $\omega = \frac{1}{t_{пост.}}$, величину $\omega r_E C_{Eдиф.}$ можна вважати значно меншою одиниці і тоді ефективність емітера можна визначити за виразом:

$$\dot{\gamma} = \frac{1}{1 + j\omega r_E C_{бар.}}$$

Із останнього виразу можна зробити висновок про те, що зі збільшенням частоти із-за шунтуючої дії бар'єрної ємності емітера доля інжекттованих носіїв зменшується та має місце фазовий зсув між струмом емітера і струмом інжекттованих в базу носіїв заряду. Оскільки з ростом струму опір емітера r_E падає швидше, ніж росте ємність, постійна часу кола емітера зі збільшенням струму зменшується.

Другим фактором є час пролітання носіями заряду області бази. Точно розрахувати спотворення сигналу за рахунок часу пролітання носіїв через базу складно. Проте можна сказати, що струм колектора повинен відставати по фазі від струму емітера. Крім того, і амплітуда струму колектора буде меншою амплітуди струму емітера із-за розмиття пакетів носіїв заряду.

Така залежність коефіцієнта переноса звичайно апроксимується формулою:

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0 \exp(-jm \frac{\omega}{\omega_\alpha})}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

Значення коефіцієнта m залежить від розподілу домішок в базі і може знаходитись в межах від 0,22 до 0,6-0,9.

Більш проста апроксимація цієї залежності має вигляд

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}},$$

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}.$$

$\omega_\alpha, \omega_\beta$ - межові частоти для схеми вмикання транзистора зі спільною базою і спільним емітером відповідно.

Третім фактором частотної залежності коефіцієнта передачі транзистора є пролітання носіїв заряду області колекторного переходу. В цьому випадку в колі колектора тече струм, пов'язаний зі зміною електричного поля в області переходу. Якщо через транзистор протікає синусоїдальний струм, то концентрація носіїв заряду буде змінюватись за синусоїдальним законом. Можна показати, що струм через колекторний перехід зі зміною частот змінюється як по амплітуді, так і по фазі, на відміну від випадку, коли ефекти, пов'язані з пролітанням носіїв заряду, відсутні, при $\omega \rightarrow 0$.

Четвертим фактором є вплив постійної часу кола колектора. Колектор реального транзистора характеризується деяким опором (матеріал колектора) і еквівалентну схему кола колектора можна представити паралельним з'єднанням джерела струму αI_E або βI_B і бар'єрної ємності та опору колектор і приведенного опору баз.

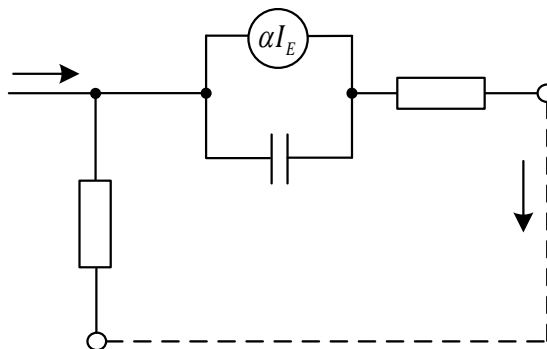


Рисунок 5.10 – Еквівалентна схема колекторної ланки транзистора

Якщо допустити, що всі інші фактори, які визначають частотні властивості транзистора є несуттєвими, то вплив постійної часу колектора на коефіцієнт передачі α можна записати так:

$$\alpha = -h_{21s} = \frac{t}{1 + j\omega r_k c_{кбар}}$$

Параметри транзистора в діапазоні частот до 800-1000 Гц практично не залежать від частоти. З підвищенням частоти починає проявлятися комплексний характер параметрів транзистора і в першу чергу коефіцієнта передачі струму.

Носії заряду, інжектвані емітерним переходом, переміщуються в базовій області за рахунок дифузії, а також під впливом зовнішнього електричного поля, причому шляхи і швидкості руху окремих носіїв різноманітні. Тому носії, які входять одночасно в базову область, досягають колекторного переходу в різний час, тобто виникає затримування імпульсу колекторного струму I_K відносно емітерного I_E . Час цього запізнення характеризують кутом фазового зсуву між вхідним і вихідним імпульсами струму.

З ростом частоти час дії зовнішнього прискорюючого поля зменшується, і тому більшу частину базової області носії долають тільки за рахунок процесу дифузії. Це призводить до зменшення амплітуди колекторного струму I_K , що характеризується зменшенням модуля коефіцієнта передачі α . Крім того, на підвищених частотах збільшується кут фазового зсуву φ_α . Величину φ_α часто називають фазою коефіцієнта передачі струму в схемі з СБ. Залежність α від частоти виражається рівнянням:

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}},$$

де α_0 - коефіцієнт передачі струму в схемі з СБ при $f = 0$; f_α - це межева частота транзистора для схеми з СБ. Це частота, на якій модуль α зменшується в $\sqrt{2}$ раз, або на 3 дБ.

Для схеми з СЕ частотна залежність β визначається виразом:

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}},$$

де $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ - коефіцієнт підсилення по струму для схеми з СЕ при $f = 0$;

f_β - межева частота підсилення струму в схемі з СЕ, на якій β зменшується в $\sqrt{2}$ раз, або на 3 дБ.

Графіки залежності модулів і фаз коефіцієнтів передачі від частоти приведені на рис. 5.11.

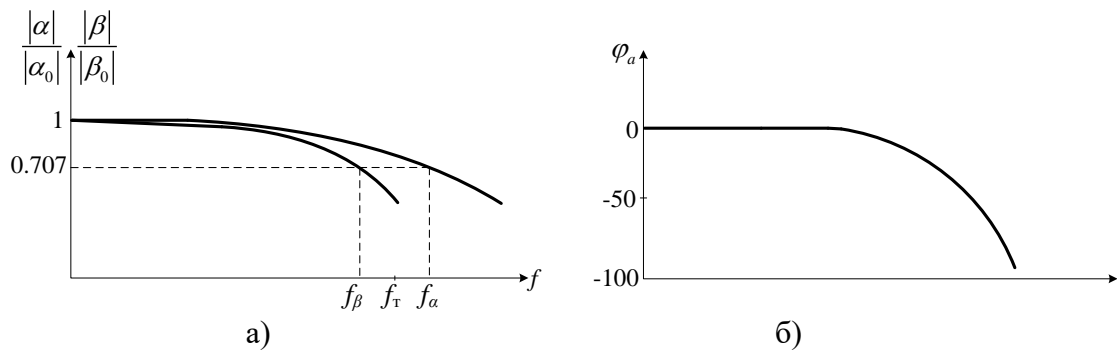


Рисунок 5.11 – Залежності модулів і фаз коефіцієнтів передачі від частоти

З рисунків видно, що межева частота підсилення транзистора, який ввімкнений по схемі з СЕ, нижча, ніж для схеми з СБ, причому більш широкосмуговими є транзистор з меншим значенням β . Це зумовлюється тим, що при збільшенні фазового зсуву між I_E і I_K базовий струм різко збільшується навіть при відносно невеликому зниженні коефіцієнта α . Тому коефіцієнт $\beta = \frac{i_K}{i_o}$

зменшується з ростом частоти значно швидше коефіцієнта $\alpha = \frac{i_K}{i_E}$ і досягає

граничного значення $\frac{\beta}{\sqrt{2}}$ на більш низьких частотах.

Крім того розрізняють граничну частоту підсилення транзистора f_T . Це частота на якій модуль β рівняється 1, вона розміщується між межевими частотами f_α і f_β .

5.7. Параметри транзистора як чотирьохполюсника

При роботі транзистора з малим сигналом можна вважати, що робочі ділянки ВАХ є лінійними, а сам транзистор є лінійним підсилювальним елементом. При цьому його зручно представити у вигляді активного лінійного чотирьохполюсника (рис.5.12).

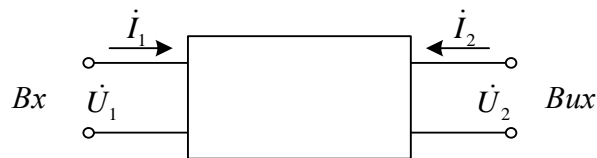


Рисунок 5.12 – Транзистор як лінійний активний чотирьохполюсник

Зв'язок між вхідним $\dot{U}_1 \dot{I}_1$ і вихідним $\dot{U}_2 \dot{I}_2$ встановлюється у вигляді шести систем рівнянь першого порядку.

Найчастіше використовується система рівнянь, в якій незалежними величинами є вхідний струм i_1 і вихідна напруга \dot{U}_2 . Тоді два інші параметри \dot{U}_1 і i_2 є функціями незалежних параметрів.

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = f(i_1, \dot{U}_2), \\ i_2 = f(i_1, \dot{U}_2) \end{cases} \quad (5.1)$$

Із системи рівнянь (5.1) можна визначити повні диференціали функцій \dot{U}_1 і i_2 :

$$\begin{cases} dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2 \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial U_2} dU_2 \end{cases} \quad (5.2)$$

Якщо замінити диференціали функцій амплітудними значеннями струмів і напруг та ввести нові позначення для часткових похідних, то система рівнянь (5.2) буде мати вигляд:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2 \end{cases} \quad (5.3)$$

де $h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0}$ - вхідний опір транзистора, при короткому замиканні на виході;

$h_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі, при холостому ході на вході;

$h_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0}$ - коефіцієнт передачі по струму, при короткому замиканні на виході;

$h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ - вихідна провідність транзистора, при холостому ході на вході.

Система рівнянь (5.3) має назву системи h -параметрів. Іноді її називають гібридною системою, оскільки незалежними змінними є струм, і напруга та використовується два режими при визначенні параметрів.

Перевагою системи h -параметрів є простота вимірювання характеристичних коефіцієнтів h . Так, наприклад, для визначення параметрів h_{11} і h_{21} режим КЗ легко забезпечити шунтуванням виходу транзистора достатньо великою ємністю. Режим ХХ для визначення h_{12} і h_{22} здійснюється за рахунок ввімкнення на вході транзистора достатньо великої індуктивності.

Для вивчення властивостей транзисторів використовують також систему z -параметрів або параметрів холостого ходу

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= z_{11}\dot{I}_1 + z_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 &= z_{21}\dot{I}_1 + z_{22}\dot{I}_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

і систему y -параметрів або параметрів короткого замикання

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

В цих системах: z_{11} – вхідний опір при ХХ на виході;

z_{12} – опір кола зворотнього зв'язку при ХХ на вході;

z_{21} – опір кола прямої передачі при ХХ на виході;

z_{22} – вихідний опір при ХХ на вході.

Для системи параметрів короткого замикання:

y_{11} – вхідна провідність при КЗ на виході;

y_{12} – провідність кола зворотнього зв'язку при КЗ на вході;

y_{21} – провідність кола прямої передачі при КЗ на виході;

y_{22} – вихідна провідність при КЗ на вході.

Параметри z_{12} , y_{12} характеризують внутрішній зворотній зв'язок в транзисторі, а параметри z_{21} , y_{21} – підсилювальні властивості транзистора.

Для вимірювання z -параметрів необхідно здійснити режим ХХ у вхідному та вихідному колах, тому цю систему іноді називають системою холостого ходу. Ця система не завжди зручна, оскільки на практиці важко здійснити режим ХХ на виході через достатньо високий вихідний опір транзистора.

Для вимірювання y -параметрів необхідно забезпечити режим КЗ на вході та виході транзистора. Тому систему y -параметрів іноді називають системою параметрів короткого замикання.

Недоліком y -параметрів є складність забезпечення режиму КЗ на вході через низький вхідний опір транзистора.

Між параметрами всіх систем, а також між параметрами однієї системи при різних схемах вмикання існує однозначний зв'язок, який забезпечує перехід від однієї системи параметрів до іншої.

Для схеми з СЕ параметри записуються з індексом h_{11E} , z_{11E} , для схеми з СБ – h_{11B} , z_{11B} і т.ін.

В довідниках наводяться, як правило, h -параметри для схеми з СБ, при цьому індекс “б” не ставиться.

5.8 Формули переходу між системами параметрів

Перехід від однієї системи параметрів до іншої досить простий. З цією метою рівняння системи, від якої здійснюється перехід, слід розв'язати відносно величин, які є функціями в системі, до якої здійснюється перехід. Отриманні коефіцієнти при струмах або напругах и дадуть формули переходу. Наприклад, якщо необхідно перейти від системи y -параметрів до системи z - параметрів, то рівняння

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{aligned}$$

необхідно розв'язати відносно U_1 і U_2 (функції в системі z - параметрів). Отриманні вирази мають вигляд:

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{y_{22}}{\Delta y} I_1 - \frac{y_{12}}{\Delta y} I_2 \\ U_2 &= -\frac{y_{21}}{\Delta y} I_1 + \frac{y_{11}}{\Delta y} I_2 \\ \Delta y &= y_{11}y_{22} - y_{21}y_{12} \end{aligned}$$

Для отримання розв'язку необхідно з першого рівняння системи визначити U_1 та підставити в друге рівняння, а з другого визначити U_2 та підставити в перше.

Значення параметрів транзистора, представленого у вигляді чотирьохполюсника, залежать від схеми вмикання. Однак, якщо ці параметри відомі для якої-небудь однієї схеми, відносно легко здійснити перерахунок для другої. Для цього необхідно замінити напругу і струми (маючи на увазі правило знаків) враховуючи, що в транзисторі:

$$\begin{aligned} I_e + I_b + I_k &= 0 \\ U_{be} + U_{kb} + U_{ek} &= 0 \end{aligned}$$

Здійснивши необхідні підстановки та перетворивши рівняння, отримуємо формули переходу як коефіцієнти в рівняннях.

5.9 Різновиди транзисторів

Бездрейфові транзистори

Транзистори, які випускаються промисловістю, дуже різноманітні як за конструкцією і технологією виготовлення, так і за параметрами, що відповідають тій чи іншій області застосування.

Біполярні транзистори, в залежності від умов переміщення неосновних носіїв заряду в базі, прийнято розділяти на дві групи: бездрейфові та дрейфові. До першої групи відносяться транзистори, база яких характеризується рівномірною по об'єму концентрацією домішок.

Термін „бездрейфові” підкреслює відсутність електричного поля в базі і дифузійний рух неосновних носіїв від емітерного переходу до колекторного. До числа таких транзисторів відносяться сплавні, мікросплавні і вирощені.

Мікросплавні транзистори.

До різновидностей цих транзисторів відносяться поверхнево-бар'єрні, електрохімічні та мікросплавні транзистори. Всі ці терміни характеризують особливості технологічного процесу їх виготовлення.

Тонка пластина *n-Ge* піддається дії електрохімічній обробці двома струмами електроліту. Між соплами і пластиною прикладають напругу „+” на пластинку. Частинки германію переходять в електроліт і на поверхні виникають лунки, одну з яких (колекторну) роблять більшою. Травлення роблять до тих пір, доки товщина пластини між лунками не буде рівною 3,5 мкм. Подальша технологія може бути різноманітною. Поверхнево-бар'єрні транзистори одержують шляхом електролітичного напилення (за допомогою тих же сопл) тонкого шару індію на поверхні лунок.

З цією метою міняють полярність батарей, а в якості електроліту використовують розчин, що містить індій. На поверхні лунок в пластині *Ge* створюються тонкі *p-n*-переходи.

Оскільки база тонка, то $\varpi_{\alpha} = 20 - 30$ МГц, $C_K = 1-3$ пФ, мала потужність розсіювання – 10 мВт, низька допустима напруга розсіювання $U_{\text{доп}}$, і $\alpha = 0,95$.

Мікросплавні транзистори виготовляють шляхом вплавлення в емітер і колектор краплинок індію з попередньо привареними виводами, $\varpi_{\alpha} = 50 - 70$ МГц, максимально допустима потужність розсіювання $P = 100$ мВт.

Тягнуті (вирощені) транзистори виготовляються способом витягування з розплаву з допомогою затравки (кристал того ж Si). По мірі витягування надають визначений вид провідності: $\varpi_{\alpha} = 2 - 3$ МГц, $U_{\text{проб}} = 150$ В.

Дрейфові транзистори

База дрейфових транзисторів характеризується нерівномірним розподілом домішок, причому концентрація домішок зменшується від емітера до колектора. В таких приладах поряд з дифузійним рухом неосновних носіїв в базі спостерігається їх дрейфовий рух під дією поля в базі, зумовленого нерівномірною концентрацією домішок. Слід відмітити, що для деяких транзисторів використовується термін „дифузійні”, що характеризує спосіб

виготовлення переходів шляхом дифузії домішок і не має відношення до руху неосновних носіїв в базі.

Розглянемо особливості таких транзисторів. Крива розподілу концентрації домішок в областях транзистора приведена на рис. 5.13.

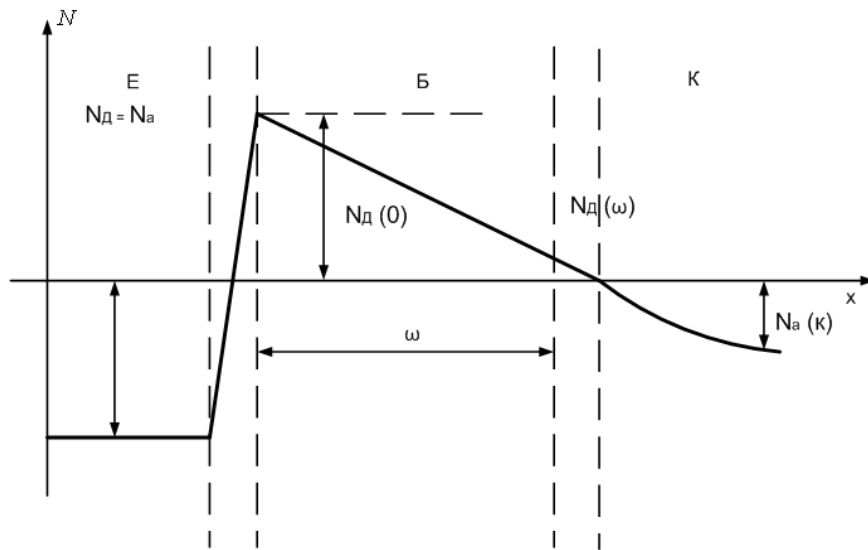


Рисунок 5.13 - Розподіл концентрації носіїв заряду в транзисторі

Концентрація домішок в емітері значно вища $N_a(E) = 10^{19} \text{ см}^{-3}$. Гранична концентрація донорних домішок в базі: $N_a(0) = 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Тому емітерний перехід дуже вузький (ступінчастий). В тонкій базі, товщина якої в декілька разів менша, ніж у бездрейфових, концентрація домішок зменшується до величини порядку 10^{15} см^{-3} біля колекторного переходу. Цей перехід є плавним і широким, оскільки концентрація домішок низька. Нерівномірність концентрації домішок в базі веде до створення в базі електричного поля, яке спотворює енергетичну діаграму. Наявність власного електричного поля в базі веде до того, що поряд з звичайним дифузійним в базі спостерігається і дрейфовий рух носіїв, інжекттованих емітером.

При низьких рівнях інжекції ($\gamma < 1$), (де $\gamma = \frac{I_{e0}}{I_e}$) переважає дрейф неосновних носіїв і розподіл їх концентрації в базі є майже рівномірним. У випадку високого рівня інжекції ($\gamma \approx 1$) переважає дифузійний рух, оскільки градієнт концентрації неосновних носіїв в базі є достатньо високим. Закон розподілу носіїв в базі при цьому є лінійним, як і у бездрейфового транзистора. Як правило, дрейфові транзистори працюють при коефіцієнті інжекції < 1 .

Таким чином, в базі дрейфового транзистора, поряд з дифузійним, проходить і дрейфовий рух неосновних носіїв. Як правило, час дрейфу $\tau_{др}$ менше часу дифузії $\tau_{диф}$ для Ge транзисторів в 2-3 рази, а для Si – в 3-5 раз. За рахунок цього зменшується час знаходження носіїв в базі, а звідси і поліпшуються частотні властивості транзистора. За рахунок дрейфу носіїв в базі і малої товщини бази (

$\omega \approx 0,5 - 1 \text{ мкм}$), гранична частота f_α збільшується до сотень мегагерц $\beta = 100 - 200$.

Оскільки емітерний перехід вузький, допустима зворотна напруга невелика і становить 1-2 В.

Дрейфові транзистори можуть бути сплавними дифузійними; дифузійно-мікросплавними; конверсійними – для виготовлення яких використовується сплавлення та дифузія; меза транзистори, планарні та епітаксіальні.

Структура меза транзистора наведена на рис. 5.14.

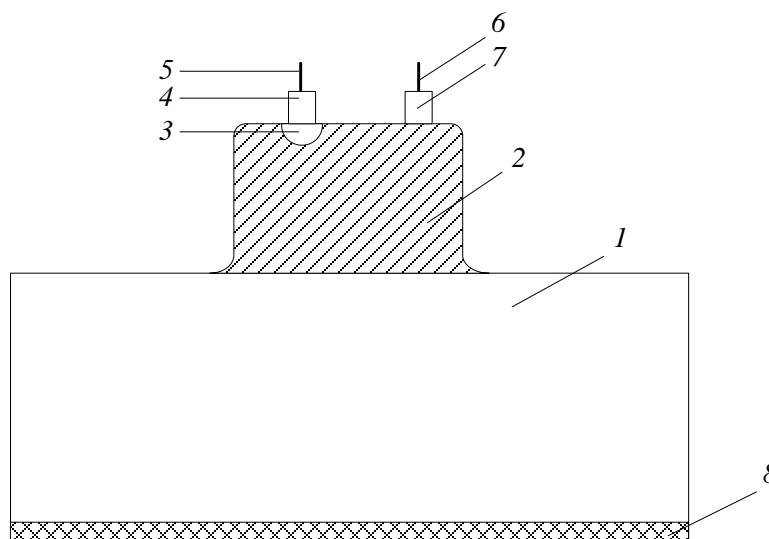


Рисунок 5.14 - Структура меза транзистора

1. Емітер; 2. База; 3. Колектор; 4. Вивід емітера; 5. Вивід бази; 6. Вивід колектора; 7. Емітерний електрод; 8. Базовий електрод.

До переваг цього типу транзисторів слід віднести – єдину технологію для виготовлення великої партії приладів, що забезпечує мінімальне відхилення параметрів і забезпечує граничну частоту $\omega_\alpha - 500 \text{ МГц}$, малі ємності емітерного та колекторного переходів $C_E - 20 \text{ пФ}$, $C_K - 2 \text{ пФ}$, малий опір бази $r_b \approx 50 \text{ Ом}$, велика площа колекторного переходу.

Планарні транзистори

Цей термін пов'язаний з плоским розміщенням виводів електродів. Планарні транзистори, як правило, кремнієві, оскільки створення плівки діоксиду Si (SiO_2) на поверхні – один з найважливіших процесів технології виготовлення транзистора.

В планарних транзисторах створюється тонка база з великим градієнтом концентрації домішок, тонкий емітер з градієнтом концентрації домішок в сторону бази, порівняно широкий колекторний перепад і високоомний колектор. Все це призводить до зниження опору бази і емітера, ємності C_E і збільшенню допустимих зворотних напруг на колекторі і емітері.

Планарна технологія виготовлення транзисторів в наш час є однією з кращих. Структура планарного транзистора приведена на рис. 5.15.

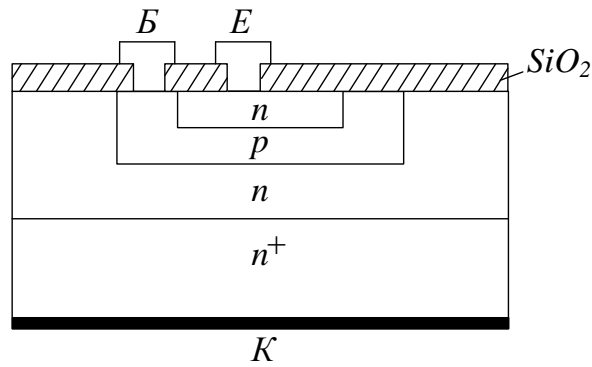


Рисунок 5.15 – Структура планарного транзистора

5.10 Навантажувальний режим роботи транзистора

Режим роботи транзистора коли у вихідне коло вмикається опір навантаження називається навантажувальним. Навантажувальні характеристики транзистора відрізняються від статичних, оскільки в цьому випадку напруга на колекторі не залишається постійною при зміні вхідного і вихідного струмів, а залежить від величини струму колектора. У випадку статичного режиму при зміні вхідного і вихідного струмів за рахунок дії якихось зовнішніх факторів, напруга на вихідному електроді-колекторі залишається незмінною і рівняється напрузі колекторного джерела живлення. У випадку навантажувального режиму при зміні струмів змінюється напруга на вихідному електроді та на опорі навантаження.

Якщо відомі статичні характеристики транзистора та опір навантаження, то можна побудувати його навантажувальні характеристики, визначити струм вихідного електроду (колектора) та падіння напруги на транзисторі і опорі навантаження.

Розглянемо побудову таких характеристик на прикладі схеми зі спільною базою (рис. 5.16).

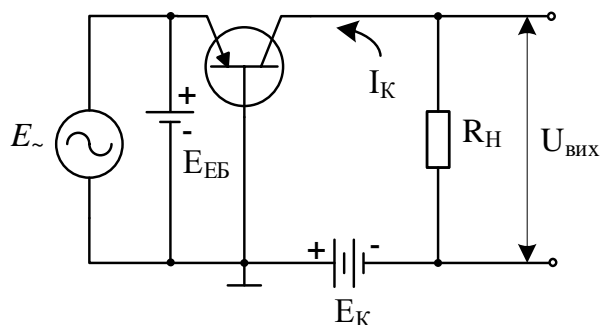


Рисунок 5.16 - Транзистор в режимі навантаження

В коло емітера вмикається джерело постійного струму E_{EB} , мінус якого заземлений, а також генератор синусоїдального струму E_{\sim} . В коло колектора вмикається опір навантаження R_N і джерело постійної напруги E_K .

Розглянемо принцип дії схеми, наведеної на рис. 5.16. Допускаємо спочатку, що опір навантаження в колі колектора $R_H=0$, і тому напруга між колектором і базою рівняється $U_{KB}=E_K$. Постійну напругу між емітером та базою будемо називати напругою зміщення, яке визначає робочу точку A на передатній характеристиці транзистора $I_K = f(U_{EB})$ (рис.5.17). Якщо між емітером і базою окрім постійної прикласти синусоїдальну напругу $U_{EB} = U_{am} \sin \omega t$, то робоча точка буде переміщуватися по передатній характеристиці ($E_K=const$) між точками B і C , які відповідають напруги $E_E - U_m$ і $E_E + U_m$. На рис. 5.17 змінна напруга, що подається між емітером і базою, зображена у вигляді відрізків синусоїди. Лінія, по якій переміщується робоча точка на передатній характеристиці в такт з миттєвою зміною напруги на емітері, називається траєкторією робочої точки. На сімействі вихідних характеристик, ці зміни являють собою відрізок BC прямої, паралельної осі ординат, оскільки при зміні U_{EB} напруга на колекторі залишається постійною і рівняється E_K . Струм колектора змінюється у відповідності зі зміною U_{EB} за синусоїдальним законом, як показано на рис. 5.17б.

Таким чином, при $R=0$ змінна напруга, що прикладається до емітера, визиває синфазну зміну струму емітера та струму колектора; напруга же на колекторі залишається незмінною та рівняється напрузі колекторного джерела живлення. На практиці такий режим здійснити неможливо, оскільки завжди має місце деякий опір з'єднувальних провідників, важко реалізувати незалежні кола живлення електродів транзистора.

Розглянемо далі випадок коли опір навантаження в колі не рівняється нулю і він буде часто активним.

У відповідності з законом Кірхгера для контура, через який протікає струм колектора можна записати таке рівняння:

$$E_K = U_R + U_{KB}, \quad (5.6)$$

де $U_R = I_K R_H$ – падіння напруги на опорі навантаження, U_{KB} - падіння напруги між колектором і базою транзистора.

Із виразу (5.6) можна визначити струм колектора, підставивши в 5.6 вираз для U_R

$$I_K = \frac{E_K}{R_H} - \frac{U_{KB}}{R_H}. \quad (5.7)$$

З іншої сторони струм колектора визначається із вихідних вольт-амперних характеристик транзистора. Ці залежності представляються графічно і тому можна записати систему рівнянь для визначення струму колектора

$$\begin{cases} I_K = f(U_{KB}) \\ I_K = \frac{E_K}{R_H} - \frac{U_{KB}}{R_H} \end{cases}$$

Розв'язавши цю систему рівнянь можна визначити струм колектора, падіння напруги на колекторі транзистора $U_{КБ}$ і на опорі навантаження. Оскільки вихідна вольт-амперна характеристика задається графічно (в довідниках), то цю систему рівнянь доцільно розв'язувати графічно. Для цього на графіках залежності $I_K = f(U_{КБ})$ необхідно побудувати лінію, яка відповідає виразу (5.7). Точки перетину вольт-амперних характеристик і лінії (5.7) і будуть визначати струми колектора при відповідних значеннях синусоїдальної напруги, що поступає в коло емітера.

Аналіз виразу (5.7) показує, що він описує пряму лінію в координатах $U_{КБ}$ - I_K , з кутовим коефіцієнтом $-1/R_H$. Перший член правої частини є величиною постійною, оскільки $E_K = const$, $R_H = const$. Пряму (5.7) легко побудувати. Для цього необхідно знайти відрізки, які відсікаються нею на координатних вісях.

При $I_K = 0$, $U_{КБ} = E_K$, а при $U_{КБ} = 0$, $I_K = -\frac{E_K}{R_H}$. Знак «-» перед кутовим коефіцієнтом $1/R_H$ визначає нахил прямої в сторону зменшення напруги на колекторі. Пряма побудована за виразом (5.7) називається лінією навантаження. Вона є геометричним місцем точок, які визначають струм колектора при постійних значеннях $E_K R_H$. Слід зазначити, що статичні передатні характеристики транзистора відображають геометричне місце точок, які визначають струм колектора, але при постійних значеннях напруги на емітері $U_{ЕБ}$ та при $R_H = 0$.

Робоча точка і значення струму колектора в колекторному колі транзистора, в яке ввімкнено опір навантаження R_H , визначається перетином лінії навантаження з відповідними статичними вихідними характеристиками, які побудовані для різних значень напруги на емітері $U_{ЕБ}$, $U_{ЕБ} + U_m$, $U_{ЕБ} - U_m$.

Таким чином, у відсутності змінної напруги на емітері, при даних значеннях постійного зміщення $U_{ЕБ}$, напруги на колекторі E_K і колекторному навантаженні R_H , робоча точка транзистора на вихідній характеристиці знаходиться на лінії навантаження та статичної вихідної характеристики, яке відповідає $E_{ЕБ}$ (точка А на рис.5.17). Проектуючи цю точку на вісь ординат, визначаємо струм колектора $I_{К0}$, який протікає через транзистор.

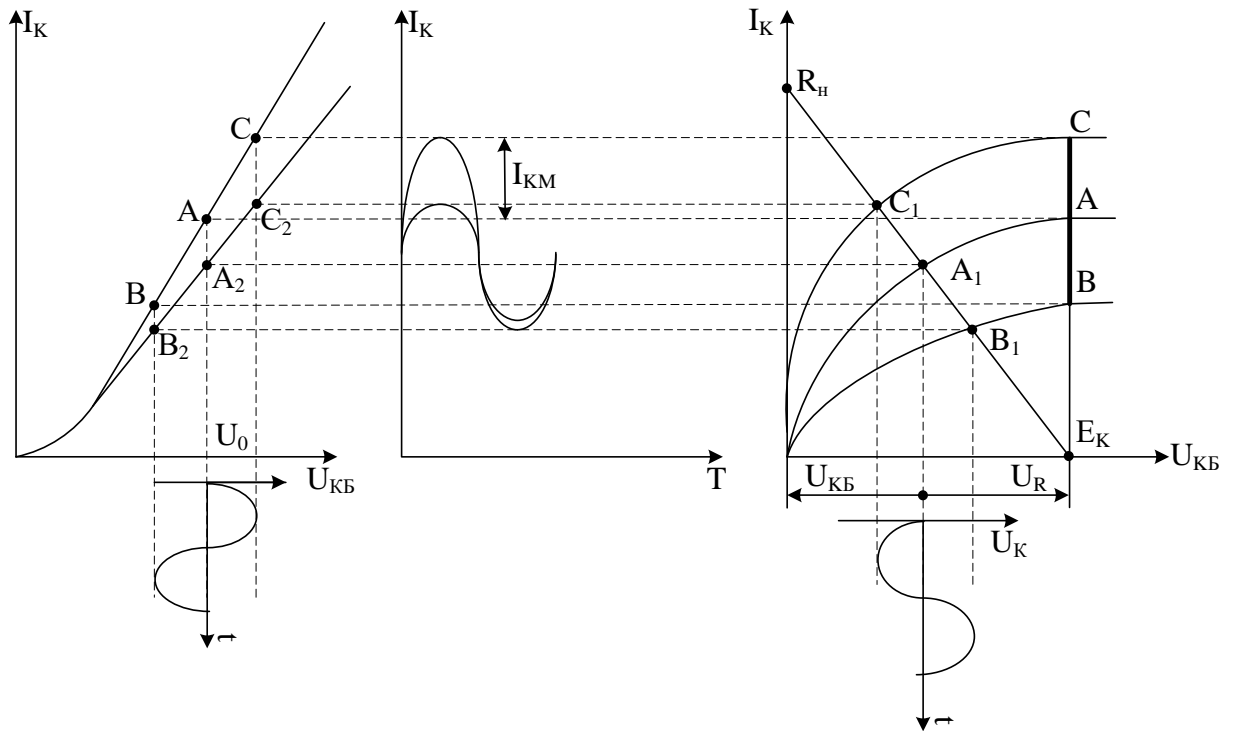


Рисунок 5.17 – Побудова навантажувальної лінії

5.11 Побудова навантажувальних характеристик транзистора

Лінію навантаження на вихідних характеристиках транзистора, якщо задані E_K і R_H , можна побудувати по тангенсу кута нахилу характеристики до вісі абсцис рис. 5.17.

$$\operatorname{tg} \alpha = -\frac{P}{g} \frac{1}{R_H}$$

тут P і g - масштабні коефіцієнти по вісі ординат і абсцис відповідно.

Як правило, струм колектора відкладається по вісі ординат в міліамперах, а напруга між колектором і базою по вісі абсцис – у вольтах. В цьому випадку для вірного визначення $\operatorname{tg} \alpha$ опір навантаження в колі колектора потрібно виразити в кілоомах.

В інженерній практиці у більшості випадків бувають задані робоча точка A і напругу на колекторі E_K . Тоді лінію навантаження будують по двох точках, а необхідне значення R_H розраховують діленням E_K на струм, який визначається відрізком на вісі ординат та відсікається лінією навантаження.

Якщо задані робоча точка та опір навантаження, то робочу точку необхідно спроектувати на вісь напруг. Відрізок на вісі абсцис визначає різницю потенціалів U_{KB} між колектором і базою транзистора. Необхідну напругу джерела живлення визначають шляхом додавання U_{KB} і добутку $I_K R_H$.

Сімейство ліній навантаження при різних значеннях R_H і заданої робочої точки має вигляд пучка прямих, що проходять через цю точку. Чим більше R_H , тим пологіше розміщується лінія навантаження.

Використовуючи лінію навантаження при різних значеннях $E_{КБ}$ можна побудувати навантажувальні вихідні характеристики транзистора. Для цього на вихідній характеристиці транзистора побудувати кілька ліній навантаження при постійному значенні R_H і при різних напругах живлення E_K .

Через точки перетину вихідної характеристики з лініями навантаження необхідно провести лінії, паралельні вісі абсцис, а через точки, що відповідають напругам живлення провести лінії паралельні вісі ординат до перетину, з раніше побудованими лініями, що проходять через точки перетину лінії навантаження, побудованими для відповідної напруги живлення. Провівши лінію через точки перетину вертикальних і горизонтальних ліній, отримаємо навантажувальну вихідну характеристику транзистора (рис. 5.18).

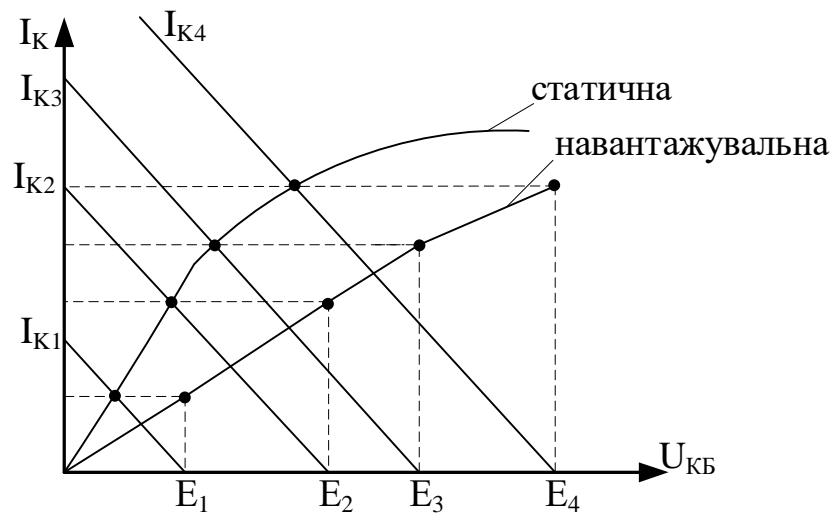


Рисунок 5.18 - Побудова навантажувальної вихідної характеристики транзистора

5.12 Еквівалентні схеми біполярного транзистора

Електричні властивості транзистора можна описати з допомогою еквівалентних схем, що являють собою електричні кола з опорами ємностями, джерелами струму і е.р.с. Еквівалентні схеми можна розділити на дві групи: схеми заміщення та моделі транзистора.

Перші створюються на основі рівнянь активного чотириполюсника та складаються з 4-х елементів. Схеми заміщення можуть мати Т чи П – подібну конфігурацію з одним залежним генератором струму або е.р.с. або складаються з двох залежних генераторів струму або е.р.с. Схеми заміщення для різних систем параметрів наведені на рис.5.19, 5.20, 5.21.

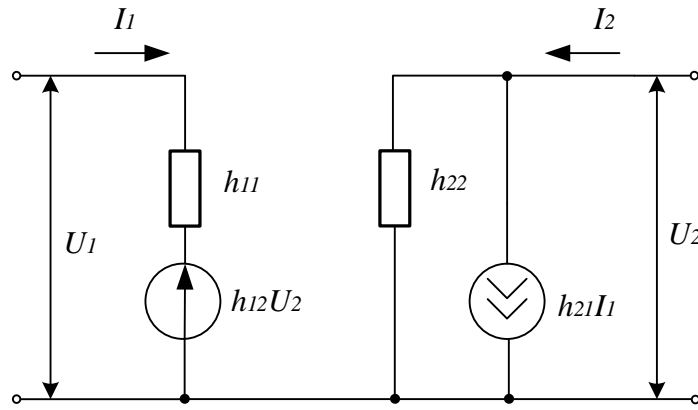


Рисунок 5.19 – Схема заміщення транзистора з використанням h – параметрів

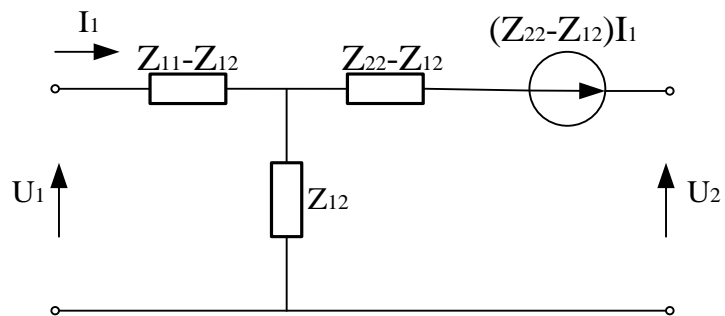


Рисунок 5.20 - Т-подібна схема заміщення з використанням Z – параметрів

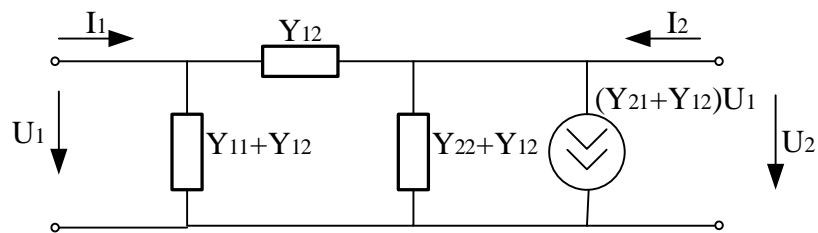


Рисунок 5.21 - П-подібна схема заміщення з використанням Y – параметрів

Значення параметрів елементів схеми заміщення аналогічні характеристичним параметрам і залежать від схеми вмикання, вибору робочої точки, температури та частоти.

Перевагою схем заміщення є простота та можливість експериментального виміру характеристичних параметрів.

Моделі транзисторів складаються на базі аналізу рівнянь, що описують фізичні процеси в транзисторі. До моделей транзистора висуваються такі вимоги: вони повинні мати мінімальну кількість елементів, параметри елементів повинні вимірюватися достатньо просто, аналітичні залежності параметрів елементів від

температури та режиму роботи повинні бути простими і зручними для розрахунків схеми. Вони повинні відображати різні фізичні процеси, що проходять в транзисторі.

Найбільш поширеними є Т-подібні моделі.

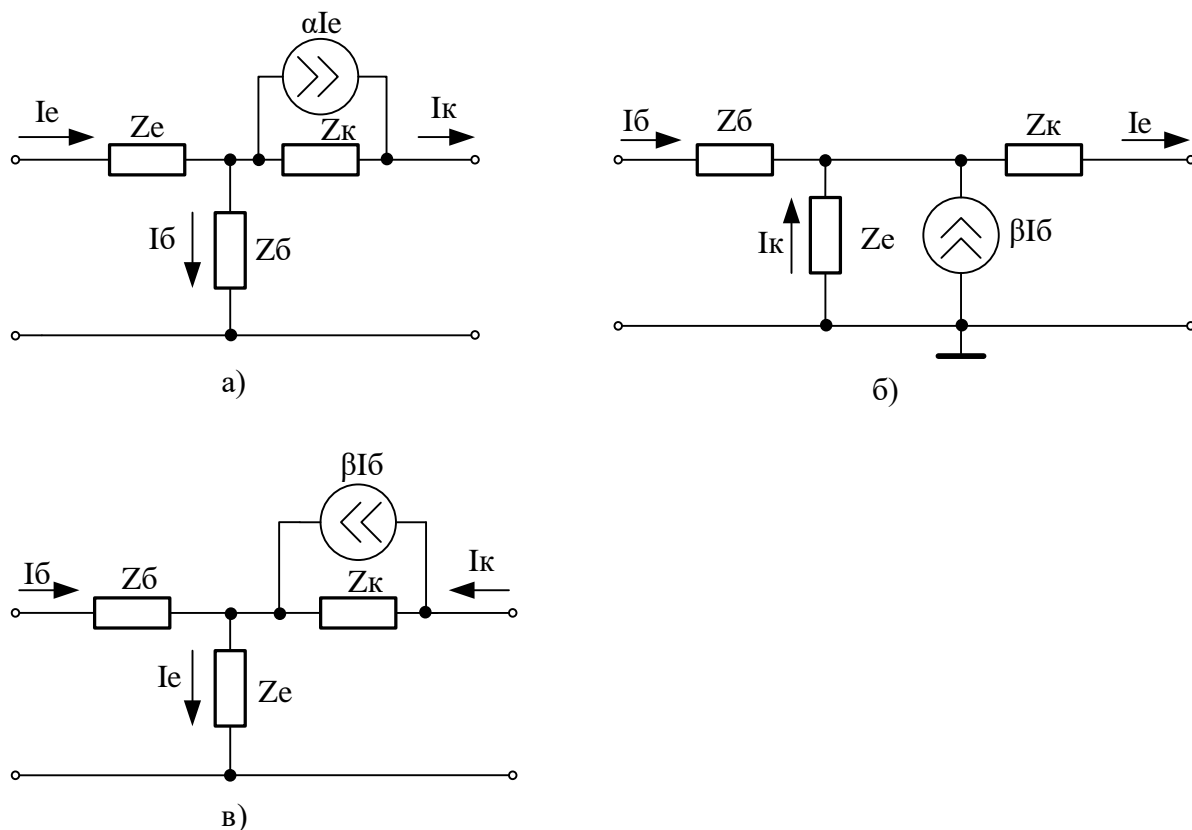


Рисунок 5.22 - Найпоширеніші Т-подібні моделі: а) для схеми СБ; б) для схеми СЕ; в) для схеми СК.

При роботі транзистора в режимі великого сигналу найчастіше для аналізу схем використовується модель Еерса Молла (рис. 5.23). Тут основними параметрами є повні опори емітера, бази та колектора Z_E, Z_B, Z_K нормальний та інверсний струм I_N і I_T і нормальний та інверсний коефіцієнти передачі струму β_N, β_I .

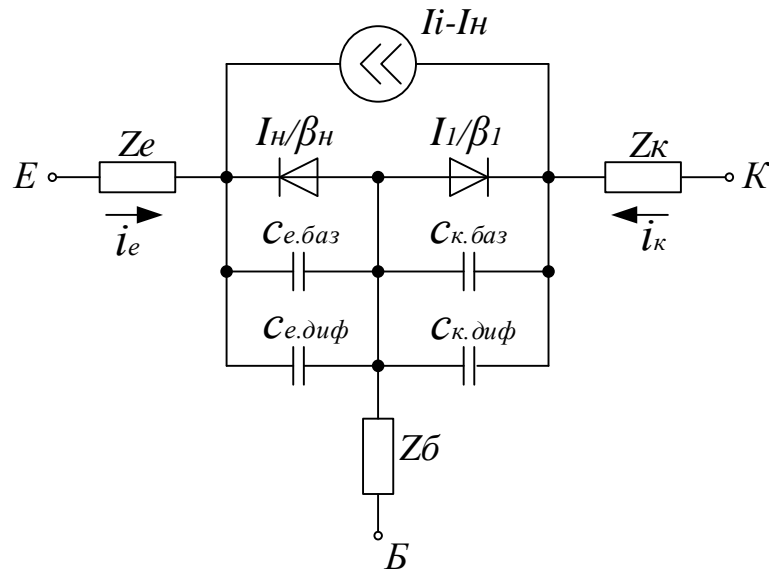


Рисунок 5.23 - Модель транзистора для великого сигналу, модель Еберса-Молла

5.13 Принципи підсилення в транзисторі при активному режимі роботи

В схемі зі спільною базою в вихідному колі (колекторному) протікає майже той же струм, що і у вхідному колі (емітері), тому підсилення струму в цьому випадку відсутнє. Проте ця схема дає можливість отримати підсилення за потужністю.

Щоб зрозуміти принцип підсилення потужності в транзисторі, як і в інших підсилювальних пристроях, необхідно врахувати взаємодію носіїв заряду з електричним полем. Наприклад, дірка, рухаючись по напрямку електричного поля, розганяється в ньому і отримує додаткову енергію, забираючи її від електричного поля. Якщо ж заставити дірку рухатись проти електричного поля, то вона буде гальмуватись цим полем, віддаючи йому частину своєї енергії.

Електричне поле в колекторному переході транзистора складається із постійної складової, створеної зовнішнім джерелом живлення в колі колектора, і змінної складової, виникаючої при екстракції неосновних носіїв із бази в колекторний перехід. Миттєві значення змінної складової електричного поля в будь-який момент часу направлені в сторону, протилежну постійній складовій.

Тому дірка, проходячи по колекторному переході, взаємодіє зразу з двома складовими електричного поля. Від постійної складової електричного поля дірки забирають енергію, переміщуючись по напрямку цієї складової. Одночасно переміщуючись проти миттєвих значень змінної складової електричного поля, дірка віддає частину своєї енергії змінній складовій.

Проходить своєрідна перекачка енергії від постійної складової електричного поля до змінної складової. Посередником в цій перекачці енергії є носії заряду, інжектвані емітером, що дійшли до колекторного переходу. Для їх інжекції

потрібно виконати відносно невелику роботу, оскільки висота потенціального бар'єру емітерного переходу мала.

В схемі зі спільним емітером вхідним є коло бази. Оскільки струм бази значно менший струму колектора, то можна отримати підсилення по струму. При зміні струму бази змінюється кількість основних носіїв в області бази, тобто заряд бази, і потенціальний бар'єр між базою і емітером. Зміна висоти потенціального бар'єру викликає відповідну інжекцію неосновних носіїв заряду. Більшість інжекттованих носіїв доходять до колекторного переходу, змінюючи його струм. Основний носій заряду, введений в базу із базового виводу може або зникнути внаслідок рекомбінації або ж може бути інжекттованим в емітер. В транзисторі прийняті всі міри, щоб ймовірність цих процесів була найменшою, і на один основний носій заряду, що попав у базу, приходиться багато неосновних носіїв заряду, які проходять від емітера до колектора. В цьому і полягає підсилення по струму в схемі з спільним емітером. Підсилення по потужності в цьому випадку можна пояснити аналогічно підсиленню в схемі зі спільною базою.

5.14 Робота транзистора в імпульсному режимі

Транзистор часто використовують в імпульсних пристроях та в якості транзисторного ключа. При роботі транзистора в імпульсних пристроях від нього, як правило, вимагається неспотворене відтворення підсиленого імпульсу на виході. Робота транзистора при підсиленні малих імпульсних сигналів в принципі нічим не відрізняється від роботи транзистора при підсиленні слабких синусоїдальних сигналів. Імпульс можна представити у вигляді суми ряду гармонічних складових и знаючи частотні властивості транзистора, визначити спотворення форми імпульсу, які можуть мати місце при підсиленні. Робота транзистора при підсиленні великих імпульсних сигналів відрізняється тим, що транзистор в цьому випадку може виявитись не тільки в активному режимі, але і в режимі відсікання, насичення та інверсному режимі.

При роботі транзистора в якості транзисторного ключа необхідно щоб опір транзистора на виході, тобто в колі навантаження, різко змінювався під впливом вхідного керуючого імпульсу. Для цього амплітуда вхідних імпульсів повинна бути достатньою для переведення транзистора з режиму відсікання в активний режим роботи та далі в режим насичення, а також в зворотному напрямку.

Розглянемо процеси, що відбуваються в транзисторі, який ввімкнено по схемі зі спільною базою, при проходженні через емітер імпульсу струму тривалістю τ_{imn} в прямому напрямку з наступною зміною на зворотній (рис. 5.24).

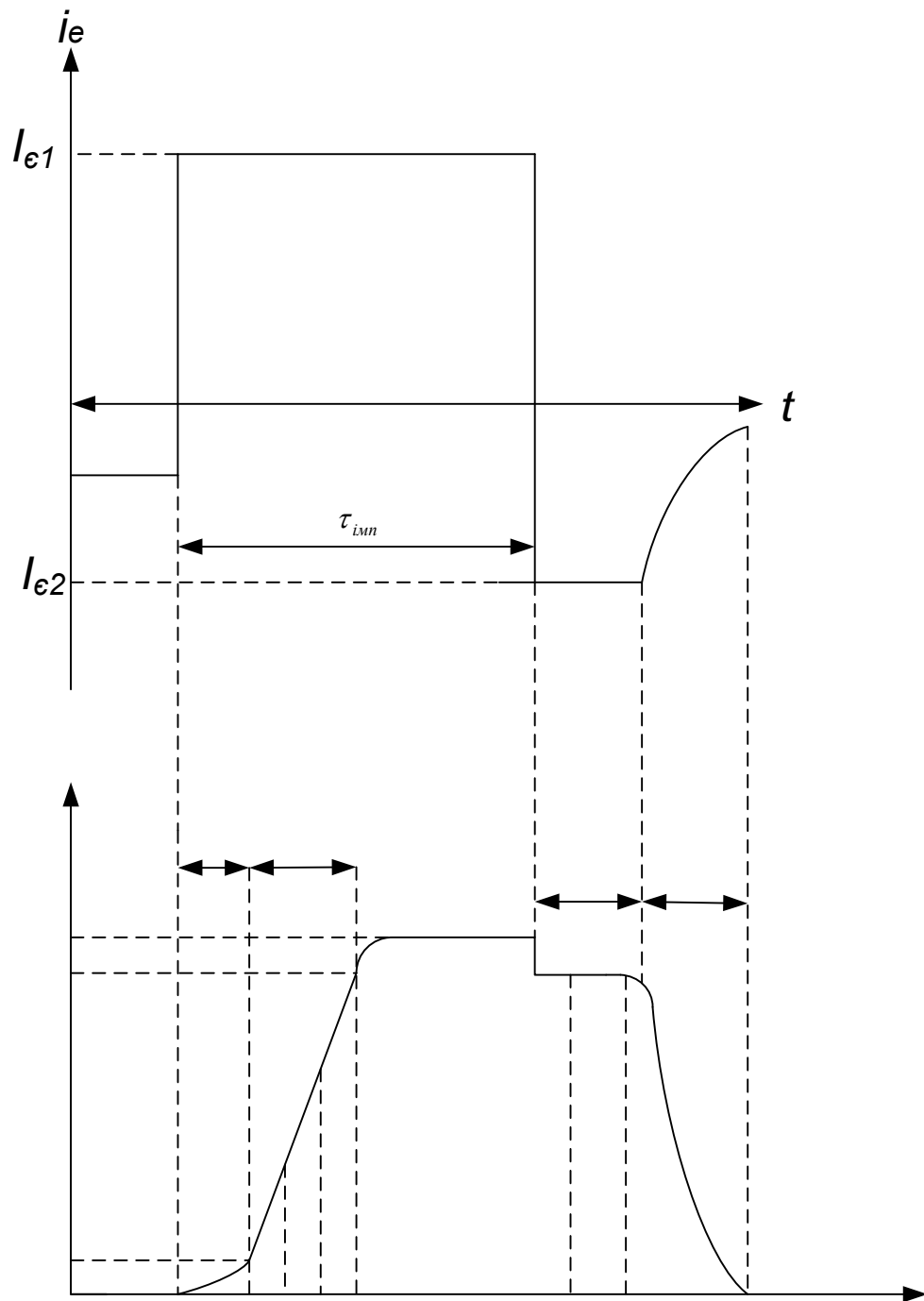


Рисунок 5.24 - Форма вхідного і вихідного імпульсів струму

В початковому стані транзистор знаходиться в режимі відсікання, тобто емітерний і колекторний переходи зміщені в зворотному напрямку.

Після подачі на емітер імпульсу струму в прямому напрямку струм колектора з'являється не відразу, оскільки необхідно деякий час на перезаряд бар'єрних ємностей емітерного та колекторного переходів, а також на переміщення інжекттованих неосновних носіїв заряду до колекторного переходу (рис. 5.25). Проміжок часу між моментом подачі на вхід транзистора імпульсу струму і

моментом досягнення вихідним струмом значення, яке відповідає 10 % його амплітуди називають часом затримки для біполярного транзистора $\tau_{затр}$.

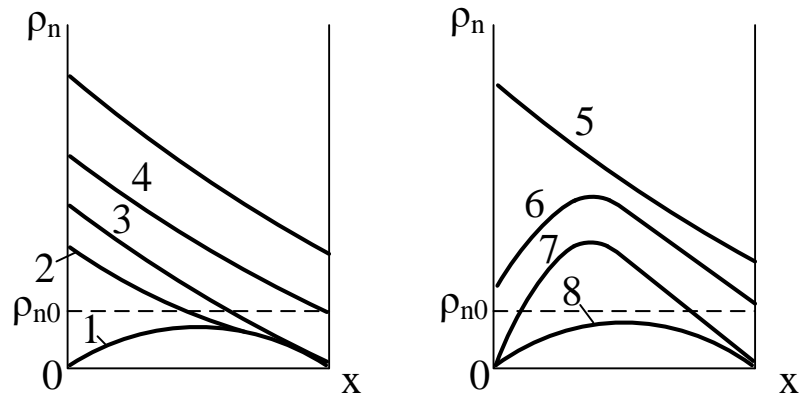


Рисунок 5.25 - Розподіл носіїв заряду в базі транзисторів

В подальшому продовжується процес перезарядки бар'єрної ємності емітерного переходу, що приводить до збільшення напруги на емітерному переході та граничної концентрації неосновних носіїв в базовій області біля емітерного переходу. Збільшення градієнта концентрації неосновних носіїв заряду біля емітерного переходу відповідає збільшенню інжекційної складової струму емітера. Ємнісна складова струму емітера по мірі заряду бар'єрної ємності емітерного переходу зменшується, так що повний струм емітера I_{E1} залишається незмінним. Його значення визначається параметрами генератора струму у вхідному колі транзистора.

В зв'язку зі збільшенням інжекційної складової струму емітера відбувається процес накопичення неосновних носіїв заряду в базі транзистора (криві 2,3, рис.5.25). Цей процес також відбувається не миттєво, оскільки швидкість руху неосновних носіїв заряду в базі скінченна (рис. 5.25).

В процесі накопичення неосновних носіїв заряду збільшується градієнт їх концентрації біля колекторного переходу, що відповідає збільшенню колекторного струму. При великих значеннях струму емітера I_{E1} , струм колектора обмежений не струмом емітера, а параметрами вихідного колекторного кола. Емітер інжектуює в базу таку кількість неосновних носіїв заряду, яку колекторний перехід не може екстрагувати при заданому значенні опору навантаження та ЕРС джерела живлення в колі колектора. Тому в базі транзистора біля колекторного переходу починає збільшуватись гранична концентрація неосновних носіїв заряду. Коли ця гранична концентрація неосновних носіїв перевищить значення рівноваженої концентрації неосновних носіїв заряду, транзистор перейде з активного режиму в режим насичення. В цей момент часу (рис. 5.25, крива 4) струм колектора, визначається за виразом:

$$I_{кнас} \approx \frac{\epsilon_{кб}}{R_H} \quad (5.8)$$

В дійсності значення встановленого струму колектора транзистора, що знаходиться в режимі насичення, дещо перевищує значення струму насичення, обчисленого по формулі (5.8), оскільки крім ЕРС джерела живлення потрібно враховувати ще падіння напруги на об'ємному опорі бази. При проходженні через емітер струму в прямому напрямку падіння напруги на об'ємному опорі бази додається до ЕРС джерела живлення і струм колектора визначається за виразом:

$$I_K = I_{Kнас} = (E_{кб} + \Delta U_B) / R_n.$$

Інтервал часу, на протязі якого струм колектора наростає від 10 до 90% його амплітуди, називають часом наростання для біполярного транзистора $\tau_{нр}$. Інтервал часу, який є сумою часу затримки та часу наростання називається часом вмикання біполярного транзистора $\tau_{вмк}$. Час вмикання залежить від амплітуди імпульсу прямого струму емітера та від частотних властивостей транзистора, а також від напруги колекторного джерела живлення $U_{кб}$ і опору навантаження R_n .

В момент зміни напрямку струму емітера відбувається зміна полярності падіння напруги на об'ємному опорі бази. При цьому стрибкоподібно зменшується значення струму колектора, оскільки

$$I'_K = (E_{кб} - \Delta U_B) / R_n$$

Одночасно починається процес розсмоктування неосновних носіїв, накоплених в базі транзистора. В перший момент після зміни напрямку струму емітера граничні концентрації неосновних носіїв в базі біля р-п переходів великі, вони перевищують значення рівноваженої концентрації неосновних носіїв. Тому опори цих переходів для зворотних струмів виявляються дуже малими. Значення зворотних струмів емітера і колектора визначаються в основному опорами в зовнішніх колах та ЕРС джерел живлення. Граничні концентрації неосновних носіїв в базі біля р-п переходів не можуть миттєво після перемикавання на вході транзистора зменшитись до нуля. Це відповідало би нескінченно великим градієнтам концентрації неосновних носіїв заряду в базі біля р-п переходів та нескінченно великим струмам, що практично нереально через кінцеві опори в зовнішніх колах транзистора. До тих пір поки в процесі розсмоктування граничні концентрації неосновних носіїв заряду в базі біля р-п переходів не зменшаться до нуля, зворотні струми через відповідні переходи будуть залишатися постійними, тобто струми емітера і колектора будуть незмінними поки транзистор буде знаходитися в режимі насичення (криві 5,6, рис.5.25).

Після зменшення граничних концентрацій неосновних носіїв в базі біля переходів до нуля будуть зменшуватись з часом струми емітера і колектора, оскільки процес розсмоктування неосновних носіїв заряду з бази продовжується та зменшується абсолютне значення градієнтів концентрації неосновних носіїв заряду біля відповідних переходів. Зміни в розподілі неосновних носіїв заряду в базі для різних моментів часу процесу розсмоктування приведені на рис. 5.25.

Інтервал часу між моментом подачі на вхід зворотного імпульсу і моментом коли струм колектора досягає $0,9 I_{кнас}$ називають часом розсмоктування для біполярного транзистора $\tau_{роз}$. Інтервал часу між моментом спаду вихідного струму від значення, що відповідає 90 % його амплітуди до значення, що відповідає 10 % його амплітуди, називають часом спаду для біполярного транзистора $\tau_{сп}$. Інтервал часу між моментом подачі зворотного імпульсу на вхід и моментом коли струм досягне значення, що відповідає 10 % його амплітуди, називають часом вимикання біполярного транзистора $\tau_{вимк}$. Всі ці проміжки часу залежать від амплітуди імпульсу прямого вмикаючого струму емітера, від ЕРС джерела живлення и опору навантаження в колекторному колі, а також від частотних властивостей транзистора.

Збільшити швидкодію транзистора, що працює в режимі ключа, тобто зменшити час розсмоктування, можна шляхом введення в кристал напівпровідника домішок, рекомбінаційних пасток (золота для кремнію). При цьому зменшується час життя неосновних носіїв заряду. Однак в таких транзисторах буде зменшуватись коефіцієнт передачі струму через більш інтенсивну рекомбінацію неосновних носіїв в базі транзистора. По-перше, у них буде більший зворотній струм колектора і емітера через більш інтенсивну теплову генерацію носіїв заряду в колекторному та емітерному переходах, а також суміжних до них областях.

Більш вдалим методом підвищення швидкодії транзистора, що працює в якості електронного ключа, є шунтування колекторного переходу діодом Шотткі, в якому при прямому зміщенні відсутні інжекція неосновних носіїв заряду та їх накопичення.

5.15 Тунельний транзистор

Перший тунельний транзистор був розроблений Мідом в 1960 році. Цей транзистор являє собою структуру метал-діелектрик-метал-діелектрик-метал (МДМДМ). В такій структурі струм тече через перший діелектрик за рахунок тунелювання. Енергетична діаграма такого приладу наведена на рис. 5.26.

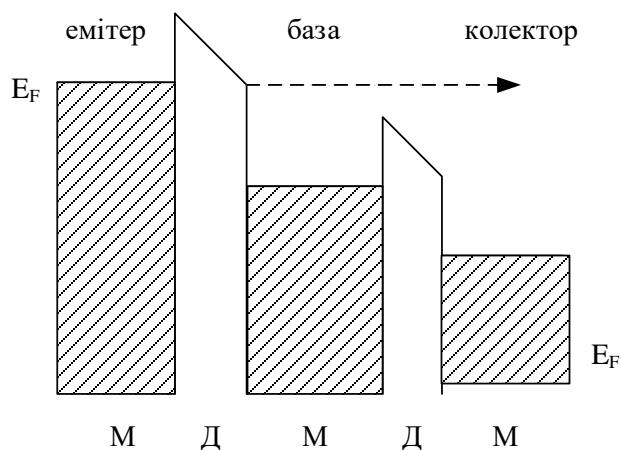


Рисунок 5.26 - Структура тунельного транзистора

Після тунелювання із емітера в базу енергія електронів не менше ніж на декілька КТ перевищує енергію Фермі в базі. Ці електрони називаються гарячими, оскільки вони не перебувають у рівновазі з решіткою. Такий транзистор називають ще транзистором на гарячих електронах. Підвищити коефіцієнт підсилення по струму такого транзистора можна шляхом заміни колекторного діелектрика напівпровідниковим, який утворює бар'єр Шотткі з другим металом. Структура МДМН характеризується меншим значенням граничної частоти ніж у біполярного транзистора переважно за рахунок відносно великої ємності емітера та меншим коефіцієнтом передачі по струму при вмиканні по схемі зі спільною базою із-за інтенсивного розсіювання гарячих електронів у області бази. Енергетична діаграма такого транзистора приведена на рис. 5.27.

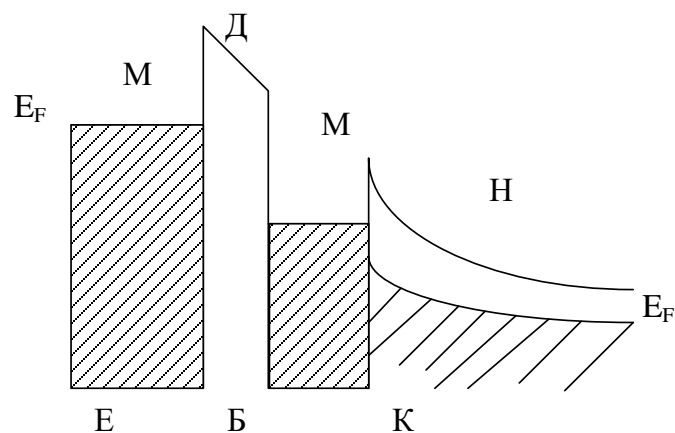


Рисунок 5.27 - Енергетична діаграма тунельного транзистора

На рис. 5.28 приведена енергетична діаграма МДН тунельного транзистора.

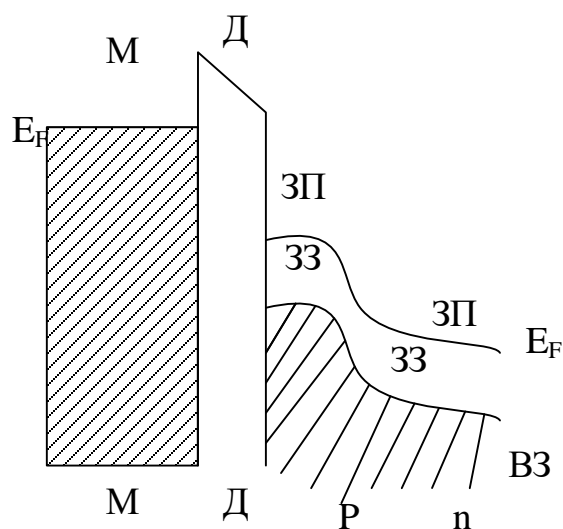


Рисунок 5.28 - Енергетична діаграма тунельного МДН транзистора

В якості металевого електроду використовують Al нанесений на тонкий шар SiO_2 товщиною 2 нм. Товщина бази р- типу становить ~ 150 нм з концентрацією акцепторів 10^{18}см^{-3} .

Концентрація донорів в епітаксильному шарі становить $8 \cdot 10^{15} \text{см}^{-3}$. Вольтамперні характеристики наведені на рис. 5.29.

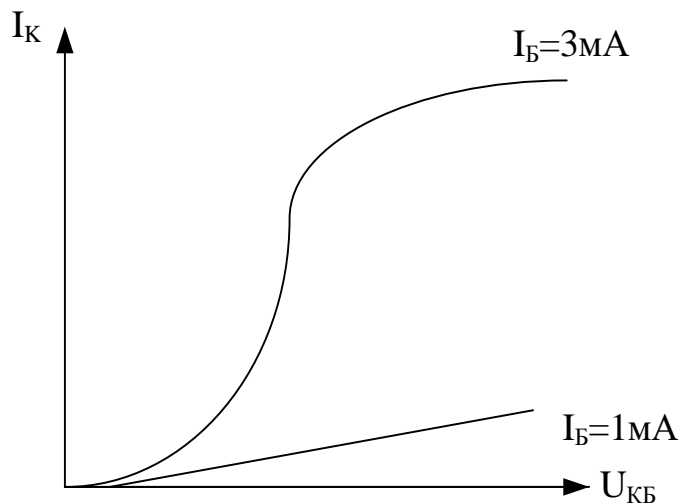


Рисунок 5.29 - Вихідна характеристика тунельного МДН транзистора

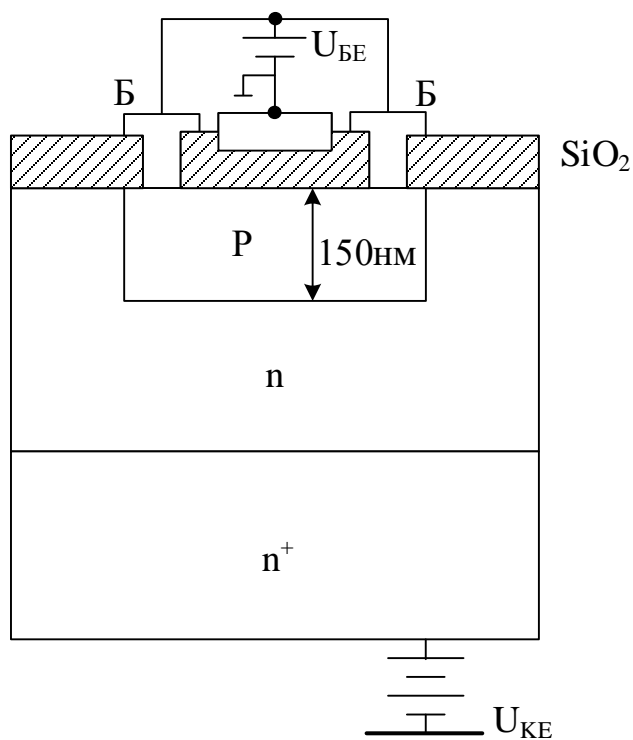


Рисунок 5.30 - Структура тунельного МДН транзистора

Товщина SiO_2 становить 2 нм.
Товщина бази 150 нм.

Коефіцієнт підсилення по струму в схемі зі спільним емітером при низькому рівні струму бази може перевищувати 100.

5.16 Тонкоплівковий транзистор

Структура тонкоплівкового транзистора наведена на рис 5.31.

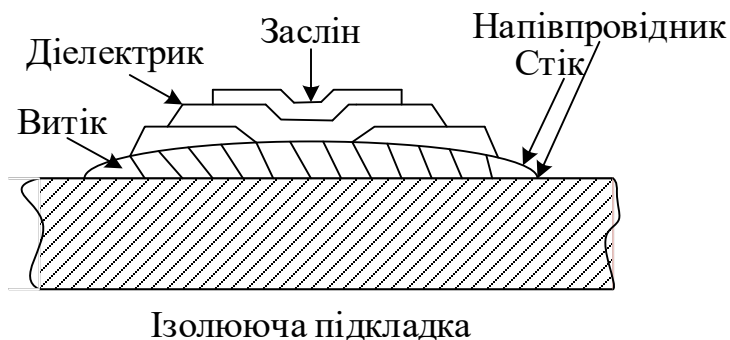


Рисунок 5.31 - Структура тонкоплівкового транзистора

Він являє собою діелектричну підкладку, на поверхню якої методом розпилення наноситься шар напівпровідника, на поверхню якого наносять шар металу із якого методом фотолітографії формується стік і витік. Після цього формують тонкий шар діелектрика, на поверхню якого наносять металеву плівку, із якої формують металевий заслін. Оскільки напівпровідникову плівку формують методом простого розпилення, то в ній має місце велика кількість дефектів та порушень кристалевої решітки, у порівнянні з монокристалевими зразками, які використовуються при виготовленні напівпровідникових транзисторів. Тому процеси перенесення зарядів в таких плівках значно складніші. Вихідні характеристики такого транзистора наведені на рис 5.32.

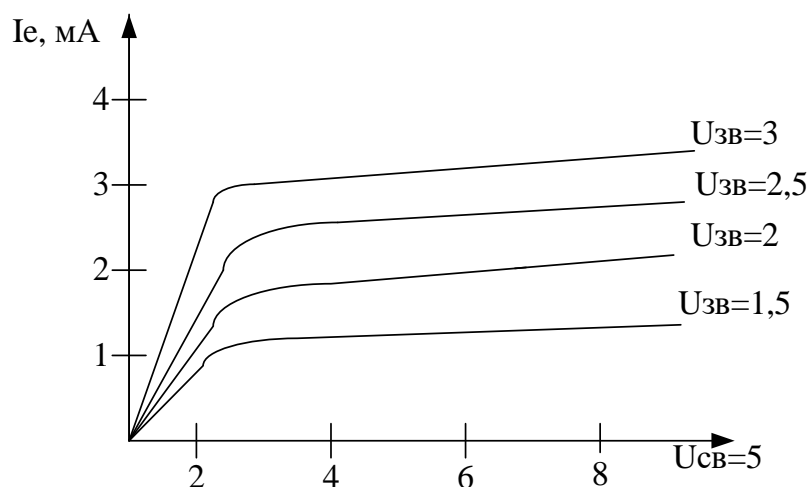


Рисунок 5.32 - Вихідні характеристики тонкоплівкового транзистора

Для покращення характеристик ТПТ транзистора, його надійності та повторюваності слід знижувати щільність об'ємних надповерхневих часток у напівпровідниковій плівці. Стік-заслінні характеристики такого транзистора наведені на рис 5.33.

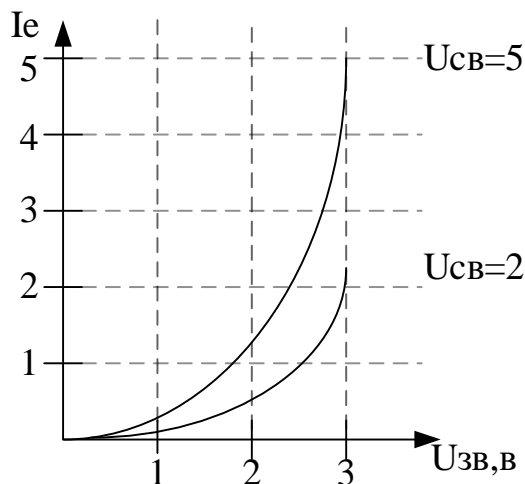


Рисунок 5.33 - Стік-заслінні характеристики тонкоплівкового транзистора

В теперішній час запропонована велика кількість тонкоплівкових транзисторних структур типу «кремній на ізоляторі»; кремній на сапфірі; кремній на нітриді; кремній на оксиді; кремній на шнікелю. Такі структури формуються за стандартною МОН технологією на монокристалевій плівці кремнію, яка вирощується епітаксіальним методом на діелектричній підкладці, наприклад Al_2O_3 у випадку КНС технології. Схема такої структури зображена на рис 5.34.

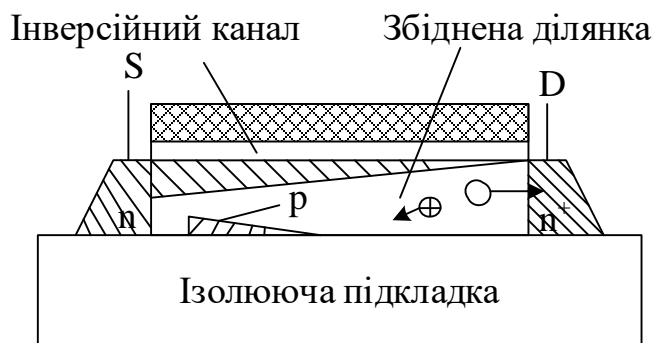


Рисунок 5.34 - Структура тонкоплівкового транзистора

Діелектрична підкладка забезпечує електричну ізоляцію сусідніх приладів. Такі структури характеризуються малими значеннями паразитних ємностей, що забезпечує високу швидкодію. Типові стокові характеристики такого транзистора наведені на рис 5.35.

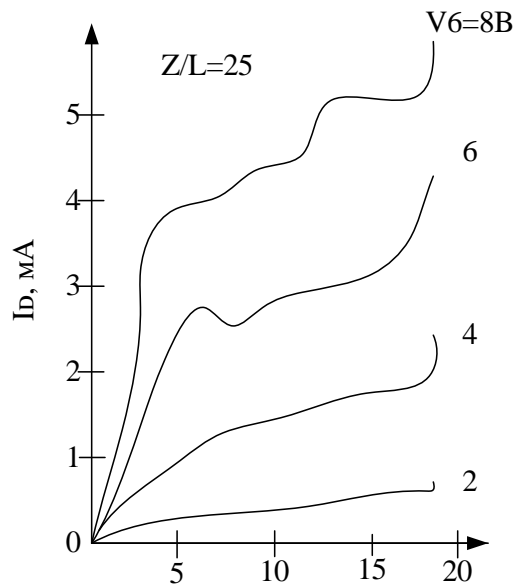


Рисунок 5.35 - Вихідна характеристика тонкоплівкового транзистора

Питання для самоперевірки до розділу 5

1. Зобразіть схеми вмикання зі спільною базою р-п-р і п-р-п транзисторів. Покажіть полярності джерел живлення для випадку активного режиму.
2. Зобразіть схеми вмикання зі спільним емітером р-п-р і п-р-п транзисторів. Покажіть полярність джерел живлення для режиму насичення.
3. Зобразіть схеми вмикання зі спільним колектором р-п-р і п-р-п транзисторів. Покажіть полярність джерел живлення для режиму відсікання.
4. Як визначити струм бази, якщо відомі струм емітера та колектора?
5. Чим відрізняються статичний режим роботи транзистора від динамічного?
6. Чим відрізняються статичний режим роботи транзистора від навантажувального?
7. Записати рівняння для транзистора, як чотирьохполюсника у випадку використання режиму холостого ходу.
8. Записати рівняння для транзистора, як чотирьохполюсника у випадку використання режиму короткого замикання.
9. Записати рівняння для транзистора, як чотирьохполюсника у випадку використання гібридної системи параметрів та дати необхідні пояснення .
10. Як вибирається робоча точка на вхідній характеристиці при використанні лінійного режиму роботи транзистора.
11. Зобразіть структуру площинного транзистора.

6. ТИРИСТОРИ

6.1 Чотирьохшарові структури і загальні відомості про тиристори

Тиристори - це чотирьохшарові р-п-р-п структури або прилади тиратронного типу, що складаються з трьох електронно-діркових переходів, створених двома шарами напівпровідника з п- і двома з р-провідностями. В найпростішому випадку напруга від зовнішньої батареї підводиться лише до двох крайніх електродів, що мають виводи. Такий прилад – некерований перемикач називають діод-тиристором або діністером. Керований по одному з середніх електродів прилад називають тріод-тиристором. Цей пристрій має три виводи. Прилад з виводами від усіх чотирьох електродів, керування в якому здійснюється за рахунок подання напруги на обидва середні електроди, називають тетрод-тиристором.

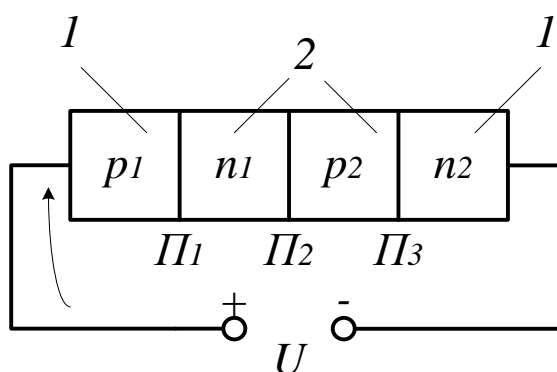


Рисунок 6.1 - Структура діод-тиристора

У випадку діод тиристора два крайніх електрода тиристора називають емітерами, а середні – базами. Перехід Π_2 слугує колекторним переходом як для лівої частини приладу, так і для правої. Його можна розглядати і як два включених назустріч один одному транзистори (рис. 6.2).

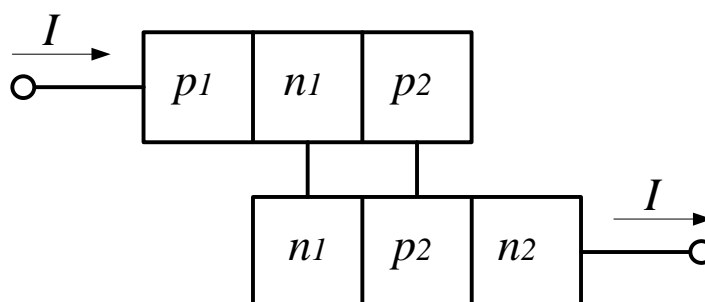


Рисунок 6.2 - Тиристор у вигляді двох, зустрічно ввімкнених транзисторів

Розрізняють також симетричні тиристори, вольт-амперна характеристика яких симетрична відносно початку координат і вони проводять струм в прямому та зворотньому напрямку. Якщо напруга прикладається лише до крайніх

областей, то такий симетричний тиристор називають *діаком*. У випадку коли напруга прикладається до крайніх і середніх областей, то такий симетричний тиристор називають *тріаком*.

Позначення тиристорів на схемах зображено на рис. 6.3.



Рисунок 6.3 - Позначення тиристорів на електронних схемах

1 – діодний тиристор, некерований, замикається в зворотному напрямку (динистор); 2 - діодний, незамикаючий, керований, який проводить струм в зворотному напрямку (динистор) в режимі лавинного пробію; 3 - діодний симетричний (діак) - семистор; 4 - тріодний, керований, незамикаючий з керуванням по аноду; 5 - тріодний, керований, незамикаючий з керуванням по катоду; 6 - тріодний, керований, замикається з керуванням по аноду; 7 - тріодний, керований, замикаючий з керуванням по катоду; 8 - тріодний, симетричний (тріак); 9 – тетрод-тиристор.

В залежності від властивостей пропускати електричний струм в одному або в двох напрямках тиристори діляться на однопрохідні і двопробіодні (симетричні тиристори або симістори).

6.2 Маркування тиристорів

За потужністю тиристори поділяються на малопотужні ($I_{cp} < 0,3$ А), середньої потужності ($I_{cp} < 10$ А) та силові ($I_{cp} > 10$ А).

У відповідності до ГОСТ 10862-72 тиристори малої та середньої потужності мають маркування, яке складається з шести елементів.

Перший елемент позначає вихідний матеріал, з якого виготовлений тиристор (К або 2-Si).

Другий елемент позначає тип тиристора: Н – діодні, некеровані, У – тріодні, керовані.

Третій елемент характеризує тип і потужність тиристора:

Діодні: малої потужності – 1; середньої потужності – 2.

Тиристори, що закриваються: малої потужності – 3; середньої потужності – 4.

Симетричні, що не закриваються: малої потужності – 5; середньої потужності – 6.

Четвертий та п'ятий елементи визначають порядковий номер розробки від 01 до 99.

Шостий елемент (літера) визначає різновид даної групи тиристорів, які відрізняються по одному або декількох параметрах, що не є класифікаційними.

Силові тиристори мають маркування, яке складається з чотирьох елементів.

Перший елемент може складатися з чотирьох літер: перша вказує на причетність до класу силових – Т, друга – на причетність до класу лавинних – Л, симетричних – С, високочастотних – Ч, імпульсних – І, з підвищеною швидкодією – Б, з покращеними динамічними властивостями – Д.

Третя – Л (лавинний) – спеціалізований тиристор, який відноситься до групи лавинних (наприклад, ТЧЛ – Тиристор високочастотний лавинний). Друга – четверта літера В означає, що тиристор має водяне охолодження.

Другий елемент – числовий, відповідає граничному значенню прямого струму в амперах.

Третій елемент – числовий, визначає клас приладу. Це число рівне граничному значенню амплітуди зворотної напруги, в вольтах, поділеному на 100.

Четвертий елемент складається з трьох цифр, що характеризують: перша – допустиму величину швидкості зростання прямої напруги - $\frac{dU}{dt}$; друга – час вимикання - $t_{\text{вимк}}$; третя – допустиму величину швидкості зростання прямого струму - $\frac{di}{dt}$.

$$\frac{dU}{dt} = 20-1000 \text{ В/мкс}$$

$$t_{\text{вимк}} = 10-250 \text{ мксек}$$

$$\frac{di}{dt} = 20-1000 \text{ А/мкс}$$

6.3 Принцип дії діод-тиристора

Нехай, до емітера підключена зовнішня напруга полярності, показаної на рис. 6.1 (до р – „+”, до n – „-”). Емітерні переходи П₁ і П₃ знаходяться під

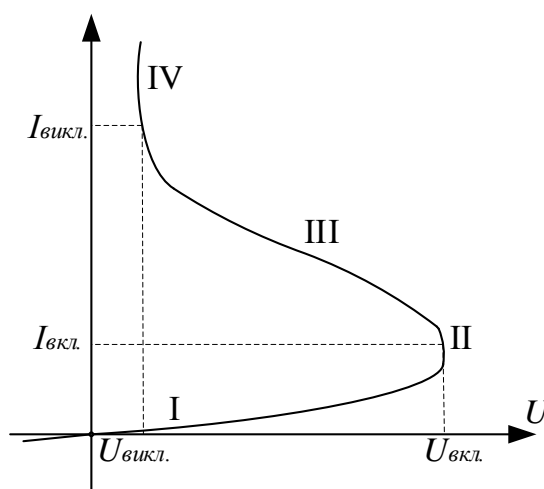


Рисунок 6.4 - ВАХ діод-тиристор

прямим зміщенням, а колекторний перехід Π_2 – під зворотнім. Через прилад протікає струм, рівний струму $I_{к0}$ закритого колекторного переходу. Величина цього струму мало зростає зі збільшенням U (ділянка I ВАХ, рис.6.4).

В цьому режимі концентрація основних носіїв в базах зі збільшенням U змінюється мало. Приток дірок в n-базу з p-емітера приблизно рівний притоку дірок направо через колекторний перехід в р-базу. Надлишкові дірки в р-базі відходять через правий емітерний перехід в n-емітер і частково компенсуються зустрічним потоком електронів з емітера. Умови руху цих електронів справа-наліво подібні щойно описаним для дірок. При збільшенні зовнішньої U до значення $U_{вмк}$ розглянутий процес порушується частіше всього внаслідок того, що зворотна U на колекторному переході досягає величини, що відповідає розвитку ударної іонізації.

Електрони, що рухаються з р-бази в n-базу і дірки, що переміщуються в зворотному напрямку під дією електричного поля в колекторі набувають енергії, достатньої для ударного розриву валентних зв'язків. В області колекторного переходу створюються нові пари рухомих носіїв заряду. Знову створені електрони викидаються полем колекторного переходу в n-базу, а дірки – в р-базу. В результаті концентрація основних носіїв в обох базах починає збільшуватися. Дірки в р-базі, підходячи до правого емітерного переходу, нейтралізують там від'ємний заряд нерухомих іонів, що, як правило, призводить до зниження потенціального бар'єру. Потік електронів з n-емітера в р-базу збільшується, зростає і густина потоку електронів через колекторний перехід, а з ним і число знову створених пар зарядів. Подібний процес спостерігається і в лівому емітерному переході, потенціальний бар'єр якого знижується за рахунок збільшення електронів в n-базі. Процес розвивається лавиноподібно: струм через колекторний перехід, а значить, і через прилад різко збільшується (ділянка II). Подальше зростання струму супроводжується обов'язковим спадом U на переході Π_2 через збільшення в його області кількості рухомих носіїв (ділянка III і IV, рис. 6.4). Таким чином, ВАХ приладу має ділянку III, що характеризується від'ємним диференціальним опором.

6.4 Параметри тиристора

Основними параметрами цього приладу є струми і напруги, що відповідають характерним точкам вольт-амперної характеристики $I(U)$, а також короткі інтервали переходу з одного режиму в інший. Струм I_0 , величина якого вказується для незначеної напруги на проміжку $0 - U_{вмк}$, характеризує ділянку I залежності $I(U)$, як правило, $I_0 \leq 10^{-4}$ А.

Напруга $U_{вмк}$ визначає режим перемикання приладу. При цій напрузі тиристор стрибкоподібно переходить в режим, що відповідає ділянці IV. В точці

$U_{вкл}$ диференційний опір приладу: $r = \frac{dU_a}{dI_a} = 0$.

Величина $U_{вмк}$ лежить в межах від 10 до 200 В. Для різних типів тиристорів струм $I_{вмк}$, що відповідає точці перемикання при $U_{вмк}$, рівний 1-5 мА. Режим роботи діністора на IV ділянці описується величиною $I_{вмк}$, рівною, як правило 15 мА. Напруга $U_{вмк}$ в цьому режимі близька до 0 і визначається падінням U на відкритих емітерних переходах.

Процес перемикання діодів характеризується часом вмикання $\tau_{вмк} = 0,1 - 0,5$ мксек, величина якого, як і величина часу зворотного перемикання $\tau_{вимк} = 5-10$ мкс, визначається реактивними параметрами приладу ($C=100$ пФ).

6.5 Тріод – тиристор

Схема вмикання тріод-тиристора та його структура наведені на рис. 6.5.

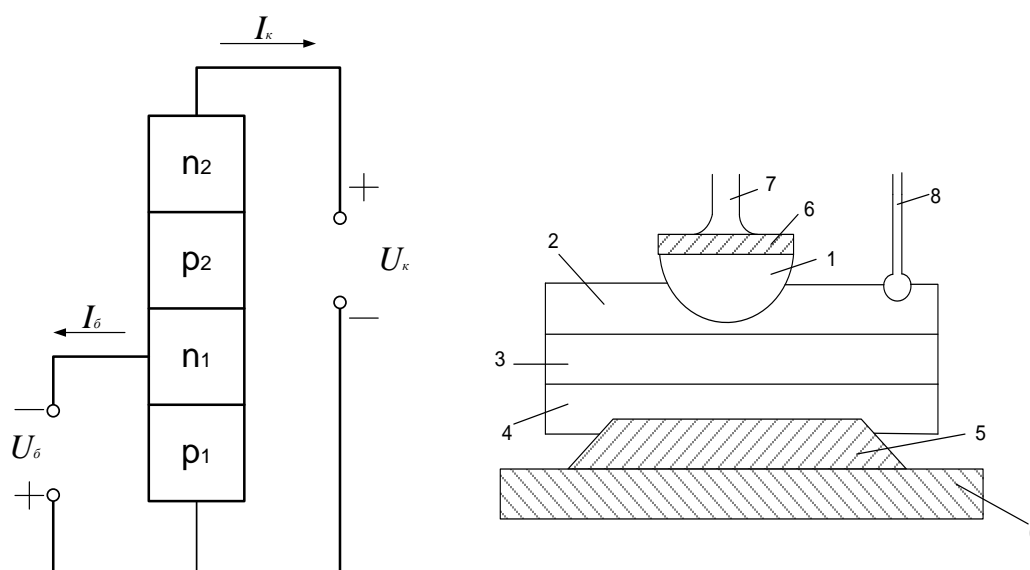


Рисунок 6.5 - Схема вмикання тріод-тиристора і його структури
1 - р-шар (емітер), 2 - n-шар (база), 3 - р₂-шар, 4 - n₂-шар (колектор), 5,6-метал, 7-вивід емітера, 8-вивід бази.

До однієї з баз підключається джерело зовнішньої напруги, за рахунок якого в приладі тече струм I_b . В тріод-тиристорі термін емітер зберігається за крайнім електродом, що примикає до бази, яка знаходиться під зовнішньою напругою. Другий крайній електрод називається колектором. Додавання струму I_b до струму через р-п-р-п структуру по суті, рівноцінне збільшенню коефіцієнта підсилення по струму в цій базі. Таким, чином, лавиноподібний процес при $I_b > 0$ повинен наступати при менших напругах на р-п-р-п структурі. З допомогою струму I_b можна, таким чином, змінювати величину $U_{вмк}$.

ВАХ тріод-тиристора наведена на рис. 6.6.

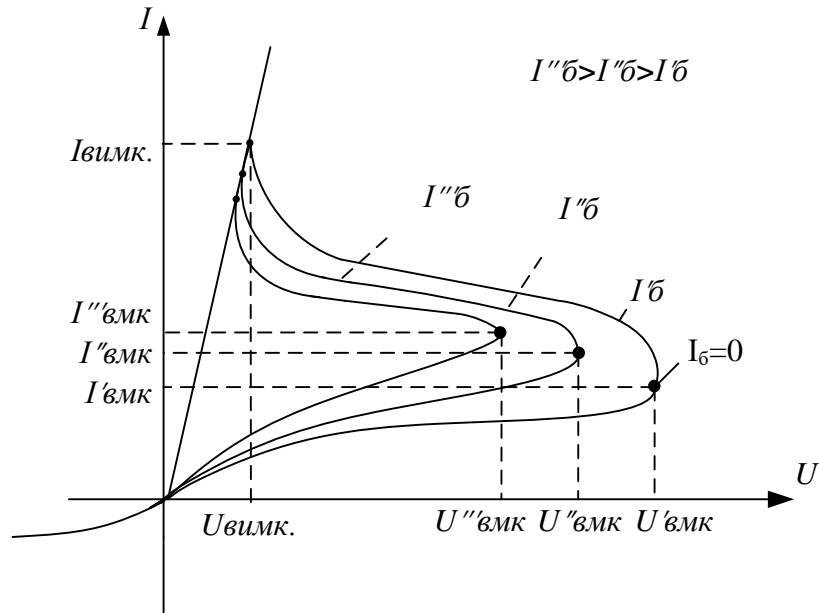


Рисунок 6.6 - ВАХ триод-тиристор при різних значеннях напруги на базі $I''_{\delta} > I'_{\delta} > I_{\delta}$

Крива при $I_{\delta}=0$ повторює характеристику діод-тиристора: зі збільшенням I_{δ} напруга $U_{вимк}$ зменшується, а струм $I_{вимк}$ збільшується.

Ділянка від'ємного диференційного опору стає все меншою, а струм $I_{вимк}$ зменшується. При деякому значенні I_{δ} ділянка від'ємного диференційного опору зникає, виникає так звана спрямлена ВАХ характеристика. Штрихована лінія на рис.6.6 показує, що на початковій ділянці характеристики тиристора криві $I(U)$ являють собою вихідні характеристики транзистора, ввімкненого в схемі з СЕ.

Крім значень $U_{вимк}$, $I_{вимк}$ і $I_{вимк}$ для різних струмів I'_{δ} для триод-тиристора в якості параметрів використовується також величина $\tau_{вимк}$, рівна 0,05-0,15 мксек для приладів малої потужності і 0,5-1,5 мксек для приладів великої потужності.

Робота триод-тиристора аналогічна роботі тиратрона. Цей прилад дозволяє керувати великими струмами при затраті невеликих потужностей.

Схематичне зображення структур триодного тиристора з омичним переходом між керуючим електродом і базою (а) і з додатковим р-п-переходом під керуючим електродом (б) наведено на рис.6.7.

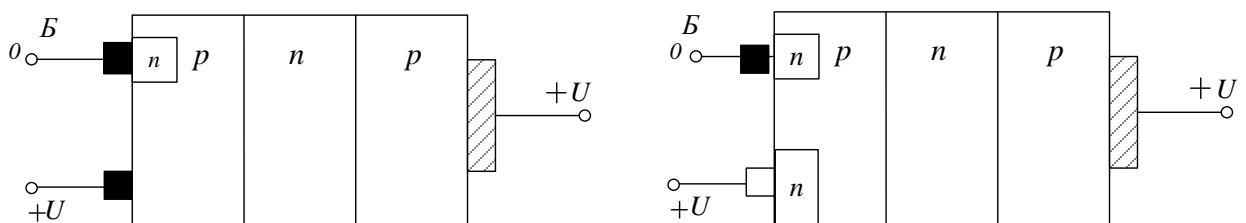


Рисунок 6.7 - Структури триодних тиристорів а) з зовнішнім переходом; б) з додатковим р-п переходом

6.6 Тетрод-тиристор

В цьому приладі три електроди, що утворюють n-p-n транзистор, називають відповідно емітером, базою і колектором, а четвертий – інжектором.

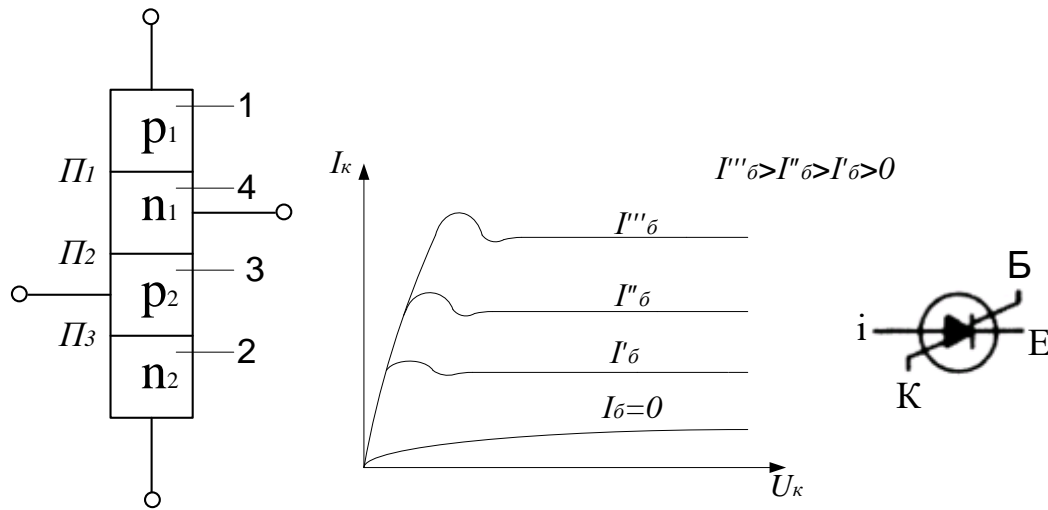


Рисунок 6.8 - Структура і ВАХ тетрод терістори
1. Інжектор; 2. Емітер; 3. База; 4. Колектор.

Вольт-амперні характеристики тетрод-тиристора відрізняються від характеристик звичайного транзистора лише невеликою ділянкою від'ємного диференційного опору. Ділянка від'ємного опору залежить від величини опору навантаження, ввімкненого в коло інжектора. Ця ділянка може бути значно збільшена, якщо в коло інжектора ввімкнути додаткове джерело напруги плюсом до інжектора.

6.7 Симетричний тиристор

Симетричний діодний тиристор (діак) – це діодний тиристор, який перемикається як в прямому, так і в протилежному напрямку.

Симетричний тріодний тиристор(тріак)- це тріодний тиристор, який при подачі сигналу на його керуючий електрод вмикається як в прямому так і в зворотному напрямку.

Структура симетричного діодного тиристора складається з п'яти областей з почерговою зміною типу електропровідності, яка утворює чотири p-n переходи (рис 6.9).

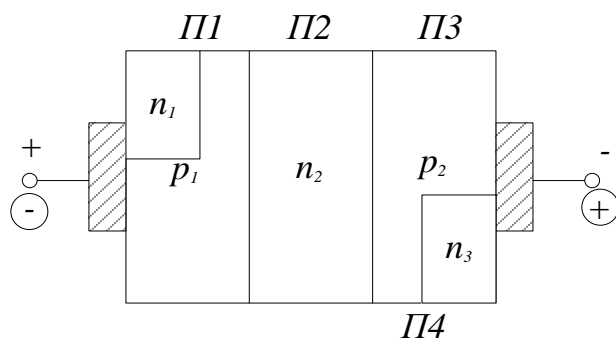


Рисунок 6.9 - Структура симетричного діод-тиристора

Крайні переходи зашунтовані об'ємними опорами, з прилеглими областями з електропровідністю р-типа.

Якщо на такий тиристор подають напругу U позитивним потенціалом на область n_1 , а негативним n_3 , то перехід П1 виявиться зміненим в зворотньому напрямку, а П4 в прямому напрямку.

Струм, що приходить через П1 буде незначним. Весь струм через тиристор при такій полярності прикладеної напруги буде проходити по шунтуючому опорі до області p_1 . При вибраній полярності зовнішньої напруги робоча частина тиристора являє собою структуру p_1 - n_2 - p_2 - n_3 , в якій можуть відбуватися ті ж процеси, що і в звичайному діодному тиристорі, що призводять до перемикання його із закритого стану у відкритий і назад.

При зміні полярності зовнішньої напруги р-п перехід П4 виявиться зміщеним у зворотньому напрямку і тому має великий опір, буде зашунтований відносно малим опором з областю p_2 . Отже, за такої полярності зовнішньої напруги робоча частина тиристора становить структуру n_1 - p_1 - n_2 - p_2 , перемикається із закритого стану у відкритий і назад.

Таким чином, симетричний діодний тиристор можна представити у вигляді двох діодних тиристорів, ввімкнених зустрічно і шунтуючих один одного при різних полярностях прикладеної напруги. Вольт-амперна характеристика показана на рис. 6.10:

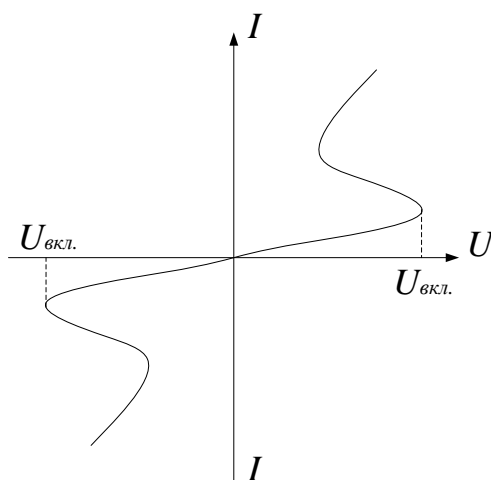


Рисунок 6.10 - ВАХ симетричного діод-тиристора

Симетричні тріодні тиристори можуть мати структуру, здатну перемикатися із закритого стану у відкритий або при струмі керуючого електрода певного напрямку, або при струмі керуючого електрода будь-якого напрямку. В останньому випадку не тільки основні електроди повинні забезпечити шунтування прилеглих до них крайніх р-п переходів, але і керуючий електрод повинен мати омичний перехід як з р-областю, так і з додатковою n-областю. За цих умов подача різних за знаком потенціалів на керуючий електрод по відношенню до розташованого поблизу основного електрода буде або змінюватися потенціал р-області, або забезпечувати інжекцію електронів з додаткової n-області.

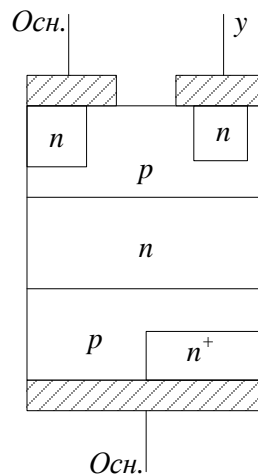


Рисунок 6.11 - Структура симетричного тріод тиристора

Структура симетричного тріод тиристора, який перемикається із закритого стану у відкритий струмом керуючого електрода будь-якого напрямку, наведена на рис 6.11.

Вольт-амперна характеристика симетричного тріод-тиристора наведена на рис. 6.12:

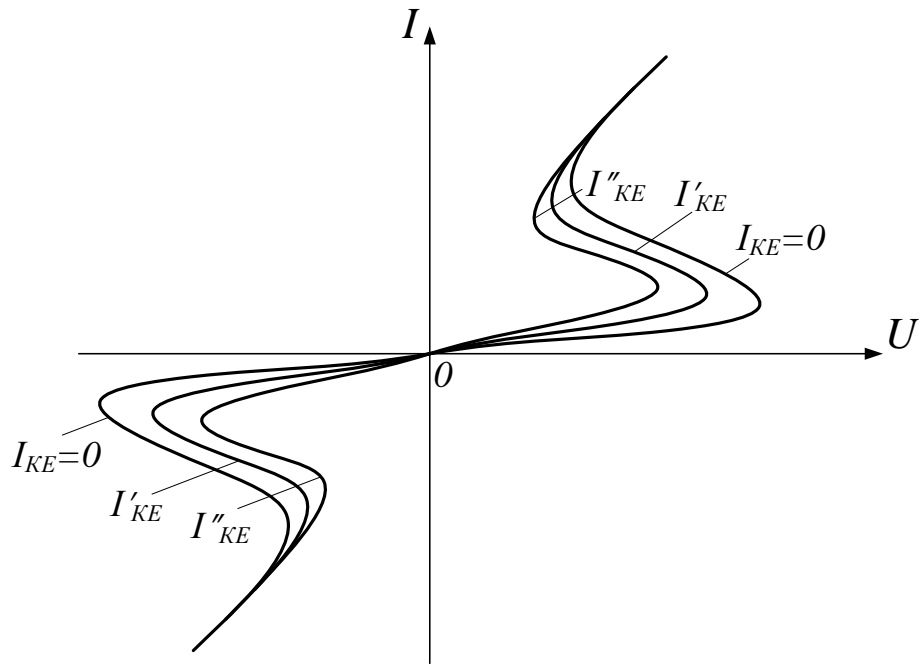


Рисунок 6.12 – Вольт-амперна характеристика тріод-тиристора

Питання для самоперевірки до розділу 6

1. Які області діод-тиристора називають базами та емітерами?
2. Чим відрізняються тріод-тиристор від діод-тиристора?
3. Зобразити ВАХ діод-тиристора.
4. Як позначається на електричних схемах тріод-тиристор з керуванням по катоду?
5. Як позначається на електричних схемах тріод-тиристор з керуванням по аноду?
6. Перерахуйте основні параметри тиристора та вкажіть їх наближені значення.
7. Зобразіть ВАХ тріод-тиристора для різних значень напруги на базі.
8. Як позначається симетричний діод-тиристор на електричних схемах?
9. Зобразіть структуру та ВАХ симетричного діод-тиристора.
10. Зобразіть структуру та ВАХ симетричного діод-тиристора для різних значень напруги на базі.
11. Як змінюються параметри тиристора при зміні напруги на базі?
12. Чим пояснити мале значення струму диністора на початковій ділянці ВАХ?

7. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

7.1 Будова та характеристики польового транзистора з р-п переходом

Польовим (канальним або уніполярним) називають трьохелектродний електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, в якому керування величиною струму здійснюється шляхом зміни геометричних розмірів напівпровідникового шару, який проводить електричний струм, за рахунок зміни електричного поля. На відміну від біполярних транзисторів, у яких в процесі перенесення заряду використовується два види носіїв заряду – електрони та дирки, одні з яких є основними, а інші – неосновними, в польових транзисторах використовується в одному приладі один вид носіїв заряду. Тому їх називають уніполярними. В процесі керування величиною струму змінюються геометричні розміри каналу, по якому протікає струм, тому їх називають канальними. Оскільки геометричні розміри каналу змінюються за рахунок дії електричного поля, то їх називають польовими.

Всі польові транзистори можна розділити на два види: з керуючим р-п-переходом, з ізолюваним заслоном.

Структура польового транзистора з керуючим р-п-переходом і каналом n-типу та схема вмикання в електричне коло наведена на рис.7.1. Він являє собою пластину напівпровідника n-типу, в якій з двох сторін формуються р-області, на межі яких з n-областю утворюються електронно-діркові переходи. Об'єм напівпровідника n-типу, який розміщується між переходами називають каналом. Принцип дії польового транзистора з каналом n-типу і р-типу однаковий.

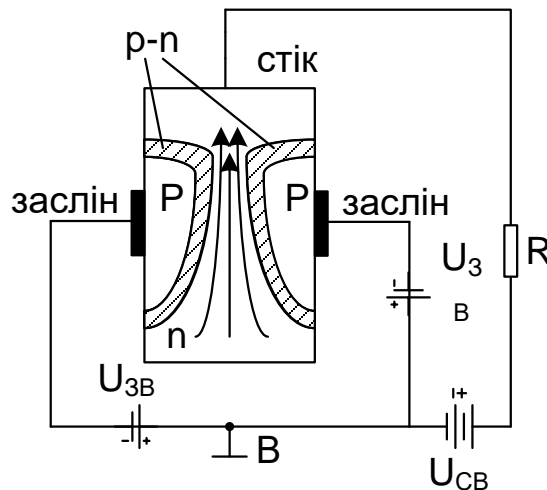


Рисунок 7.1 – Будова і схема вмикання польового транзистора з керуючим р-п переходом

Вмикання каналу в електричне поле забезпечується за допомогою металевих електродів. Одним з них називається виток, через нього носії заряду поступають в прилад. Другий називається сток. Електрод через який

підводиться напруга до зовнішньої області р-п переходу, називається заслоном. Канальний транзистор може мати два заслони, або один загальний для обох р-п переходів. Електричний опір каналу r_k залежить від його товщини W , ширини h і довжини l

$$r_k = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{hW} = \frac{1}{\mu en} \cdot \frac{l}{hW}.$$

де μ - рухливість носіїв заряду, σ - питома провідність напівпровідника.

Товщина каналу W , що визначає його електричний опір, залежить від глибини проникнення в канал р-п переходів, оскільки область р-п переходів практично не має рухомих носіїв заряду та має великий електричний опір. Якщо прикласти до заслону напругу U_3 та можна змінювати глибину проникнення р-п переходу в канал, таким чином змінювати товщину каналу та його електричний опір.

В результаті буде змінюватись величина струму I_C , що тече в колі під дією прикладеної до стоку напруги U_C . На цьому і базується принцип дії транзистора.

Додатковий заслін, як правило, використовується для встановлення початкової товщини каналу, або включається паралельно керуючому заслону.

7.2 Характеристики польових транзисторів з р-п переходом

Вихідні характеристики транзистора, визначають залежність струму I_C від напруги U_{CB} , при заданій напрузі U_{3B} (рис. 7.2).

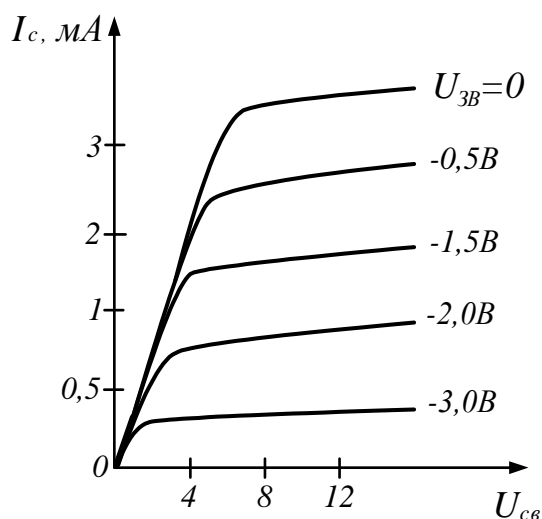


Рисунок 7.2 – Вихідні характеристики польового транзистора

При $U_{3B} = 0$ при позитивному потенціалі на стоці U_{CB} $U_{3B} = 0$ в каналі виникає струм I_C , а р-п переходи будуть зворотньозміщеними і розширюються. Чим ближче до стоку, тим більше зміщення р-п переходів і тим вужчий в цьому

місці канал. При збільшенні позитивної напруги стоку вихідний струм I_C зростає, але при цьому одночасно зменшується товщина каналу, тому залежність струму від напруги не відповідає закону Ома. Коли напруга на стоці U_{CB} досягає деякої величини, яка називається напругою насичення U_H , канал повністю перекривається, вихідний струм I_C досягає максимального значення і його подальший ріст при збільшенні вихідної напруги U практично завершується. Лише при значній величині U_{CB} настає пробій р-n переходу і струм в колі “стік-заслін” лавинноподібно зростає.

Вихідна характеристика польового транзистора нагадує по зовнішньому вигляду характеристику пентоду. Круто зростаюча ділянка цієї характеристики називається областю провідності каналу, полого — областю насичення.

Якщо на заслін подана зворотна напруга $U_{зв}$, то перекриття каналу настає при меншій величині напруги стоку

$$U'_H = U_H - U_{зв}.$$

Тобто напруга насичення зменшується на величину зворотньої напруги на заслоні.

Величина максимального струму у вихідному колі при цьому також стає меншою.

При зворотній напрузі затвору U_0 , рівному по абсолютній величині напрузі насичення U_H , канал відсікається вже при $U_C = 0$. Ця напруга на заслоні називається напругою відсікання.

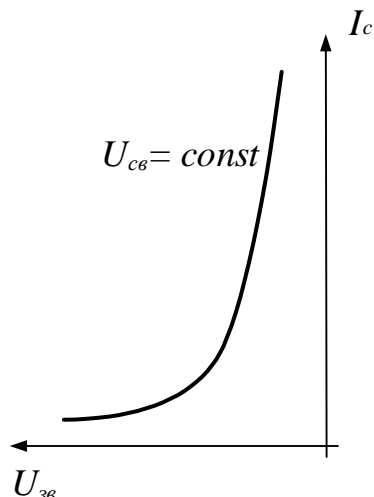


Рисунок 7.3 – Прохідна (стік-заслінна) характеристика польового транзистора

Стік-заслінна характеристика польового транзистора наведена на рис.7.3. Важливими перевагами польових транзисторів в порівнянні з біполярними є виключно мала величина керуючого струму, оскільки в колі заслону протікає лише зворотний струм переходу. Ефективність керуючої дії заслону в

канальному транзисторі, які в електронних лампах оцінюються крутістю стік-заслінної характеристики

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зв}}$$

як правило $S = 1 \div 20 \frac{mA}{B}$.

Температурні коефіцієнти параметрів каналних транзисторів значно кращі, ніж в біполярних і, як правило, не перевищують 0,019% на °C. Залежність параметрів польового транзистора від температури зумовлена впливом останньої на рухливість носіїв в каналі та контактну різницю потенціалів.

Вплив цих факторів протилежний. З ростом температури контактна різниця та товщина переходу зменшується, що призводить до розширення канална і збільшення вихідного струму. З другої сторони з ростом температури рухливість носіїв заряду, падає, що визиває зменшення струму. В залежності від умов результуючий температурний коефіцієнт може бути додатнім, від'ємним або навіть нульовим.

Перевагою польових транзисторів є також виключно малий рівень власних шумів. Він визначається тепловими флуктаціями в каналі і незначними дробовими шумами закритого p-n переходу ($K_{ш} = 0,5 \div 2dB$).

7.3 Польові транзистори з ізолюваним затвором

Вони розподіляються на дві групи: з вбудованим і з індукованим каналами.

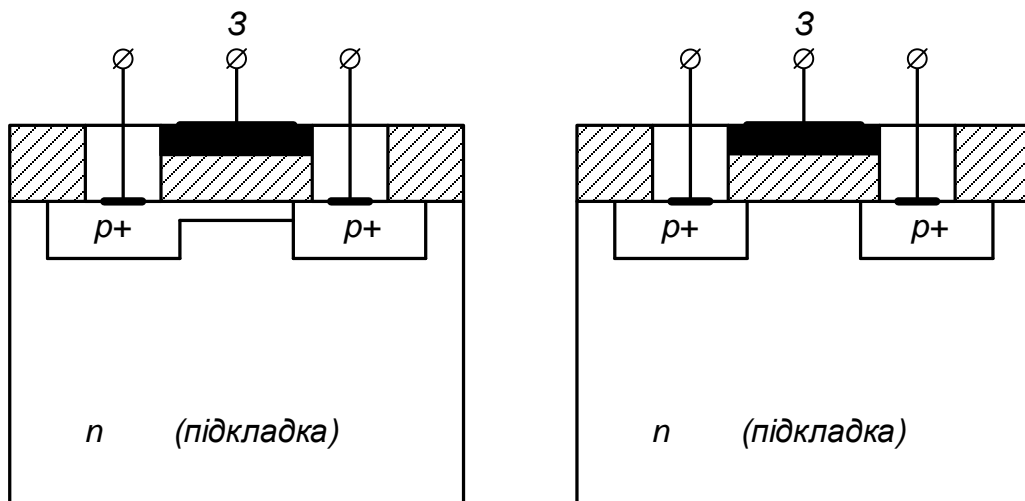


Рисунок 7.4 – Будова транзисторів з ізолюваним затвором з вбудованим (а) і з індукованим (б) каналами

Ізоляція між заслоном, який виконаний у вигляді металевого шару, і напівпровідником, здійснюється за допомогою тонкої діелектричної плівки. В

зв'язку з цим їх називають МДН або МОН транзисторами (метал-діелектрик-напівпровідник). Якщо як діелектрик використовується окисел, то має місце МОН-структура.

Для транзисторів з вбудованим каналом характерні два режими: збагачення і збіднення. У випадку транзисторів з каналом p -типу в режимі збагачення на заслін подається від'ємний потенціал, який сприяє збільшенню концентрації дірок в каналі та зменшенню його опору. Струм стоку з ростом U при цьому зростає

$$\begin{aligned} |U_{зв2}| &> U_{зв1}, \\ U_{зв4} &> U_{зв3}, \\ U_{зв2} &> U_{зв1} \end{aligned}$$

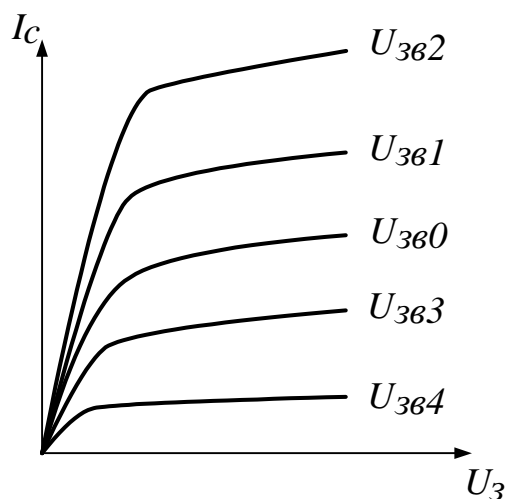


Рисунок 7.5 – Вихідні вольт-амперні характеристики транзисторів з ізолюваним заслоном

Режим збіднення настає при додатному $U_{зв}$.

При цьому має місце витіснення дірок із каналу, його опір зростає й струм стоку зменшується з ростом $U_{зв}$.

Стік-заслінна характеристика для транзистора з вбудованим каналом p -типу, наведена на рис. 7.6.

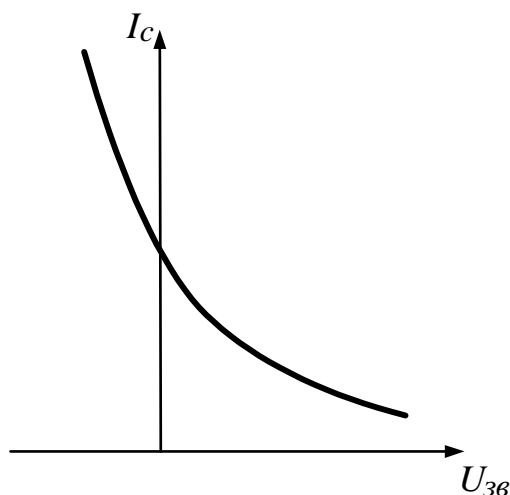


Рисунок 7.6 – Прохідна характеристика транзистора з вбудованим каналом p -типу

Для транзисторів з індукованим каналом p -типу при позитивній чи рівній нулю $U_{зв}$, струм стоку дорівнює нулю, оскільки обидва переходи ввімкненні назустріч.

При від'ємній напрузі на заслоні $U_{зв}$ поверхневий шар збагачується дірками, а саме утворюється індукований канал, його провідність зростає і через транзистор починає текти струм стоку. Збільшення $U_{зв}$ від'ємної напруги на заслоні призводить до збільшення струму стоку (рис. 7.7).

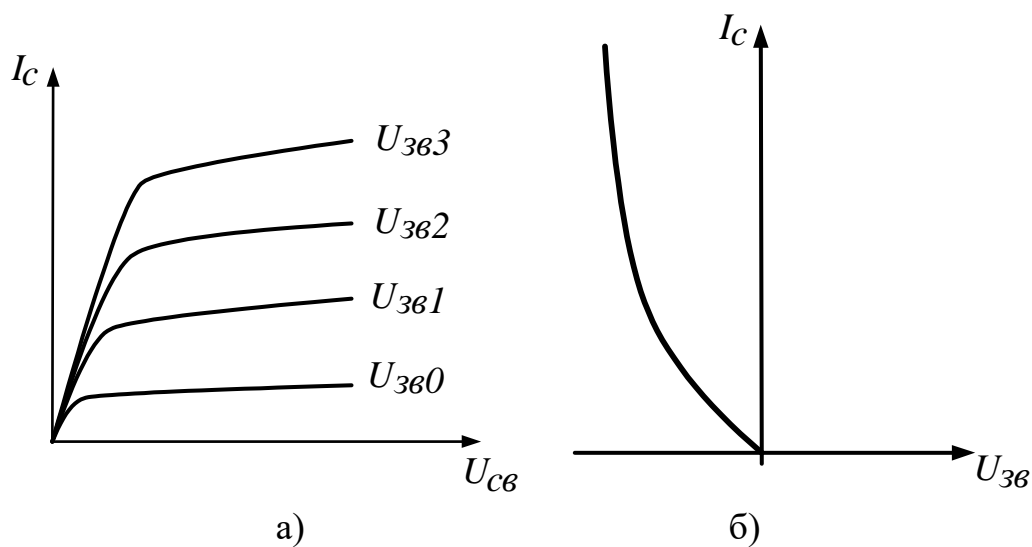


Рисунок 7.7 – Вихідні (а) та прохідна (б) характеристики транзистора з індукованим каналом p -типу

7.4 Параметри польових транзисторів

Основним параметром уніполярних транзисторів є крутість прохідної ВАХ, яка визначається рівнянням

$$S = -\frac{\partial I_c}{\partial U_{3B}}, U_c = const (0,3 \div 3mA / B).$$

На величину крутості значний вплив має об'ємний опір витока R_B , частини приладу, прилеглого до витоку і значення S зменшується. Залежність крутості стік-заслінної характеристики від об'ємного опору витоку можна розрахувати за виразом:

$$S' = \frac{S}{1 + R_{\theta}}$$

Другим важливим параметром є диференційний опір, який визначається із вихідної ВАХ транзистора.

$$r_{\partial} = \frac{\partial U_c}{\partial I_c}, U_{3B} = const.$$

В області насичення він має значну величину і може становити декілька МОм.

Гранична частота визначається в основному постійною часу заряду ємності заслону

$$f_{gp} = \frac{1}{2\pi\tau_3}$$

де $\tau_3 = C_3 R_k$; C_3 – ємність затвору; R_k – середній опір каналу.

До параметрів польових транзисторів відноситься початковий струм стоку $I_{c\text{ поч}}$, який рівняється струму при $U_{3B} = 0$ і при U_{CB} рівному або більшій напрузі насичення.

Залишковий струм стоку $I_{зал}$ визначається при $U_{3B} > U_{відс}$. Напруга відсікання $U_{відс}$ - це напруга U_{3B} для польового транзистора з $p-n$ переходом або з ізольованим заслоном, які працюють в режимі збіднення, при якому струм витоку досягає достатньо низького значення. Як правило, це зворотня напруга на заслоні рівна напрузі насичення.

Спрощена еквівалентна схема польового транзистора наведена на рис.7.8. Вона включає вхідну ємність C_{3B} , прохідну ємність C_{3C} та вихідну ємність C_{BC} , джерело струму SU_{3B} та диференційний опір r_{∂} .

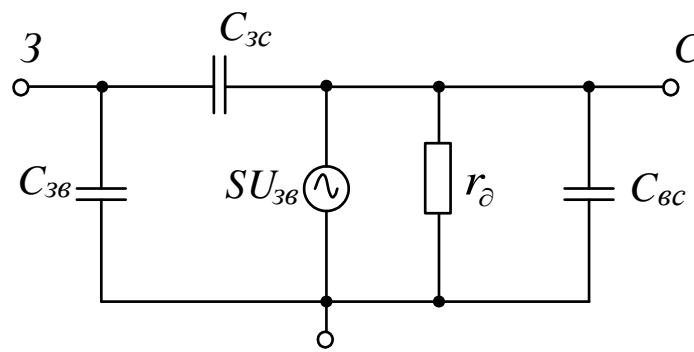


Рисунок 7.8 – Малосигнальна еквівалентна схема уніполярного транзистора

7.5 Частотні властивості уніполярних транзисторів

Принцип дії польових транзисторів не зв'язаний з інжекцією неосновних носіїв заряду в базі та їх відносно повільним рухом до колекторного переходу. Це прилад без інжекції, тому інерційність та частотні властивості польових транзисторів з $p-n$ переходом зумовлена інерційністю процесу заряду та розряду бар'єрної ємності $p-n$ переходу заслону. Напруга на заслоні змінитися миттєво не може, оскільки бар'єрна ємність $p-n$ -переходу перезаряджається струмами, які проходять через розподілений опір каналу та через об'ємний опір кристалу напівпровідника біля стоку і витоку. Тому не може миттєво змінитися і переріз каналу.

На низьких частотах повний вхідний опір польового транзистора з $p-n$ -переходом визначається великим значенням $R_{зв}$. З ростом частоти вхідний опір зменшується за рахунок наявності ємності $C_{зв}$. Таким чином, для керування польовим транзистором на високих частотах необхідна велика потужність вхідного сигналу.

Крім того, наявність прохідної ємності $C_{зс}$, призводить до виникнення в польових транзисторах частотно-залежного зворотного зв'язку. З ростом частоти він збільшується через коло $r_c C_{зс}$, що еквівалентно зменшенню повного вхідного опору та зменшенню його посилення.

При аналізі частотних властивостей польових транзисторів з ізольованим заслоном необхідно враховувати, що активні опори між заслоном і витоком та між заслоном і стоком є дуже великими. Тому ними можна нехтувати навіть на відносно малих частотах в порівнянні з паралельно ввімкненими ємнісними опорами. Можна знехтувати також дуже малими опорами r_e і r_c , які являють собою опори сильнолегованих областей напівпровідника під витоком і стоком.

Швидкодія польових транзисторів з ізольованим заслоном визначається часом перезаряду розподіленої ємності між заслоном та каналом. Постійні часу перезарядки цієї ємності при малому зовнішньому опорі в колі заслону обмежують робочий діапазон частот польових транзисторів з ізольованим

затвором частотами близько 30 ГГц, тобто такі транзистори можуть працювати приблизно до тих частот, що і біполярні.

Еквівалентна схема має вигляд, поданий на рис. 7.9. На відміну від схеми, наведеної на рис. 7.8 вона враховує опори області стока (r_c), витока (r_b) та опір між заслономі витокіом (r_{3b}).

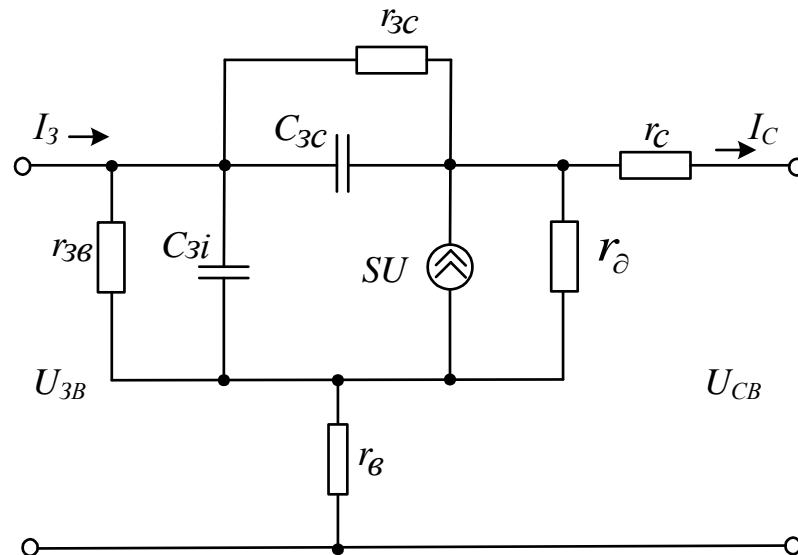


Рисунок 7.9 – Еквівалентна схема польового транзистора

7.6 Польові тетроди

Польовий тетрод – це напівпровідниковий прилад, принцип дії якого полягає в тому, що зміна товщини збідненого підзаслінного шару, обумовлена зміною керуючої напруги на заслоні, приводить до зміни опору каналу, що в свою чергу приводить до зміни струму, який протікає між стоком і витокіом. Спрощені структури польових тетродів приведені на рис. 7.10.

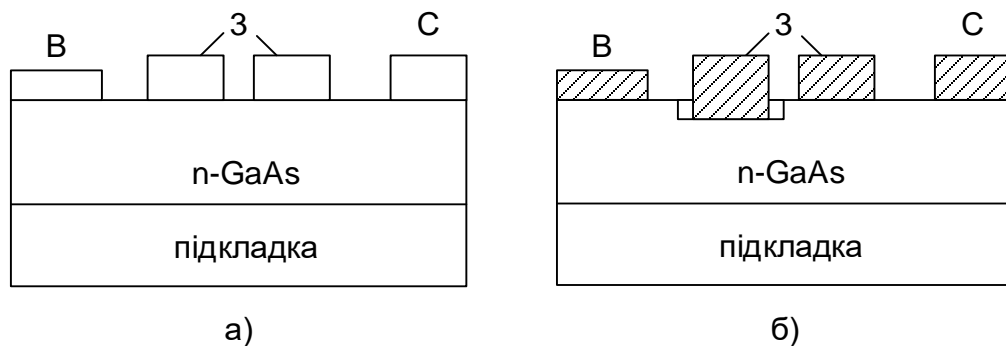


Рисунок 7.10 – Структури звичайного польового тетрода (а) та тетрода з заглибленим каналом

На рис.7.10 приведені структури звичайного польового тетрода (рис. 7.10а) і польового тетрода з заглибленим каналом (рис. 7.10б). Обидва прилади виготовляються на підкладці, що характеризується високим питомим опором. На підкладку наноситься провідний шар напівпровідника товщиною 0,2, 0,4 мкм, в якому формується активний канал з концентрацією електронів $(0,5-1,5) \cdot 10^{17} \text{см}^{-3}$.

Металеві електроди витоку і стоку являють собою омічні контакти, а керуючі електроди заслонів є випрямляючими контактами з бар'єром Шотткі. Польовий тетрод відрізняється від польового транзистора додатковим заслоном, який може бути заглибленим. Витік тетрода, як правило, заземляють, а потенціали інших електродів визначають відносно витоку. На стік тетрода подається позитивний потенціал, що приводить до збільшення товщини збідненого шару під другим заслоном, а отже зменшення провідної частини каналу. Основними характеристиками польового тетрода є вихідні характеристики, які являють собою залежність струму стоку від напруги між стоком і витоком при постійних значеннях напруги на заслонах.

Конструкція (або структура) польового тетрода зображена на рис. 7.10:

Принцип дії польового тетроду як і звичайного однозаслінного транзистора полягає в тому, що зміна товщини збідненого шару затвору, визвана зміною керуючої напруги на заслоні, приводить до зміни опору каналу і, як наслідок до зміни струму, що проходить через прилад.

Розрізняють два види польових тетродів: з випрямляючим контактом з бар'єром Шотткі (рис. 7.10 а) і з ізольованим затвором (рис. 7.10 б).

Польовий тетрод з ізольованим заслоном являє собою підкладку високоомного напівпровідника, на якому методом епітаксiального нарощення, або іонної імплантації створюється шар високої провідності, який використовується в якості каналу. Електроди витоку і стоку являють собою омічні контакти, а керуючий електрод ізолюється від активного шару оксидом кремнію SiO_2 .

Вхідні вольт-амперні характеристики польового тетрода мають такий же вигляд що й аналогічні характеристики польового транзистора. Напруга між витоком і стоком, відповідаюча границі між крутою і пологою областями ВАХ називається напругою насичення стока U_{CB} . Напруга між стоком і заслоном, при якій збіднений шар розповсюджується на всю товщину каналу, називається напругою відсікання каналу. При такій нарузі струм через канал не тече.

При аналітичних розрахунках польовий тетрод розглядають як два однозаслінних ПТ, ввімкнених послідовно.

Питання для самоперевірки до розділу 7

1. Перерахуйте головні переваги та недоліки польових транзисторів у порівнянні з біполярними.
2. Чим обумовлена зміна опору каналу у польовому транзисторі при зміні напруги на заслоні?

3. Запишіть вираз для крутості стік-заслінної характеристики і чому вона приблизно рівняється для поширених транзисторів?
4. Наведіть структуру польового транзистора з ізольованим заслоном і вбудованим каналом р-типу.
5. Наведіть структуру польового транзистора з керуючим р-n-переходом і каналом n-типу.
6. Наведіть структуру польового транзистора з індукованим каналом n-типу.
7. Як визначається динамічний опір польового транзистора?
8. Наведіть еквівалентну схему польового транзистора.
9. Назвіть основні параметри польових транзисторів.
10. Наведіть структуру польового транзистора з ізольованим заслоном з каналом р-типу.

ЛІТЕРАТУРА

1. В. В. Пасынков, та Л. К. Чиркин, *Полупроводниковые приборы*. Москва, СССР.: Высшая школа, 1987.
2. В. А. Скаржена, та В. И. Сенько, *Электроника и микросхемотехника*. К., УССР: Высшая школа, 1989.
3. С. Зи, *Физика полупроводниковых приборов*. Москва, СССР: Высшая школа, 1984.
4. В. М. Кичак, Ю. В. Крушевський, та Д. В. Гаврілов, *Основи радіоелектроніки*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2010.
5. В. С. Осадчук, та О. В. Осадчук, *Напівпровідникові діоди*. Вінниця, Україна: ВДТУ, 2002.
6. В. С. Осадчук, та О. В. Осадчук, *Транзистори*. Вінниця, Україна: ВДТУ, 2003.
7. О. Д. Азаров, *Компонентна база комп'ютерних систем. Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2015.
8. І. В. Троцишин, *Фізичні основи електронних приладів*. Хмельницький, Україна: ХДУ, 2004.
9. И. П. Степаненко, *Основы микроэлектроники*. Москва, РФ: Лаборатория Базовых Знаний, 2001.
10. И. Е. Ефимов, И. Я. Козырь, та Ю. И. Горбунов, *Микроэлектроника*: Москва, СССР: Высшая школа, 1987.
11. Б. Бондарь, *Основы микроэлектроники*. Киев, УССР: Вища шк. Головное изд-во, 1987.
12. В. М. Петухов, *Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги*. Москва, СССР: КУБК-а, 1997.
13. Н. Н. Горюнов, *Полупроводниковые приборы: транзисторы*. Москва, СССР: Энергоатомиздат, 1985.
14. В. А. Терехов, *Задачник по электронным приборам*. Москва, СССР: Энергоатомиздат, 1996.
15. В. А. Батушев, *Электронные приборы*. Москва, РФ: Высшая школа, 1997.
16. В. Н. Дулин, *Электронные приборы*. Москва, РФ: Энергия, 1997.
17. М. Букингем, *Шумы в электронных приборах и системах*. Москва, СССР: Мир, 1986.
18. В. Б. Квасков, *Полупроводниковые приборы с биполярной проводимостью*. Москва, РФ: Энергоатомиздат, 1999.
19. И. Д. Войтович, та В.М. Корсунский, *Нанoeлектронная элементная база информатики*. Москва, РФ: БИНОН, 2013.