



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ**

**І.М. Бондаренко, О.В. Бородін,
В.П. Карнаушенко, Ю.С. Васильєв**

**ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ
ІНТЕГРАЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

Частина 1

Харків 2020

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

І.М. Бондаренко, О.В. Бородін,
В.П. Карнаушенко, Ю.С. Васильєв

ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ
ІНТЕГРАЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Частина 1

Навчальний посібник

Харків 2020

УДК 621. 396.67

*Рекомендовано до друку рішенням Вченої ради
Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 3/12-2 від 30.04.2020)*

Бондаренко І.М., Бородін О.В., Карнаушенко В.П., Васильєв Ю.С.

Прилади та пристрої інтегральної електроніки. Частина 1: навч. посібник для студентів ЗВО. / І.М. Бондаренко, О.В. Бородін, В.П. Карнаушенко, Ю.С. Васильєв. – Харків: ХНУРЕ, 2020. – 228 с.

ISBN 978-966-659-287-6

Викладено фізичні основи і принципи побудови та функціонування дискретних напівпровідникових приладів і пристроїв, сучасні та перспективні напрями розвитку компонентної бази інформаційних технологій. Розглянуто основні типи приладів та пристроїв інтегральної електроніки, особливості їхньої побудови та характеристики. Наведено аналіз технологічних і схемотехнічних рішень для аналогових й цифрових інтегральних схем.

Розглянуто особливості застосування аналогових і цифрових інтегральних приладів у сучасних промислових й побутових додатках.

Рекомендовано як навчальний посібник для студентів усіх форм навчання спеціальностей 171 «Електроніка», 153 «Мікро- та наносистемна техніка».

Рецензенти:

І.І. Обод, доктор технічних наук, професор кафедри МТС, лауреат Державної премії України,

О.Ю. Панченко, доктор. фіз.-мат. наук, професор, завідувач кафедри ПЕЕА ХНУРЕ.

Іл.: 184 . Бібліогр. наймен: 17.

ISBN 978-966-659-287-6

© І.М.Бондаренко, О.В. Бородін,
В.П. Карнаушенко, Ю.С. Васильєв,
2020

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ.....	12
1.1 Загальні властивості і різновиди діодів.....	12
1.2 Випрямляючі діоди.....	14
1.3 Високочастотні діоди	20
1.4 Стабілітрон	22
1.5 Варикапи.....	26
1.6 Імпульсні діоди	29
2 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРНІ СТРУКТУРИ.....	34
2.1 Пристрій і принцип дії біполярних транзисторів	34
2.2 Схеми включення, характеристики транзистора	41
2.3 Еквівалентні схеми транзистора. Параметри	50
2.4 Частотні і шумові властивості транзисторів. Частотні властивості БТ.....	57
2.5 Різновиди транзисторів.....	65
3 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ.....	77
3.1 Устрій і різновиди польових транзисторів	77
3.2 Польові транзистори з <i>p-n</i> -затвором	80
3.3 Характеристики, експлуатаційні властивості та параметри польових транзисторів з <i>p-n</i> -затвором	84
3.4 Принципи дії, характеристики польових транзисторів з ізолюваним затвором.....	93
3.5 Еквівалентна схема польових транзисторів. Частотні і шумові властивості	99
3.6 Порівняння біполярних і польових транзисторів	102
4 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ З НЕГАТИВНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИМ ОПОРОМ	104
4.1 Загальні властивості приладів з негативним диференціальним опором	104
4.2 Тунельні діоди	106
4.3 Лавино-пролітні діоди.....	112
4.4 Діоди Ганна.....	115
4.5 Тиристори.....	121

5 ПРИЛАДИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ.....	127
5.1 Джерела випромінювання. Світлодіоди, лазери.....	127
5.2 Фотоелектронні прилади.....	134
5.3 Оптрони	146
6 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО МІКРОСХЕМИ.....	149
6.1 Конструктивно-технологічні особливості мікросхем.....	149
6.2 Класифікація виробів мікроелектроніки.....	154
6.3 Система умовних позначень мікросхем.....	156
6.4 Корпуси інтегральних мікросхем	158
7 ГІБРИДНІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ Й ОБЛАСТІ ЇХНЬОГО ЗАСТОСУВАННЯ	166
7.1 Принципи побудови й області застосування гібридних мікросхем і мікроскладань	166
7.2 Підкладки.....	168
7.3 Елементи тонкоплівкових гібридних мікросхем і мікроскладань.....	173
7.4 Виготовлення тонкоплівкових ГІС	188
7.5 Елементи й технологія виготовлення товстоплівкових мікросхем і мікроскладань	203
7.6 Компоненти гібридних мікросхем і мікроскладань.....	210
7.7 Особливості застосування гібридних мікросхем і мікроскладань в електронній апаратурі	221
РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	226

ВСТУП

Сучасний розвиток суспільства характеризується проникненням електроніки в усі галузі життєдіяльності, техніки і науки. Особливо насиченими електронікою стають майже усі види виробництва та інформаційних технологій. Треба також зважити на вклад електроніки в розвиток військової техніки та навіть військових доктрин. Хоча ця галузь не може належати до гуманітарних, але насамперед з неї починався прогрес електроніки.

Історично так склалось, що початок становлення електроніки співвідносять з початком становлення та розвитку радіотехніки і радіофізики. Зараз можна у визначення електроніки вкладати не тільки те, що пов'язане з радіоелектронікою, а і з іншими її напрямками, враховуючи їхній високий рівень розвитку.

Електроніка – це галузь науки і техніки, що базується на явищах руху електронів у різних середовищах, взаємодії з ними і фізичними полями різної природи, та визначає основи створення приладів і засобів для формування, обробки, зберігання та передавання інформації і деяких станів енергії.

В зв'язку з існуванням у технічній термінології та літературі подвійного використання термінів «прилад», «пристрій», «засіб» у сполученні з прикметником «електронний», «радіотехнічний», «вимірювальний» та ін. конкретизуємо їхнє значення у подальшому викладенні. Зокрема, для слов'янськомовного середовища є характерним застосуванням терміну «електронний прилад» для визначення виробу електроніки, що має завершений конструктив і може використовуватися самостійно, але в основному, у сполученні з іншими приладами та електрорадіоелементами для формування та перетворення різної інформації, у тому числі, і у вигляді електричних, електромагнітних та інших сигналів. Наприклад, напівпровідниковий чи вакуумний діод є електронним приладом, який використовується в основному для випрямлення змінних струмів і, відповідно, напруг; детектування радіосигналів та ін. Діоди мають завершений для технічного застосування конструктив. Використовуються вони в електричному сполученні з резисторами, конденсаторами, індуктивними дроселями та трансформаторами для реалізації вказаних вище функцій. Інтегральна мікросхема (ІМС) – також електронний прилад у зазначеному розумінні, але такий, що має більш функціональні можливості формування та перетворення електричних сигналів порівняно з діодом. Тож діоди, транзистори, інтегральні мікросхеми та ін. – це електронні прилади.

Електронним пристроєм прийнято вважати конструктивно завершений для технічного використання виріб, що реалізує електричне з'єднання електронних приладів та електрорадіоелементів відповідно до певного схемотехнічного рішення, призначений для виконання певних функцій, формування й обробки сигналів. Електронні пристрої більш спеціалізовані порівняно з електронними приладами. Тому їх номенклатура більш динамічна, хоч також має універсальні різновиди, як, наприклад, генератори, підсилювачі, вторинні джерела живлення, аналогово-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі та ін. Вчасно відмітити, що під час використання мікроелектронної технології їх створення електронні пристрої можуть реалізуватися у вигляді інтегральної мікросхеми. У такому вигляді вони стають електронними приладами.

Електронні засоби є функціонально завершеними видами або частинами електронної апаратури, що виконують технічно розповсюджені або спеціалізовані функції на відповідному рівні формування і обробки інформації для широкого використання.

Електронні засоби створюються на базі електронних пристроїв і приладів, мають можливість самостійного вжитку (використання). Вони значно рідше порівняно з пристроями можуть реалізовуватися у вигляді ІМС. Якщо, це функціонально і економічно доцільно, то така ІМС називатиметься спеціалізованою.

На сьогодні напрямки електроніки можна пов'язувати з електронними явищами у відповідних середовищах або ж із галузями її використання. Так, відокремлюють твердотілу, вакуумну, плазмову, квантову електроніку та ін. Щодо напрямку використання існує розділення на радіоелектроніку, електроніку інформаційних засобів, оптоелектроніку, силову або енергетичну електроніку тощо.

Першу групу напрямків взагалі об'єднує так звана фізична електроніка, а другу – технічна.

Зрозуміло, що технічна електроніка у кожному з її напрямків базується на фізичній електроніці.

Отже вивчення електронних приладів, пристроїв і засобів пов'язане з формуванням знань з фізичної і технічної електроніки. Самі електронні прилади та пристрої не завжди відразу стають основою електронних засобів. Наприклад, двоелектродна вакуумна трубка не відразу розроблялась і використовувалась як відповідна електронна лампа – вакуумний діод. Спочатку у 90-х роках XIX сторіччя з нею були пов'язані фізичні експерименти, що

вивчали явища флуоресценції. З її використанням Рентген відкрив назване його ім'ям випромінювання. Як вакуумний діод цей пристрій став використовуватися тільки з початку ХХ сторіччя. Таких прикладів можна навести ще декілька. Вони водночас свідчать, що значна частина технічних галузей започатковувалась з фізичної електроніки. Історія розвитку радіотехніки, телебачення, сучасної обчислювальної техніки – це в основному історія розвитку електронних приладів, включаючи мікроелектроніку. Тому не буде перебільшенням стверджувати, що вивчення електронних приладів і засобів є процесом одержання фундаментальних знань для різних професій на великий період їхнього розвитку. І найбільшого успіху досягатиме той, хто краще оволодіє сучасними майбутніми досягненнями у розвитку приладів електроніки.

Вважаючи на таке широке використання електронних приладів, їх більш доцільно класифікувати за принципом функціонування та фізичними явищами, на яких вони базуються. В свою чергу, ці явища належать до двох великих груп – електронні явища у вакуумі та газовій плазмі і електронні явища в твердих тілах (середовищах). Відповідно, виділяють вакуумно-плазмову електроніку та твердотілу електроніку. Однак, потрібно відмітити, що набуває помітного розвитку і електроніка, що базується на електронних явищах під час хімічних перетворень, а також в біологічних середовищах. Їм відповідає становлення хемотроніки та біоелектроніки.

Твердотіла електроніка на сьогодні представлена в основному напівпровідниковими дискретними приладами та ІМС. Якраз ця елементна база найбільше використовується під час розробки та виробництва сучасної електронної апаратури. Такому стану відповідає рівень функціональних можливостей та експлуатаційних конструктивно-технологічних характеристик цих електронних приладів.

Насамперед, завдяки становленню і розвитку мікроелектроніки існуюча елементна база, представлена широким спектром ІМС, значно перевершує майже за всіма показниками вакуумно-плазмову елементну базу. Це призвело до майже повного витіснення останньої із технічного вжитку.

Поряд з ІМС твердотіла електроніка представлена в елементній базі ще й напівпровідниковими приладами. Це напівпровідникові діоди, транзистори, тиристоры, датчики та ін. Такі прилади за принципом дії та технологією створення схожі з відповідними елементами ІМС. Тому за конструктивно-технологічними ознаками та експлуатаційними характеристиками вони цілком сумісні з мікроелектронною елементною базою.

Історія становлення та розвитку твердотілої напівпровідникової електроніки починається дискретними напівпровідниковими приладами. Мікроелектроніка та її елемента база – ІМС історично і концептуально є вищим ступенем технічної напівпровідникової електроніки на цей час.

Зосередження на одному історичному аспекті становлення, коли йде мова про вступ до вивчення дисципліни, не завжди цілком достатнє і доцільне. Тому зробимо спробу поєднати історичний аспект з концептуальним. В основі концепції розвитку твердотілої електроніки лежить становлення знань про фізику явищ у твердотілих структурах та створення різновидів штучних структур, що характеризуються новими електрофізичними властивостями.

Історію становлення напівпровідникової електроніки можна було б починати з експериментального встановлення специфічних електрофізичних властивостей деяких твердотілих сполук, які за кількісною оцінкою електропровідності знаходились між провідниками і діелектриками. Тому такі матеріали стали називатися напівпровідниковими. Але, перші напівпровідникові прилади стали з'являтися тільки на початку 20-х років XIX сторіччя. Це були в основному діодні структури на полікристалічних матеріалах. Водночас, з'являється перша теорія твердотілого випрямовувача, запропонована Шотки (1923 р.). Слід відмітити, що на період 1905–1940 рр. приходиться бурхливий розвиток вакуумної електроніки, підсилювальних ламп, електронно-променевих приладів, фотоелементів та фотопомножувачів тощо. З урахуванням цього моменту можна зрозуміти не дуже великі досягнення у розвитку напівпровідникових приладів. Але знання в області фізики напівпровідників зростали. Разом з інтересом до створення твердотілого аналога підсилювальної вакуумної електронної лампи це зумовило початок бурхливого розвитку напівпровідникової електроніки з початку 50-х років XIX сторіччя. Найбільш важливим мабуть було створення У. Шоклі теорії електронно-діркового *p-n*-переходу та експериментального зразка площинного сплавного біполярного транзистора (разом з Д. Бардіном та У. Браттейном у 1952 р.). Якраз глибоке теоретичне розуміння властивостей *p-n* переходів зумовило розробку і швидкий розвиток біполярних транзисторних структур і напівпровідникових приладів на їхній основі.

З початку розвитку фізики напівпровідників стало зрозуміло, що створення твердотілих електронних приладів для генерування та підсилення електричних сигналів можливе лише на базі монокристалічних напівпровідників. Тільки монокристали германію, кремнію мали відтворювані властивості, на яких могло базуватися функціонування напівпровідникових діодів і транзисторів,

що мають експлуатаційні характеристики кращі, ніж у електровакуумних ламп. Згодом чітко визначились переваги кремнію, як матеріалу напівпровідникової електроніки, і почався розвиток кремнієвої технології.

Починаючи зі сплавного транзистора всі нові рішення у розвитку напівпровідникової електроніки не були випадковими і в основному теоретично передбачувались. Тому, під час вивчення цієї області електроніки важливо враховувати значущість відповідно фундаментальних і теоретичних знань. Зокрема це стосується фізики напівпровідників, фізики і теорії p-n переходів, структур метал-діелектрик-напівпровідник (контактних явищ взагалі). Менш ніж за десять років було запропоновано і розроблено велику кількість різновидів напівпровідникових діодів та біполярних транзисторів різного функціонального призначення. Потрібно відмітити, що спектр функціональних можливостей цих електронних приладів значно більш широкий, ніж їхніх електровакуумних аналогів. Так, напівпровідникові діоди можна розробляти і використовувати не тільки для випрямлення змінних струмів, а для електронного перестроювання коливальних контурів, генерації та підсилення електричних коливань, вимірювання температури, реєстрації випромінювання різного спектрального діапазону, перетворення сонячного світла в електричний струм чи напругу.

Особливо важлива подія у розвитку напівпровідникової електроніки сталася в 1959 році, коли американець Кілбі створив першу ІМС автогенератора з фазовим автопідстроюванням частоти. Ця подія виявилася можливою завдяки розвитку групової технології виробництва біполярних транзисторів.

На першому етапі мікроелектроніка розвивалася як галузь радіоелектроніки і обчислювальної техніки, яка повинна була вирішити проблему одночасного розширення функціональних можливостей відповідної електронної апаратури та збільшення її надійності і зменшення габаритів, ваги і споживаної енергії. Це дійсно була велика і на перший погляд невирішувана проблема. Складність електронної апаратури значно зростала з розвитком її функціональних призначень і можливостей. Апаратура стала складатися з великої кількості електронних приладів, що об'єднувалися електрично великою кількістю провідників. Від цього зростали об'єм, вага, споживана енергія. А що найважливіше, значно знижувалась надійність роботи такої апаратури. В першу чергу потрібно було значно зменшувати розміри та вагу елементної бази. Це було під силу напівпровідниковій електроніці.

Для вирішення ж проблеми електричних з'єднань, які обумовлювали основні причини зниження надійності, було розроблено технологію так званого

«друкарського монтажу». Однією з найважливіших його особливостей є груповий метод формування всіх провідникових з'єднань одночасно. Це досягалось одноразовим хімічним травленням суцільної металізованої плати через спеціальну маску, що мала доступні і недоступні (майбутні провідники) для травника області відповідно до схеми електричних з'єднань.

Стратегію групового методу формування електричних з'єднань було перенесено на технологію формування всіх потрібних електронних приладів та електрорадіоелементів в одній області напівпровідникової пластини. Це, в першу чергу, дозволило використовувати їх у безкорпусному варіанті і з'єднувати електрично за технологією «друкарського монтажу». Такий підхід у технології формування електронних пристроїв, по друге, дозволяв значно зменшувати розміри елементів у них – без появи складностей технології монтажу. Всі ці підходи створили передумови зменшення габаритів, ваги, споживаної енергії та собівартості електронних пристроїв завдяки просторовій інтеграції елементів у напівпровідниковій пластині й інтеграції технологічних процесів у вигляді групових реалізацій.

Таке виробництво електронних пристроїв перетворилось цілком у виробництво інтегрального електронного об'єкта, який можна також кваліфікувати як електронний прилад. Завдяки широкому використанню інтеграційних підходів у його конструкції і технології, малим розмірам елементів реалізованої схеми пристрою і відтворенню функцій, обумовлених схемою електричною принциповою, такий прилад називають інтегральною мікросхемою.

Але не менш важливим результатом становлення мікроелектроніки, а можливо найважливішим, є значне підвищення надійності електронної апаратури на базі ІМС. Завдяки підвищенню надійності формування і функціонування електричних з'єднань в ІМС її надійність співставна з надійністю одиночного транзистора. Якщо врахувати, що сучасні ІМС включають десятки-сотні тисяч транзисторів, стає зрозумілим, чому аналог сучасної електронної апаратури на дискретній (не мікроелектронній) базі неможливо створити працездатним.

З появою ІМС зникала чітка межа між електронними пристроями і приладами. ІМС першого покоління – це виконані за груповою технологією формування елементів і міжелементних з'єднань електронні пристрої, що використовуються як елементна база електронних засобів і електронної апаратури. Однак треба зважити на ті обставини, що виробництво ІМС потребує більш «високих» технологій і обладнання, ніж звичайне виробництво аналогічних електронних пристроїв на дискретній елементній базі. Тому воно

стає економічно доцільним тільки в ході випуску дуже великих партій ІМС конкретного типу і призначення. У зв'язку з цими міркуваннями стають поширеними розробка, проектування та виробництво ІМС широкого призначення. Це співпало з інтенсивним розвитком цифрової техніки, насамперед, обчислювальних машин, а далі комп'ютерів.

Розвиток транзисторів – основи напівпровідникової електроніки – в цей час йшов у декількох напрямках. У першу чергу – це розвиток транзисторних структур, як елементів ІМС, у напрямку зменшення їхніх розмірів, підвищення швидкодії, здешевлення групової технології формування. Зрозуміло, що остання вимога є практично несумісною з першими двома.

Другим напрямком розвитку транзисторів став напрямок, пов'язаний з їхнім використанням в енергетичній електроніці.

Третій напрямок надвисокочастотної (НВЧ) електроніки можна було б не відокремлювати від першого, якби не виникали специфічні вимоги до НВЧ транзисторів для генерації, підсилення та перетворення сигналів цього діапазону частот. Такі вимоги безперервно змінюються у зв'язку з розвитком телекомунікацій, медичної електроніки, радіонавігації і ін.

Та найбільш суттєвим мабуть слід вважати становлення і розвиток наноструктур. Принцип їхнього створення і функціонування дуже відрізняється від звичайних транзисторних структур. Він базується на засадах квантоворозмірних ефектів, що далі тільки передбачаються теоретично. Але уже існують експериментальні підтвердження деяких положень цієї зовсім нової електроніки, що прогнозує створення так званих квантових комп'ютерів надпотужної швидкодії, продуктивності, дуже енергоекономічних.

Так звана наноелектроніка передбачає маніпулювати атомами для технологічного формування функціональних структур. У таких високорозвинених країнах, як США та Японія прийняті десятирічні державні програми створення наноелектронної елементної бази і електронних систем на її основі.

Матеріал навчального посібника призначений для забезпечення дисципліни «Прилади та пристрої інтегральної електроніки» та «Основи мікроелектроніки» для спеціальностей 171 «Електроніка», 153 «Мікро- та наносистемна техніка», освітньо-професійних програм «Мікро- та наноелектроніка», «Електронні пристрої та системи», а також може бути корисним для споріднених спеціальностей.

1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

1.1 Загальні властивості і різновиди діодів

Напівпровідниковими діодами (НД) називають прилади з двома зовнішніми виводами, принцип дії яких лежить у використанні контактних явищ у напівпровідниках. Часто в діодах застосовують електронно-дірковий ($p-n$) перехід, контакт метал-напівпровідник ($m-n$, $m-p$), гетероперехід. Структура деяких діодів може містити кілька переходів (діністор, $p-i-n$ -діод, МДМ-, МДН-діоди й ін.). Деяке виключення становить діоди, у структурі яких відсутній перехід (діод Ганна).

НД має нелінійну ВАХ, тобто є нелінійним двополюсником. НД використовують для перетворення електричних сигналів або енергії.

У загальному вигляді діод на несиметричному $p-n$ -переході показаний на рис. 1.1. Емітером такого діода є p^+ -шар, а базою – n -шар. Крім самого $p-n$ -переходу, прилад містить два омичних контакти з зовнішніми виводами. Кристал із $p-n$ -переходом і омичними контактами розміщують у герметичному корпусі або наносять на нього спеціальні покриття для захисту від навколишнього середовища.

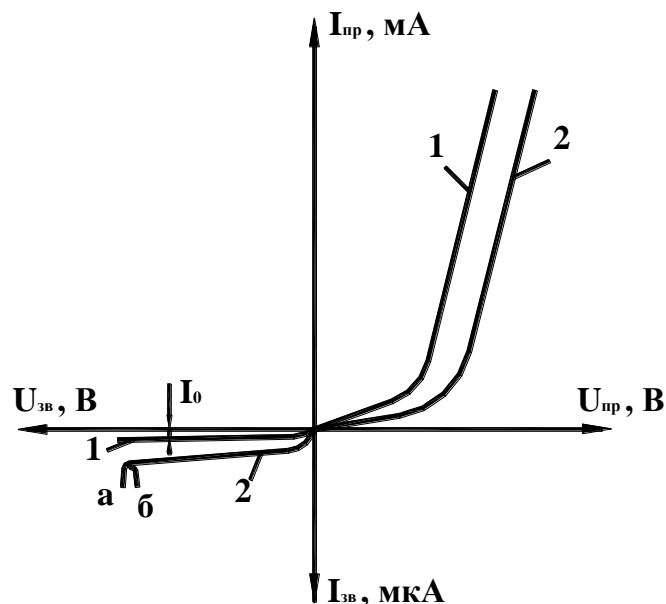
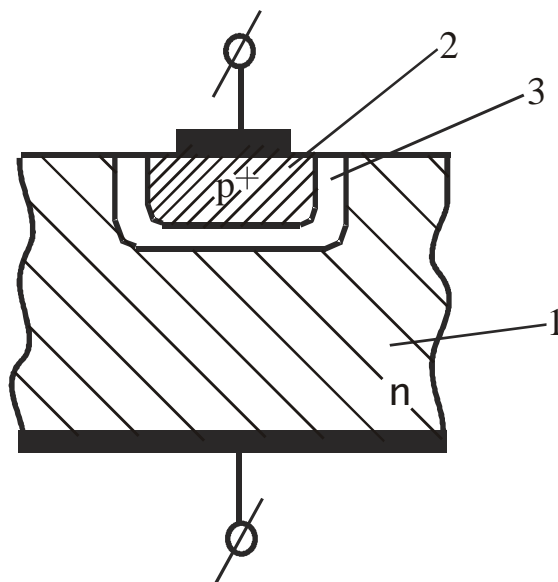


Рисунок 1.1 – Вольтамперна характеристика ідеалізованого (1) і реального (2) $p-n$ -переходів

На рис. 1.2 показано структуру планарно-епітаксiального діода. Такі структури часто виготовляють із кремнію. У цьому діоді базу n -типу отримано за допомогою епітаксiального нарощування на низькоомній підкладці n^+ -типу. Емітер p^+ -типу створюється в результаті дифузії атомів акцепторів через спеціально утворені вікна в шарі діелектрика покриваючого базу. Як діелектрик, як правило, використовують двоокис кремнію SiO_2 .



1 – база; 2 – емітер; 3 – p - n -перехід

Рисунок 1.2 – Структура реального p - n -переходу

Існуючі НД дуже різноманітні за своїми властивостями, конструкціями, призначенням. Сукупність НД можна розділити на такі групи:

– за фізичними властивостями й призначенням – на випрямляючі, стабілітрони, імпульсні, варикапи, лавино-пролітні, параметричні, світлодіоди та ін.;

– за конструктивно-технологічними ознаками – на точкові, мікросплавні, площинні, які, у свою чергу, підрозділяються за технологічними ознаками на дифузійні, планарні, планарно-епітаксiальні, дифузійно-сплавні й ін.;

– за основними електричними параметрами НД розрізняються за значеннями припустимих струмів, напруг, потужності і т.д.;

– залежно від роду матеріалу – на германієві, кремнієві, арсенід-галієві і т.д.

Контрольні запитання і завдання

1. Який прилад називають напівпровідниковим діодом?
2. Що лежить в основі структури більшості НД?
3. Наведіть і поясніть структуру НД на несиметричному p - n -переході.

4. Наведіть і поясніть структуру планарно-епітаксialного діода.
5. На які групи поділяють НД за фізичними властивостями та призначенням?
6. На які групи поділяють за конструктивно-технологічними ознаками?
7. На які групи поділяють НД за електричними параметрами?
8. На які групи поділяють НД залежно від роду вихідного матеріалу?

1.2 Випрямляючі діоди

В основі принципу *випрямляючих діодів* лежить властивість *однобічної провідності p-n-переходів*. Основне їхнє *призначення* – *перетворення (випрямлення) змінного струму в постійний*. Найпростіша схема випрямляча показана на рис. 1.3, а.

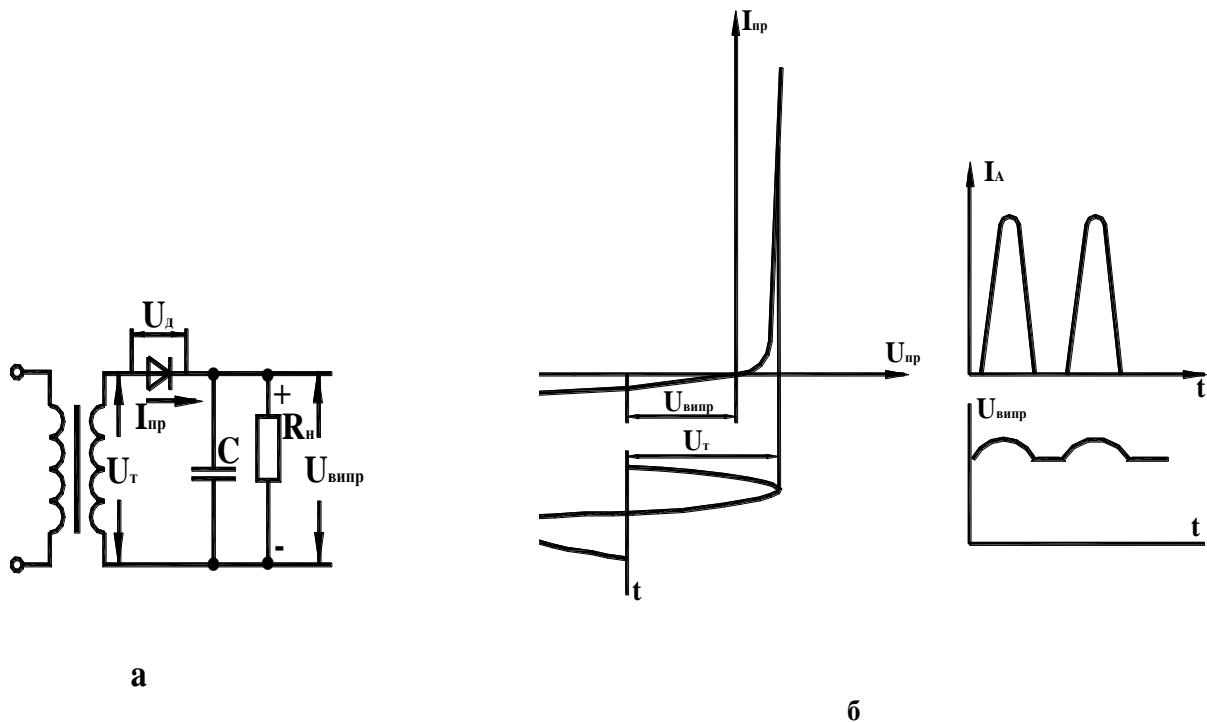


Рисунок 1.3 – Схема діодного випрямляча

При подачі на вхід випрямляча змінної напруги, яка змінюється, наприклад, за гармонійним законом, струм через діод і послідовно включене навантаження R_H протікає лише в ту частину періоду, коли напруга на діоді відповідає прямому зміщенню. Напруга на навантаженні, як і струм, носитиме пульсуючий характер. Якість спрямованої напруги можна істотно поліпшити підключенням ємності C паралельно навантаженню. Протягом тієї частини періоду, коли діод знаходиться в провідному стані, ємність C заряджається.

У ті проміжки часу, коли діод не проводить струм, ємність C розряджається на навантаження R_H . Цим забезпечується згладжування пульсацій напруги й струму на навантаженні (рис. 1.3, б).

Характеристики випрямляючих діодів – такі ж, як у реального p - n -переходу (крива 2 рис. 1.1). Випрямляючі діоди виготовляють із германію та кремнію. Розходження в їх ВАХ наведені на рис. 1.4.

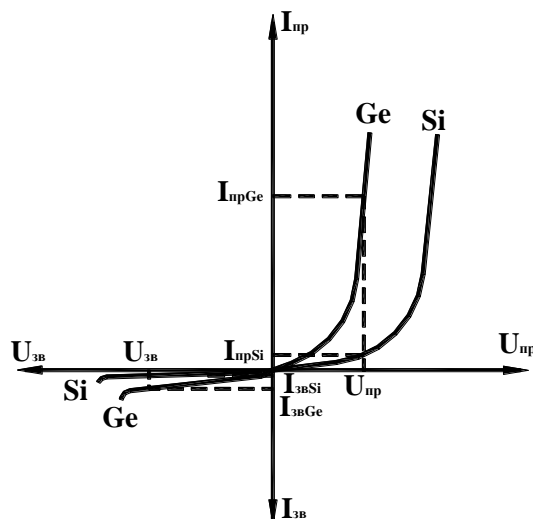


Рисунок 1.4 – Характеристики германієвого й кремнієвого діодів

Кремнієві діоди дозволяють отримувати високі зворотні напруги пробою. Це пояснюється тим, що питомий опір власного кремнію ($\rho_i \sim 10^5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$) багато більше питомого опору власного германію ($\rho_i \sim 50 \text{ Ом}\cdot\text{см}$). Кремнієві діоди працюють у більш широкому інтервалі температур ($-70\dots+125^\circ \text{ C}$), ніж германієві ($-70\dots+85^\circ \text{ C}$), ще пояснюється тим, що у кремнієвих діодів істотно менше зворотний струм через більшу ширину забороненої зони.

Германієві діоди дуже зручні в ході випрямлення невисоких напруг, тому що з такими самими значеннями прямого струму $I_{пр}$, відповідна йому пряма напруга $U_{пр}$ у германієвих діодів менша.

Параметри випрямляючих діодів. Поряд із характеристиками для оцінки властивостей діодів вводиться ціла система чисельних показників або параметрів. До основних параметрів випрямляючих діодів належать (рис. 1.5):

- максимально припустимий прямий струм $I_{пр \text{ max}}$;
- пряме спадання напруги $U_{пр \text{ max}}$, що відповідає $I_{пр \text{ max}}$;
- максимально припустима зворотна напруга $U_{проб}$;
- номінальний прямий струм $I_{обр \text{ ном}}$.

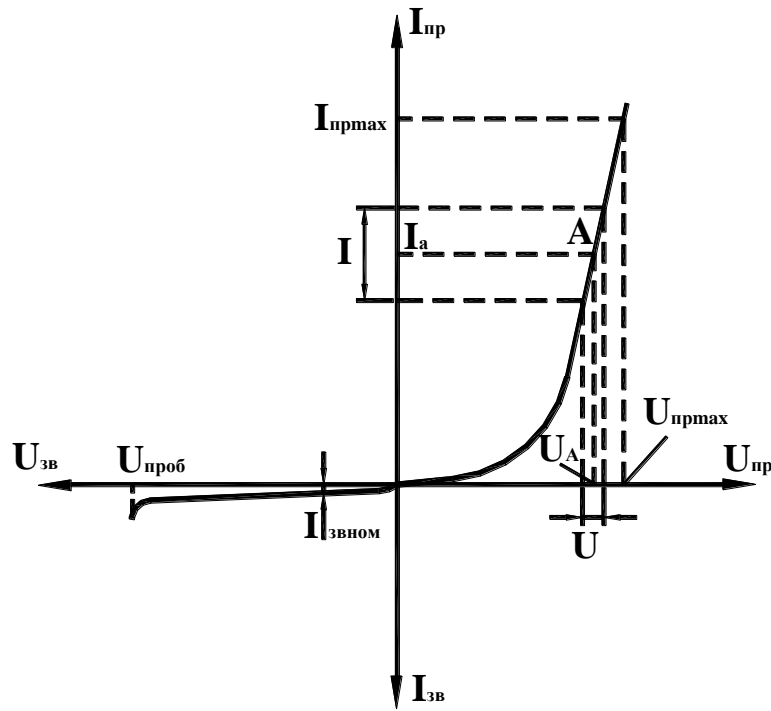


Рисунок 1.5 – Визначення параметрів діода за характеристикою

Ці параметри обмежують робочі ділянки ВАХ, у межах яких забезпечується нормальна експлуатація діодів. Експлуатація діодів за межами робочих ділянок може призвести їх до виходу з ладу внаслідок електричного або теплового пробую. (Електричний пробій сам по собі не руйнує, але якщо не прийняти спеціальні заходи, він може перейти в руйнуючий тепловий).

Для стабільної роботи протягом тривалого часу необхідно, щоб потужність, яка виділяється на діоді, не перевищувала потужність, що відводиться від нього. Тому важливим параметром діода є максимально припустима потужність P_{\max} , яку він може розсіяти в навколишнє середовище.

Ця потужність залежить від конструкції діода, а також від умов тепловідвода. Її величина пропорційна різниці максимально припустимої температури переходу T_{\max} і температури навколишнього середовища $T_{\text{окр}}$, і обернено пропорційна тепловому опору конструкції діода R_T :

$$P_{\max} = \frac{T_{\max} - T_{\text{окр}}}{R_T}. \quad (1.1)$$

Тепловий опір діода R_T вимірюється в $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ і дорівнює різниці температур кристала і навколишнього середовища під час розсіювання потужності в 1 Вт. Для зменшення R_T діоди забезпечують радіаторами або монтують на платах, виконаних із матеріалу з доброю теплопровідністю. Іноді використовують примусове водяне чи повітряне охолодження.

За величиною припустимої потужності розрізняють діоди малопотужні ($P_{\max} < 0.3$ Вт), середньої потужності ($0,3$ Вт $< P_{\max} < 1$ Вт) і великої потужності ($P_{\max} > 1$ Вт).

Особливу групу параметрів складають так звані *диференціальні параметри*. Вони встановлюють зв'язок між малими збільшеннями струмів і напруг, тобто характеризують властивості діодів під час роботи зі змінними сигналами. До них належать:

- ємність діоду $C_{\text{пер}}$;
- диференціальний опір $r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$,
- крутизна $S = \frac{1}{r_{\text{диф}}}$.

Опір $r_{\text{диф}}$, наприклад, визначають в обраній робочій точці А, як показано на рис. 1.6.

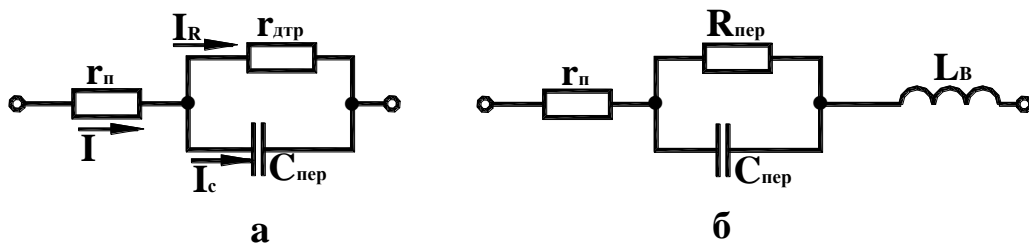


Рисунок 1.6 – Еквівалентна схема діода

Частотні властивості випрямляючого діода можна оцінити, замінивши діод його схемною моделлю або еквівалентною схемою. Ця схема за своїми зовнішніми властивостями подібна діоду за певних умов. Так, для режиму роботи з малими змінними сигналами, еквівалентна схема діода показана на рис. 1.6. Вона містить диференціальний опір p - n -переходу $r_{\text{диф}}$, ємність переходу $C_{\text{пер}}$, а також опір втрат нейтральних областей кристала (головним чином, бази) r_6 . У загальному випадку величини $C_{\text{пер}}$ і $r_{\text{диф}}$ залежать від прикладеної напруги. Елементи, що мають такі властивості, називаються нелінійними. Тому наведена схема справедлива тільки для визначеної робочої точки (заданий струм I_A і напруга U_A).

Припустимо, що до переходу прикладена змінна напруга високої частоти. Відповідно до еквівалентної схеми у виводах діода проходить струм I , що має дві компоненти: ємнісну I_C і активну I_R . Складова струму I_R – це

робочий струм, пов'язаний з випрямляючими властивостями діода. Ємнісний струм I_C є в даному випадку паразитною або непотрібною складовою. Із зростанням частоти прикладеної напруги величина струму I_C збільшується, тому що опір ємності, рівний $\frac{1}{\omega C_{\text{пер}}}$, зменшується. На досить високих

частотах може виявитися, що $I_C > I_R$ і діод втрачає випрямляючі властивості. Частоту ω_{max} , на якій $I_C = I_R$, визначають як максимальну робочу частоту діода. Випрямляючі діоди малої й середньої потужності зберігають свою працездатність до частот 50...100 кГц, потужні діоди можуть працювати до частот, які не перевищують одиниць кГц.

Температурні властивості в якісному вигляді можна оцінити за рис. 1.7.

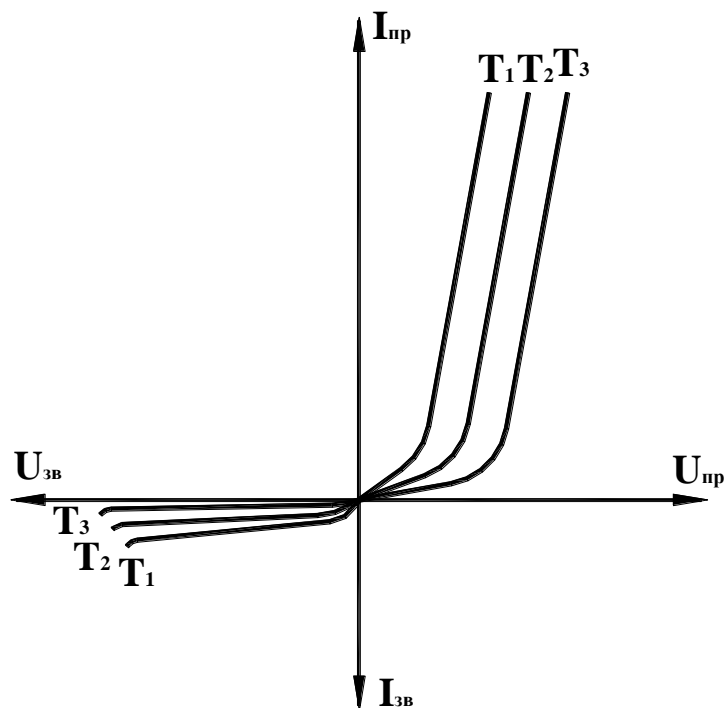


Рисунок 1.7 – ВАХ *p-n*-переходу для різних температур

Із зростанням температури спостерігається збільшення як прямого, так і зворотного струму внаслідок підвищення концентрації носіїв заряду в кристалі.

Оскільки зміна зворотного струму істотно більша, ніж прямого, то при досить високій температурі діод втрачає випрямляючі властивості. З низькими температурами може істотно зменшитися спрямовуючий струм, порушитися термостійкість корпуса і т.д., тому в паспорті діода задається діапазон припустимих температур $T_{\text{min}} \dots T_{\text{max}}$.

У ряді випадків температурна залежність параметрів випрямляючих діодів знаходить корисне застосування. Ці діоди можуть використовуватися

як датчики температури або елементів термостабілізації режимів роботи електронних схем.

З'єднання діодів. За необхідності випрямлення струму, більшого ніж $I_{пр\ max}$ одного діода, кілька діодів з'єднують паралельно (рис. 1.8, а).

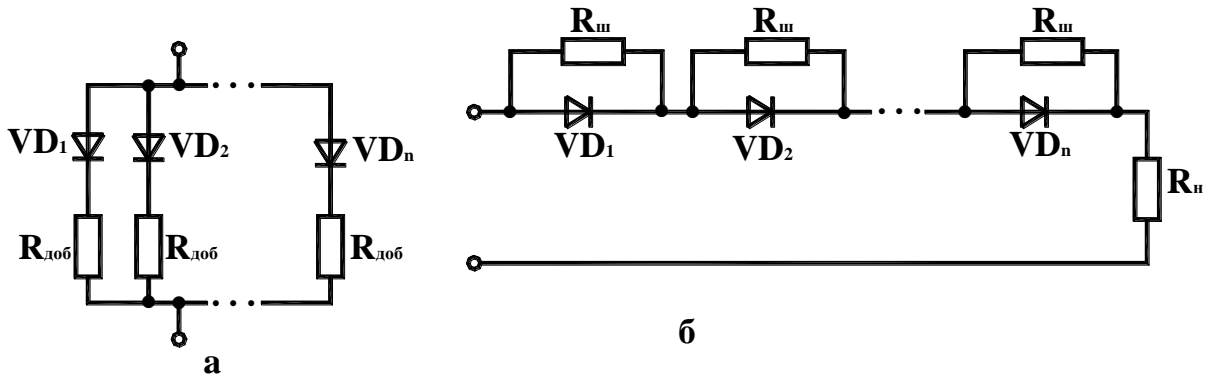


Рисунок 1.8 – З'єднання діодів

Оскільки опори різних діодів одного типу при прямому зміщенні $r_{пр}$ завжди ненабагато відрізняються один від одного, то для вирівнювання струмів через діоди послідовно з кожним діодом включають додатковий резистор $R_{дод}$, величина якого має бути ненабагато більша $r_{пр}$.

Якщо необхідно випрямити напругу, більшу, ніж $U_{зв\ max}$ одного діода, то кілька діодів з'єднують послідовно (рис. 1.8, б). Оскільки зворотний опір діодів $r_{зв}$ одного типу також неоднаковий, то зовнішня напруга буде нерівномірно розподілятися між діодами. Для вирівнювання падінь напруг на діодах застосовують шунтування кожного діода паралельно включеним резистором $R_{ш}$, величина якого вибирається ненабагато меншою значення $r_{зв}$.

Якщо діоди були виготовлені в єдиному технологічному процесі з використанням групових методів мікроелектроніки, то досягається достатня ідентичність їх ВАХ і параметрів.

У такому випадку з'єднання діодів не вимагає використання додаткових резисторів.

Контрольні запитання і завдання

1. Яке призначення випрямляючих діодів?
2. Наведіть схему діодного випрямляча і поясніть її роботу.
3. З якою метою у схемі діодного випрямляча паралельно до резистора навантаження R_n підключають конденсатор C ?
4. Наведіть і поясніть форму струму через діод I_0 та струму через навантаження I_d як функцію години t у схемі діодного спрямовувача.

5. Наведіть і поясніть ВАХ випрямляючого діода.
6. Наведіть ВАХ випрямляючих діодів із германію та кремнію, поясніть їхні розходження.
7. Для випрямляючого діода покажіть гранично припустимі параметри.
8. Що таке максимально припустима потужність P_{\max} діода?
9. Від чого залежить величина P_{\max} діода?
10. Що таке тепловий опір діода?
11. У яких одиницях вимірюють тепловий опір діода?
12. На які групи поділяють діоди за величиною припустимої потужності?
13. Які параметри діода називають диференціальними?
14. Покажіть, як в обраній робочій точці на ВАХ визначають диференціальний опір діода.
15. Наведіть еквівалентну схему діода для режиму малих змінних сигналів.
16. Як виявляється вплив ємності p - n -переходу $C_{\text{пер}}$ на роботу випрямляючого діода?
17. Як змінюється із зростанням частоти властивість однобічної провідності діода?
18. Яку частоту вважають максимальною частотою діода?
19. Як змінюється ВАХ випрямляючого діода під час зміни температури?
20. Чому температурний діапазон роботи діодів обмежений як з боку низьких, так і з боку високих температур?
21. Для чого застосовують паралельне з'єднання діодів?
22. Яке призначення додаткових резисторів під час рівнобіжного з'єднання діодів?
23. Для чого застосовують послідовне з'єднання діодів?
24. Яке призначення шунтуючих резисторів під час послідовного з'єднання діодів?

1.3 Високочастотні діоди

Високочастотні діоди – це діоди, призначені для роботи на високих частотах. До високих частот належать частоти в десятки і сотні мегагерц.

У групу високочастотних поєднують:

- детекторні діоди, призначені для виділення низькочастотного сигналу з високочастотного модульованого коливання;
- змішувальні діоди, які використовуються для зміни несучої частоти модульованого коливання;

– модуляторні діоди, призначені для модуляції високочастотного коливання й ін*.

Усі високочастотні діоди мають ряд загальних особливостей.

На високих частотах істотно знижується опір ємності $C_{\text{пер}}$, яка шунтує p - n -перехід (рис. 1.6, а). Внаслідок цього погіршується або зовсім губиться найважливіша властивість діода – однобічна провідність.

У результаті зменшення опору переходу значна частина зовнішньої напруги падає на опорі нейтральних шарів $r_{\text{п}}$, що додатково погіршує його випрямляючі властивості.

Тому високочастотні діоди повинні мати *малу ємність переходу* і *малий опір бази*.

Для зменшення ємності використовують p - n -переходи малої площі, тому широко поширені точкові високочастотні діоди (рис. 1.9).

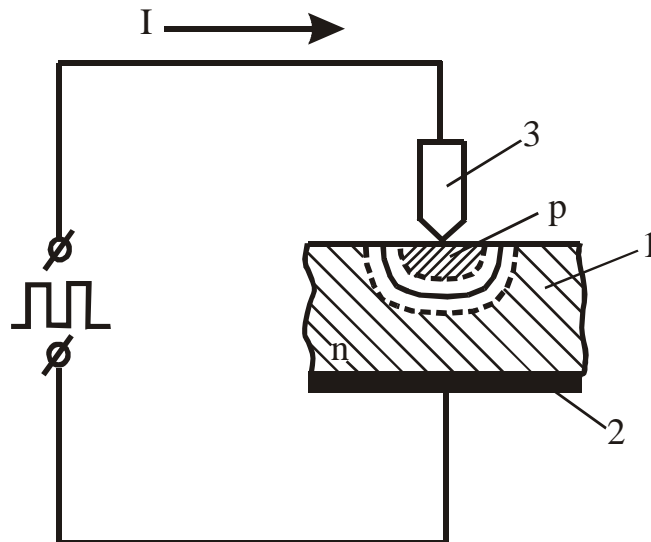


Рисунок 1.9 – Схема формування точкового p - n -переходу

ВАХ точкового діода подібна характеристиці випрямляючого діода, але на її зворотній гілці майже немає горизонтальної ділянки. Із зростанням напруги зворотний струм поступово збільшується і плавно переходить на ділянку пробую. Ці особливості обумовлені неоднорідністю структури крапкових p - n -переходів.

Властивості високочастотних діодів визначаються, в основному, тими ж параметрами, що і випрямляючих діодів. Через малу площу p - n -переходу для них характерні невеликі прямі струми (одиниці – десятки мА), а припустимі зворотні напруги не перевищують десятків вольт.

Крім цього, для високочастотних діодів, призначених для виконання тих чи інших задач, вводять ряд спеціальних параметрів, які відбивають їх

функціональні особливості (коефіцієнт перетворення – у змішувальних діодах; чутливість по струму й добротність – у детекторних і т.д.).

На частотах у тисячі мегагерц (діапазон надвисоких частот – НВЧ) помітно впливають на властивості діода індуктивності його виводів L_v , які тим більші, чим тонші та довші виводи (рис. 1.6, б). На досить високій частоті індуктивний опір виводів ω може стати порівняним з ємнісним опором p - n -переходу $\frac{1}{\omega C_{пер}}$, і в діоді виникнуть резонансні явища. Робоча частота

має бути нижче цієї резонансної частоти. Тому діоди НВЧ – діапазону поміщають у спеціальні корпуси, конструкція яких не тільки зводить до мінімуму індуктивності виводів, але і зручна для включення діодів у хвилевідні лінії передачі, цього діапазону частот.

Контрольні запитання і завдання

1. Які діоди називають високочастотними?
2. Перелічіть діоди, які належать до високочастотних.
3. Чому у високочастотних діодах необхідно зменшувати ємність p - n -переходу?
4. Чому у високочастотних діодах необхідно знижувати опір бази?
5. Чому у високочастотному діапазоні використовують точкові діоди?
6. Які частоти називають надвисокими – НВЧ?
7. Чому в діодів діапазону НВЧ необхідно зменшувати індуктивність виводів?
8. Як забезпечують у діодів НВЧ-діапазону малі індуктивності виводів і ємності p - n -переходу?

1.4 Стабілітрони

Стабілітронами або опорними діодами називають напівпровідникові діоди, які використовують для стабілізації електричної напруги.

ВАХ стабілітрона показана на рис. 1.10.

Пряма гілка характеристики практично нічим не відрізняється від прямої гілки ВАХ звичайного випрямляючого діода. Особливістю стабілітрона є те, що на зворотній гілці його ВАХ є чітко виражена ділянка електричного пробою. На цій ділянці напруга залишається практично постійною в ході зміни струму в широких межах, що і дозволяє використовувати стабілітрон для стабілізації напруги. Ділянка пробою на зворотній гілці ВАХ є робочою ділянкою стабілітрона.

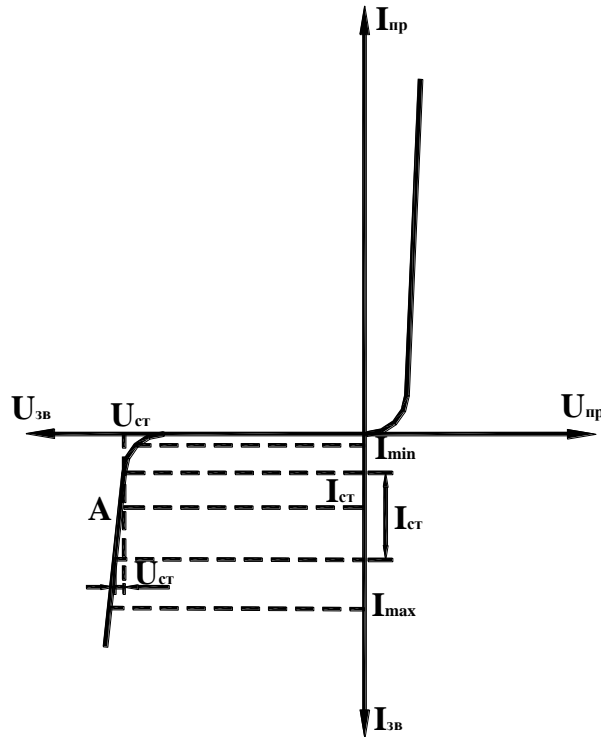


Рисунок 1.10 – Вольтамперна характеристика стабілітрона

Сучасні стабілітрони виготовляють із кремнію, який дозволяє отримувати на характеристиках робочі ділянки з досить високою крутістю і зберігає свої властивості в широкому температурному діапазоні. Залежності від концентрації домішок у *n*- і *p*-шарах переходу розрізняють два різновиди кремнієвих стабілітронів: з малою концентрацією домішок і з широким *p-n*-переходом, які працюють у режимі лавинного пробію. Напруга пробію в цих приладах перевищує 5 В. Стабілітрони на вузьких сильнолегованих *p-n*-переходах працюють на тунельному пробію, напруга якого менше 5 В.

Параметри стабілітрона. Основний параметр стабілітрона – напруга стабілізації $U_{ст}$ (рис. 1.10), що практично збігається з напругою пробію. Параметрами стабілітрона є граничні величини його робочих струмів I_{min} і I_{max} . Починаючи зі струму I_{min} у приладі встановлюється стійкий пробій. Струм I_{max} визначається максимально допустимою потужністю, яку може розсіяти стабілітрон. Експлуатація стабілітрона зі струмом, що перевищує величину I_{max} , неприпустима, оскільки в цьому випадку електричний пробій може перейти в тепловий.

Якість стабілітрона оцінюється значенням диференціального опору:

$$r_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}, \quad (1.2)$$

який визначається як відношення зміни напруги стабілізації $\Delta U_{ст}$ до зміни струму $\Delta I_{ст}$, який викликав цю зміну напруги. Неважко бачити, що $r_{ст}$ визначає крутизну робочої ділянки ВАХ стабілітрона. Чим менше $r_{ст}$, тим вище якість стабілізації. Значення $r_{ст}$ для різних стабілітронів коливається від одиниць до десятків і сотень Ом.

Напруга стабілізації залежить від температури. Ця залежність оцінюється спеціальним параметром, який називається температурним коефіцієнтом напруги стабілізації – ТКНС. Його величина

$$\text{ТКНС} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}} \cdot \frac{1}{\Delta T}. \quad (1.3)$$

Його величина є відносною зміною напруги стабілізації $\frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}}$ на 1° зміни

температури. Вимірюється ТКНС у $1/\text{К}$ або $1/^\circ\text{C}$.

Величина ТКНС і його знак залежать від напруги стабілізації. Для лавиноподібного пробую характерний позитивний ТКНС ($U_{проб}$ зростає із зростанням температури), а для тунельного – негативний ($U_{проб}$ зменшується із зростанням температури). Величина ТКНС звичайно знаходиться в межах $10^{-3} \dots 10^{-4} 1/\text{К}$.

Різновиди стабілітронів. Промисловість випускає стабілітрони із широким діапазоном зміни параметрів $U_{ст}$ (від 3..4 до сотень вольтів) і $P_{доп}$ (до десятків ватів). До спеціальних типів стабілітронів належать термокомпенсовані стабілітрони та стабістори.

Термокомпенсовані стабілітрони відрізняються надзвичайно малим ТКНС (порядку $10^{-4} \dots 10^{-5} 1/\text{К}$). Вони є послідовним з'єднанням звичайного стабілітрона з лавинним пробоем і *p-n*-переходу, включеного в пряму напрямку. З підвищенням температури спадання напруги на прямо включеному переході зменшується, в той час як напруга лавинного пробую стабілітрона зростає. Термокомпенсовані стабілітрони використовують у джерелах еталонної напруги.

Стабістори. Для стабілізації напруги можна використовувати і пряму гілку вольтамперної характеристики діода, якщо вона має велику крутизну. Діоди, які призначені для стабілізації в режимі прямого зміщення, називають стабісторами. Їх виготовляють із кремнію з досить високою концентрацією домішок, що забезпечує малий опір нейтральних областей напівпровідника і круту вольтамперну характеристику.

Відмінною рисою стабісторів порівняно зі стабілітронами є менша напруга стабілізації. Вона визначається прямим спаданням напруги на діоді і для кремнієвих стабісторів складає десяті частки вольт. Оскільки із зростанням температури потенційний бар'єр $p-n$ -переходу зменшується, то стабістори мають негативний коефіцієнт напруги стабілізації.

Схема включення стабілітрона. Принципова схема стабілізатора напруги на стабілітроні наведена на рис. 1.11.

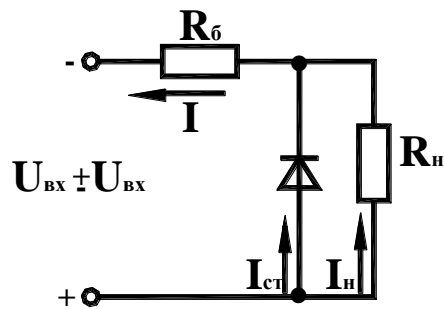


Рисунок 1.11 – Схема стабілізатора напруги на стабілітроні

Такий стабілізатор має всього два елементи – стабілітрон, який включається паралельно навантаженню R_n , і баластовий опір R_b . В ході зміни вхідної напруги стабілізатора на деяку величину ΔU в колі R_b стабілітрон виникає збільшення струму ΔI , який практично цілком відгалужується в стабілітрон, оскільки його опір у режимі пробою істотно менше опору навантаження. Оскільки в ході зміни струму на робочій ділянці стабілітрона напруга на його затискувачах міняється мало, то практично все збільшення вхідної напруги виділяється на баластовому опорі:

$$\Delta U_{вх} \approx \Delta I \cdot R_b.$$

В результаті цього напруга на навантаженні змінюється незначно. При правильному виборі параметрів схеми вдається в десятки разів зменшити нестабільність напруги в навантаженні.

Контрольні запитання і завдання

1. Які діоди називають стабілітронами?
2. Наведіть ВАХ стабілітрона і покажіть на ній робочу ділянку.
3. Які види електричного пробою використовують у стабілітронах?
4. З якого напівпровідникового матеріалу виготовляють, в основному, стабілітрони?
5. Як відрізняється ступінь легування кремнію в стабілітронах із лавинним і тунельним пробоєм?

6. Перелічіть параметри стабілітронів і покажіть, як можна їх визначити з ВАХ.
7. Від чого залежить величина напруги стабілізації?
8. Якими фізичними факторами визначаються значення мінімального I_{\min} та максимального I_{\max} струмів стабілітрона?
9. Яка якість стабілітрона оцінюється таким параметром як диференціальний опір?
10. Виберіть на робочій ділянці ВАХ стабілітрона робочу точку і покажіть, як у ній можна визначити диференціальний опір.
11. Що називають температурним коефіцієнтом напруги стабілізації – ТКНС?
12. У яких одиницях вимірюють ТКНС?
13. Як залежить знак ТКНС від виду пробою, використовуваного в стабілітроні?
14. Які стабілітрони називають термокомпенсованими?
15. Як досягається мале значення ТКНС у термокомпенсовані стабілітронів?
16. Які діоди називають стабісторами?
17. З якого напівпровідникового матеріалу, як правило, виготовляють стабістори?
18. Наведіть ВАХ стабістора та покажіть на ній робочу ділянку.
19. Чому напруга стабілізації стабісторів складає звичайно десятки частки вольт?
20. Наведіть схему стабілізатора напруги на стабілітроні.
21. Яка роль баластового опору R_6 у схемі стабілізатора?

1.5 Варикапи

Варикап – це напівпровідниковий діод, призначений для використання як ємність, керована напругою.

Принцип дії. Електронно-дірковий перехід має дифузійну й бар'єрну ємності, значення яких залежить від прикладеної напруги. Дифузійна ємність у варикапі не використовується, тому що вона проявляється при прямому зміщенні *p-n*-переходу, коли протікає великий струм і в приладі витрачається значна потужність. Робочими елементами для варикапів є бар'єрні ємності *p-n*-переходів, які працюють у режимі зворотного зміщення. Струм, що протікає через варикап, у цьому випадку дуже малий і на керування його ємністю витрачається мала потужність.

Структура варикапа визначається основними вимогами, висунутими до приладу: він повинен мати «різку» залежність ємності від напруги, досить велику напругу пробою, малий опір бази. На рис. 1.12 показана структура варикапа $p^+ - n - n^+$ -типу з двошаровою базою ($n - n^+$). При цьому високоомний n -шар, у якому створюють робочий $p - n$ -перехід, має товщину до 10 мкм і його отримують методом епітаксії на низькоомному n^+ -шарі. Така структура забезпечує порівняно високу пробивну напругу $p - n$ -переходу без істотного збільшення опору бази. Конструктивне оформлення варикапів не відрізняється від звичайних діодів. Для захисту варикапів від впливів навколишнього середовища застосовують металеві, скляні чи пластмасові корпуси.

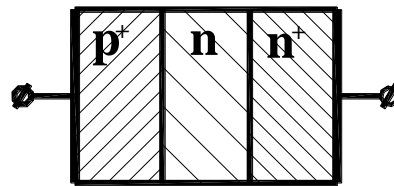


Рисунок 1.12 – Структура варикапа

Характеристики та параметри. Основною характеристикою варикапа є вольтфарадна характеристика, яка є залежністю його ємності від прикладеної напруги (рис. 1.13).

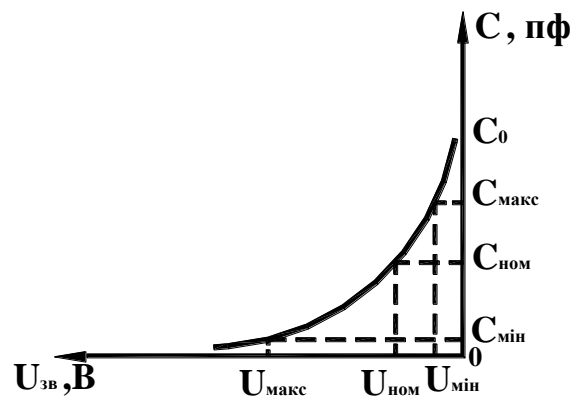


Рисунок 1.13 – Вольтфарадна характеристика варикапа

Ця характеристика нелінійна, крутизна її залежить від розподілу домішок у напівпровіднику, тобто структури $p - n$ -переходу.

Основними параметрами варикапа є:

C_0 – початкова ємність, вимірювана за відсутності зовнішньої напруги. Величина цієї ємності для приладів, що серійно випускаються, може досягати сотень пікофарад;

$C_{ном}$ – номінальна ємність при заданій зовнішній напрузі $U_{ном}$;

C_{\max} , C_{\min} – максимальна і мінімальна ємності в межах заданого діапазону зміни керуючої напруги від мінімальної величини U_{\min} до максимального значення U_{\max} .

Для оцінки якості варикапа вводиться такий параметр, як добротність Q . Добротність Q визначається як відношення реактивного опору до опору втрат у приладі на заданій частоті.

Ця величина є складною функцією частоти і для більшості промислових зразків приладів має максимум у діапазоні частот 1...10 МГц.

Застосування варикапів. Найчастіше варикапи використовують для електронного підстроювання резонансної частоти коливальних контурів. Типова схема включення варикапа наведена на рис. 1.14. Варикап підключено до LC-контур паралельно через розділовий конденсатор C_p , ємність якого $C_p \gg C_{\text{ном}}$. Цей конденсатор ізолює LC-контур від кола керування варикапа. Постійне зміщення $U_{\text{упр}}$, що керує ємністю варикапа, подається через резистор R номіналом у сотні кілоом. Цим виключається шунтування контуру колом зміщення.

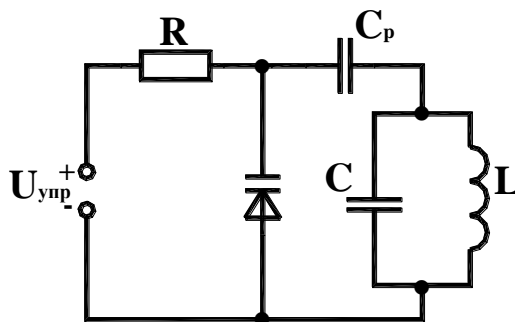


Рисунок 1.14 – Схема включення варикапа

Контрольні запитання і завдання

1. Який діод називають варикапом?
2. Чому у варикапах не використовується дифузійна ємність $p-n$ -переходу?
3. Чому у варикапах використовується бар'єрна ємність $p-n$ -переходу?
4. Яке зміщення $p-n$ -переходу – пряме чи зворотне – є робочим для варикапа?
5. Які вимоги висуваються до варикапа?
6. Наведіть приклад структури варикапа.
7. Яка характеристика варикапа називається вольтфарадною?
8. Перелічіть параметри варикапів і покажіть як їх можна визначити за вольтфарадною характеристикою.
9. Що таке добротність варикапа?
10. Наведіть і поясніть схему включення варикапа.

1.6 Імпульсні діоди

Імпульсні діоди призначені для роботи з імпульсними сигналами. Вони застосовуються як швидкодіючі ключі, тобто пристрої, що мають два стани – малого опору («відкритий») і великого опору («закритий»).

У подібному режимі можуть працювати і звичайні випрямляючі діоди. При прямому зміщенні вони мають малий, а при зворотному – великий опір. Для їхнього переключення з одного стану в інший затрачається багато часу.

На відміну від цього, імпульсні діоди мають дуже малий час переключення (висока швидкодія). Швидкодія імпульсних діодів оцінюється за перехідними характеристиками.

Перехідна характеристика є залежністю струму від часу або напруги у виводах приладу при подачі на нього сигналу визначеної (звичайно прямокутної) форми.

Перехідна характеристика струму імпульсного діода при подачі на нього відпираючого імпульсу прямокутної форми показана на рис. 1.15.

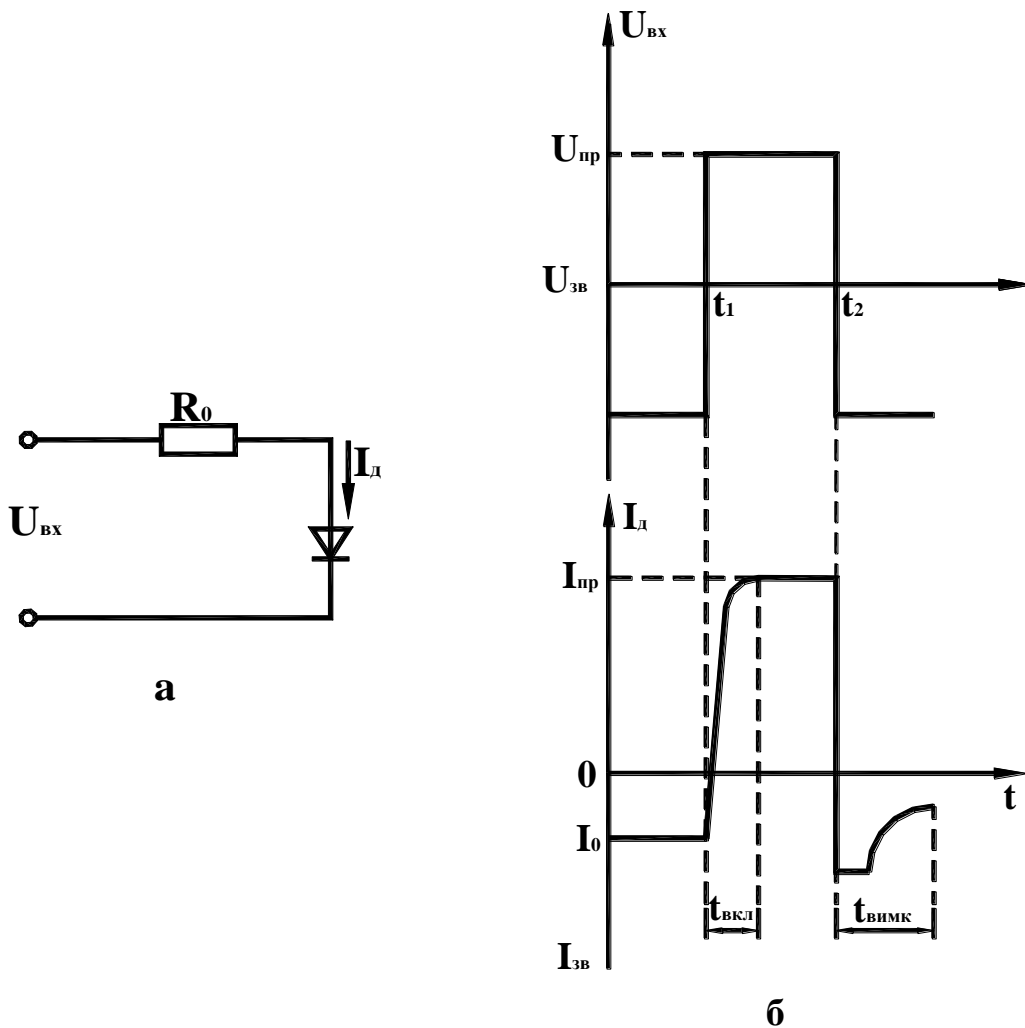


Рисунок 1.15 – Схема дослідження та перехідні процеси в діоді а, б відповідно

У початковому стані ($t < t_1$) на діод подана запираюча напруга $U_{вх} = U_{обр}$, і в його виводах протікає невеликий зворотний струм $I_d = I_0$. У цьому режимі в діоді існує розподіл нерівноважних носіїв, показаних кривими на рис. 1.16.

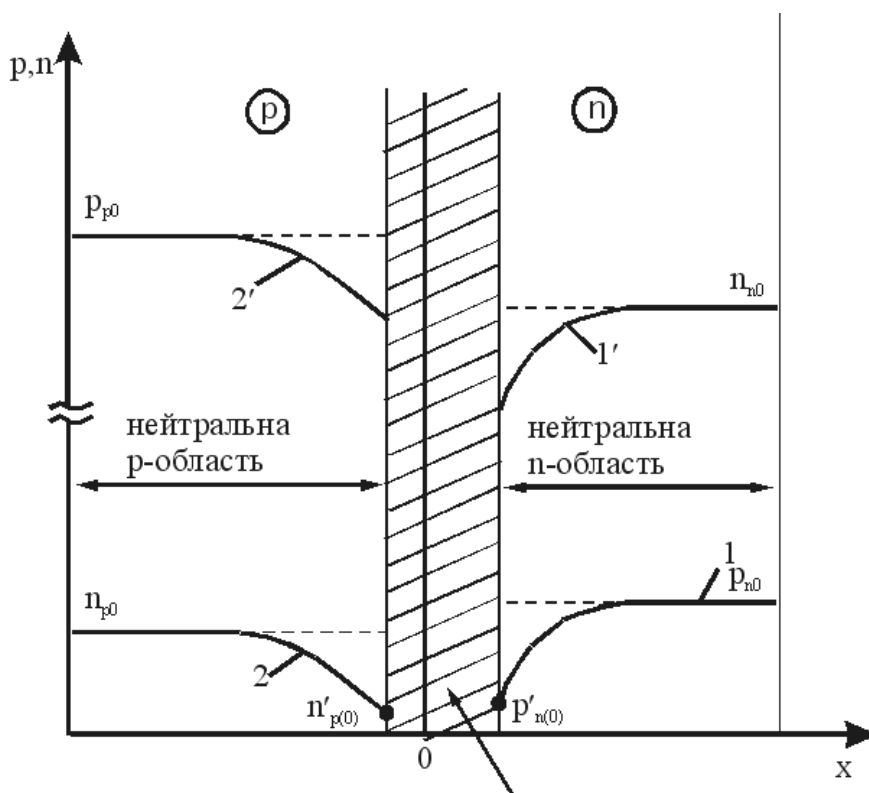


Рисунок 1.16 – Розподіл носіїв заряду в нейтральних областях при зворотному зміщенні

В момент часу $t = t_1$ на діод надходить відпираюча напруга $U_{вх} = U_{пр}$, під дією якої в діоді має встановлюватися струм $I_d = I_{пр}$. Розподіл нерівноважних носіїв у цьому випадку має відповідати кривим рис. 1.17.

Однак, як видно з рис. 1.15, б, прямий струм встановлюється не миттєво, а лише через час $t_{вкл}$, який називається *часом включення*. Протягом цього часу в діоді відбувається нагромадження надлишкових нерівноважних носіїв, тобто вихідні розподіли (рис. 1.15, б) перетворюються в розподіли, характерні для прямого включення.

У момент часу $t = t_2$, коли закінчується відмикаючий імпульс на вході, у діоді починається зворотний процес. Для того, щоб перевести його в закритий стан, необхідно вивести («розсмоктати») із приконтактних областей накопичені надлишкові носії. Розподіли (рис. 1.17) мають повернутися у початковий стан (рис. 1.16). Тому до повного завершення цього процесу зворотний струм у діоді перевищує значення I_0 . Час $t_{вимкл}$, протягом якого в діоді встановлюється нормальна величина зворотного струму, називають *часом вимикання*.

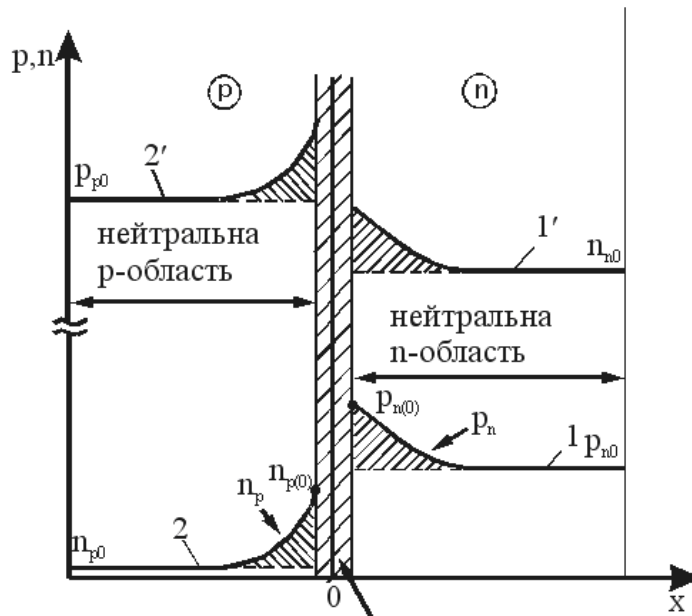


Рисунок 1.17 – Розподіл носіїв заряду в нейтральних областях при прямому зміщенні

Описані процеси нагромадження й розсмоктування нерівноважних носіїв є процесами заряду й розряду дифузійної ємності p - n -переходу. Кінцева їхня тривалість – це головна причина інерційності діода. Крім того, на швидкодію діода впливають і процеси перезарядження бар'єрної ємності p - n -переходу. Але впливом цих процесів можна знехтувати.

Параметри імпульсних діодів. Загальні властивості імпульсних діодів оцінюються системою параметрів, введених раніше для випрямляючих діодів, ($I_{пр\ max}$, $U_{пр\ max}$, $U_{зв\ доп}$, $I_{звр}$ і т.д.). Крім цього, у паспорті імпульсного діода завжди вказуються величини $t_{вкл}$ і $t_{викл}$. У ряді випадків ці параметри називаються, відповідно, часом встановлення прямого ($t_{вст}$) і встановлення зворотного ($t_{вист}$) опорів. В сучасних імпульсних діодах $t_{викл} > t_{вкл}$ і їхня загальна швидкодія оцінюється величиною $t_{викл}$. Для швидкодіючих діодів $t_{викл}$ знаходиться в межах від десятих часток до декількох мікросекунд. Діоди з надвисокою швидкодією мають $t_{вих} < 0.1$ мкс.

Структура та конструкція імпульсних діодів мають забезпечувати насамперед максимальну швидкодію. Її досягають у першу чергу за рахунок зменшення ємності p - n -переходу, для чого роблять малою площу переходу. Тому широко поширені імпульсні діоди крапкової конструкції. Сучасна технологія дозволяє отримати і плоскі p - n -переходи малої площі, названі мікроплощинними. На рис. 1.18 показано два приклади мікроплощинних переходів: меза- і планарного типу, формованих методами дифузійної технології.

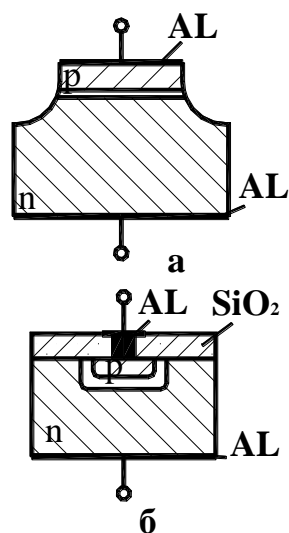


Рисунок 1.18 – Структури меза (а) і планарного (б) діодів

У випадку меза-діода після проведення дифузії частина дифузійного p -шару хімічно стравлюється. Залишається p - n -перехід, що піднімається над іншою структурою у вигляді столу (звідси назва діода: «меза» – іспанською – стіл). Структура планарного діода формується дифузією домішок через вікно в плівці SiO_2 . Мала площа переходу досягається малим розміром вікна.

Крім зменшення розмірів p - n -переходів, швидкодію імпульсних діодів збільшують шляхом легування їх структури золотом. Атоми золота створюють у кристалі центри рекомбінації і зменшують час життя носіїв. Це сприяє зменшенню $t_{\text{вискл}}$.

В імпульсних діодах часто застосовують переходи Шотки. Їхньою особливістю є відсутність нагромадження нерівноважних носіїв при прямому зміщенні. Інерційність діодів Шотки пояснюється лише наявністю бар'єрної ємності, яка не перевищує одиниць пікофарад. Діоди Шотки можуть мати час вимикання порядку $1 \text{ нс} = 10^{-9} \text{ с}$.

Контрольні запитання і завдання

1. Які діоди називають імпульсними?
2. Які електронні пристрої називають ключовими?
3. Чому в ключових пристроях не застосовують випрямляючі діоди?
4. Що називають швидкодією імпульсних діодів?
5. Що таке перехідна характеристика імпульсного діода?
6. Наведіть перехідну характеристику струму імпульсного діода при подачі на нього випрямляючої напруги прямокутної форми.

7. Наведіть і поясніть розподіл нерівноважних носіїв заряду в нейтральних областях кристала при прямому зміщенні p - n -переходу.
8. Наведіть і поясніть розподіл нерівноважних носіїв заряду в нейтральних областях кристалу при зворотньому зміщенні p - n -переходу.
9. Покажіть на перехідній характеристиці імпульсного діода час включення $t_{\text{вкл}}$ і поясніть, з якими фізичними процесами він зв'язаний.
10. Покажіть на перехідній характеристиці імпульсного діода час вимикання $t_{\text{викл}}$ і поясніть, з якими фізичними процесами він зв'язаний.
11. Яким часом – $t_{\text{вкл}}$ або $t_{\text{викл}}$ – визначається швидкодія імпульсного діода?
12. Чому для поліпшення швидкодії імпульсних діодів зменшують площу p - n -переходу?
13. Наведіть і поясніть структуру меза-діода.
14. Наведіть і поясніть структуру планарного діода.
15. З якою метою структуру імпульсних діодів легують золотом?
16. Чим визначається швидкодія імпульсних діодів Шотки?

2 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРНІ СТРУКТУРИ

2.1 Пристрій і принцип дії біполярних транзисторів

Біполярний транзистор (БТ) – триелектродний прилад, здатний підсилювати електричні сигнали за потужністю. Його структура (рис. 2.1) містить три області з різними типами провідності. Залежно від порядку чергування цих областей розрізняють БТ типу $p-n-p$ і $n-p-n$.

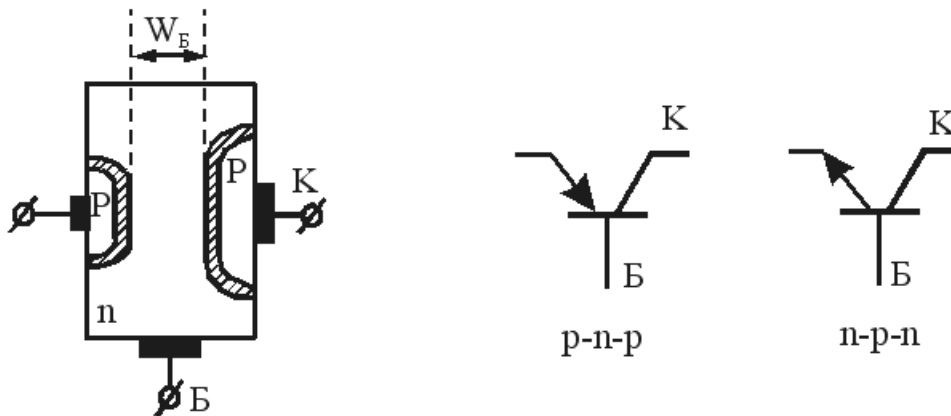


Рисунок 2.1 – Біполярний транзистор і його позначення

Основні визначення. Одна з крайніх областей БТ називається *емітером*, середня область – *базою*, інша крайня область – *колектором*. Електронно-дірковий перехід між емітером і базою називають емітерним. Зазвичай він працює в режимі інжекції неосновних носіїв у базу, тобто має пряме зміщення. З метою підвищення ефективності роботи емітерного переходу (ЕП) емітер легують сильніше бази. Концентрація домішок в емітері N_e зазвичай на два–три порядки перевищує концентрацію домішок у базі N_b .

Інший $p-n$ -перехід БТ, що називається колекторним (КП), призначений для екстракції неосновних носіїв із бази, тобто працює зі зворотним зміщенням. Площа цього переходу завжди більше площі ЕП. Залежно від технології виробництва БТ його колектор може мати більшу чи меншу, ніж база, ступінь легування.

Найважливішим параметром структури БТ є ширина бази W_B – відстань між ЕП і КП. Значення W_B має бути набагато меншим дифузійної довжини L неосновних носіїв у базі, типове значення її – від часток мікрометра до десятків мкм.

Різновиди БТ. Струми в структурі БТ утворюються рухом носіїв заряду двох знаків – електронів і дірок. Цим пояснюється назва «біполярний транзистор», тобто транзистор, що працює на двох полярних носіях заряду. Взаємодія між переходами БТ здійснюється шляхом передачі через базу неосновних носіїв: дірок у *p-n-p*-структурах.

Залежно від механізму переносу неосновних носіїв, через базу розрізняють *дрейфові та бездрейфові БТ*. У бездрейфових БТ носії переміщуються від емітера до колектора за рахунок дифузії, а в дрейфових – під дією прискорюючого електричного поля, створюваного в базі. Вивчення загальних властивостей БТ починають зазвичай на прикладі БТ бездрейфового типу.

За технологією виробництва розрізняють сплавні, дифузійні, дифузійно-сплавні, планарні, епітаксціальні та інші типи БТ. Транзистори розрізняють також за родом вихідного напівпровідникового матеріалу (германій, кремній, арсенід галію й ін.).

Конструкція. Для захисту від впливів навколишнього середовища кристал із структурою БТ поміщають у герметичний корпус, заповнений інертними газами, і опресовують пластмасою. У безкорпусному варіанті конструкції структуру покривають захисними плівками (лаки, смоли, скла).

Принцип дії бездрейфового БТ розглянемо на прикладі транзистора, включеного за схемою рис. 2.2.

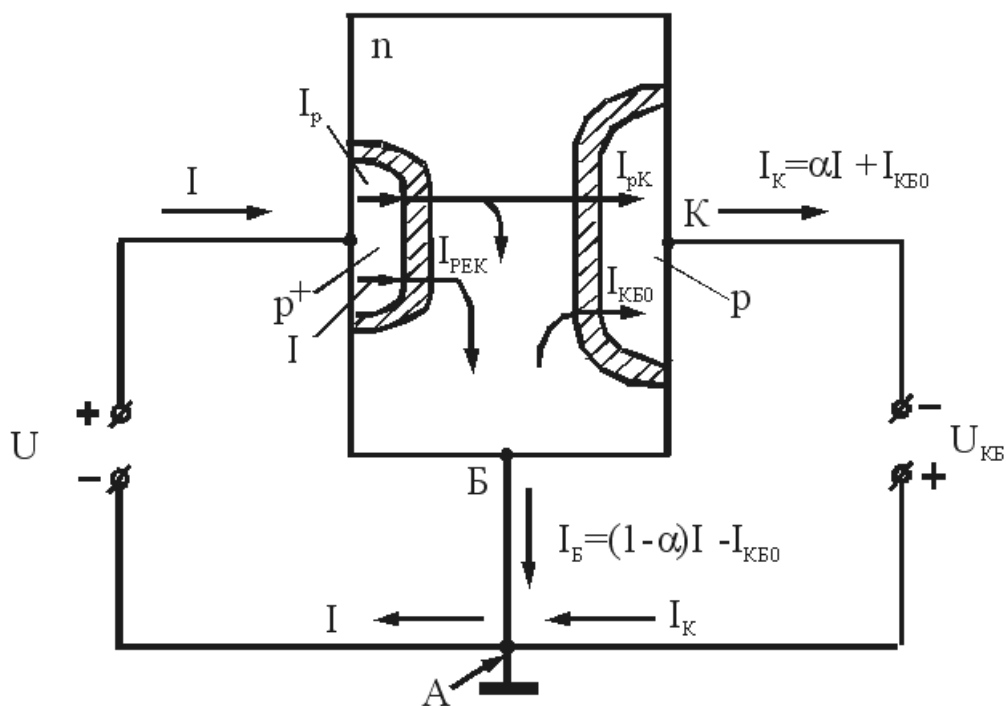


Рисунок 2.2 – Передача струму в бездрейфовому БТ

При цьому потрібно пам'ятати, що технічний напрямок струму збігається з фактичним рухом дірок і протилежний фактичному руху електронів.

У розглянутій схемі на емітер БТ подається прямий, а на колектор – зворотне зміщення. Такий режим роботи транзистора називають *нормальним активним режимом*. Оскільки ЕП зміщений у прямому напрямку, то дірки з емітера інжектують у базу, створюючи дірковий струм I_{pe} . Зустрічна інжекція електронів із бази в емітер створює електронний струм I_{ne} , який набагато менший діркового струму I_{pe} . Таке співвідношення між струмами I_{pe} й I_{ne} пояснюється більш високим ступенем легування емітера. Повний струм емітера

$$I_e = I_{pe} + I_{ne}. \quad (2.1)$$

У реальному БТ $I_{pe} \gg I_{ne}$ та $I_e \cong I_{pe}$.

Внаслідок інжекції концентрація дірок у базі з боку емітера зростає і стає більшою, ніж із боку колектора. Тому дірки дифундуватимуть в напрямку колектора, що знаходиться під зворотним зміщенням. Досягши межі КП, дірки електричним полем переходу втягуються (екстрагують) у колектор. Це призводить до появи діркового струму I_{pk} у колі колектора.

У процесі дифузії через базу деякі дірки рекомбінують з електронами – основними носіями в базі. Це призводить до появи у виводі бази струму рекомбінації $I_{рек}$. Однак, якщо ширина бази мала ($W_B \ll L$), то струм рекомбінації $I_{рек}$ теж малий $I_{рек} \ll I_{pe}$.

Більша частина інжектованих дірок досягає колекторного переходу $I_{pk} \cong I_{pe}$.

Розглянемо тепер, що відбувається в колі колектора. За відсутності інжекції емітера, коли $I_e=0$, через колекторний перехід протікає невеликий зворотний струм $I_{кбо}$. Він утворюється неосновними носіями-електронами з колектора та дірками з бази. Струм $I_{кбо}$ називають *некерованим струмом колектора*.

При подачі прямого зміщення на ЕП у колі колектора з'являється додатковий струм I_{pk} екстракції дірок, що дійшли сюди від емітерного переходу. Повний струм у виводі колектора

$$I_k = I_{pk} + I_{кбо}. \quad (2.2)$$

Струм I_{pk} є частиною емітерного струму I_e і називається керованим струмом колектора. Якщо прийняти, що $I_{pk} = \alpha I_e$, то повний струм колектора

$$I_k = \alpha I_e + I_{кбо}. \quad (2.3)$$

Коефіцієнт α у формулі (2.3) називають *коефіцієнтом передачі струму в транзисторі*, він показує, яка частина емітерного струму відгалужується в колекторне коло. При досить тонкій базі, коли втрати за рахунок рекомбінації малі, коефіцієнт α не менше 0,95, але завжди менше одиниці.

Відповідно до рівняння (2.3) БТ – це прилад, керований струмом: величина вихідного (колекторного) струму визначається вхідним (емітерним) струмом. Відповідно до схеми рис. 2.2 у точці А сходяться три виводи БТ, по яких протікають струм емітера I_e , струм колектора I_k і струм бази I_b . Точка А називається вузлом струмів. Для вузла струмів є справедливим правило: сума струмів, що втікають у вузол, дорівнює сумі струмів, що витікають із нього. Відповідно до цього правила

$$I_e = I_k + I_b. \quad (2.4)$$

Використовуючи (2.3) і (2.4), можна записати

$$I_b = I_e - I_k = (1-\alpha) I_e - I_{кбо}. \quad (2.5)$$

Транзистори типу n-p-n відрізняються тільки тим, що передача струму від емітера до колектора здійснюється потоком електронів.

Підсилювальні властивості бт розглянемо на прикладі спрощеної схеми підсилення змінного сигналу (рис. 2.3). На цій схемі $U_{вх.}$ – змінний вхідний сигнал, що підлягає посиленню, включений у коло емітера. Це коло є вхідним. Вихідне коло – це коло колектора, там включено резистор навантаження R_H , – з якого знімають посилений сигнал. Вхідним струмом є струм емітера I_e , вихідним струм колектора.

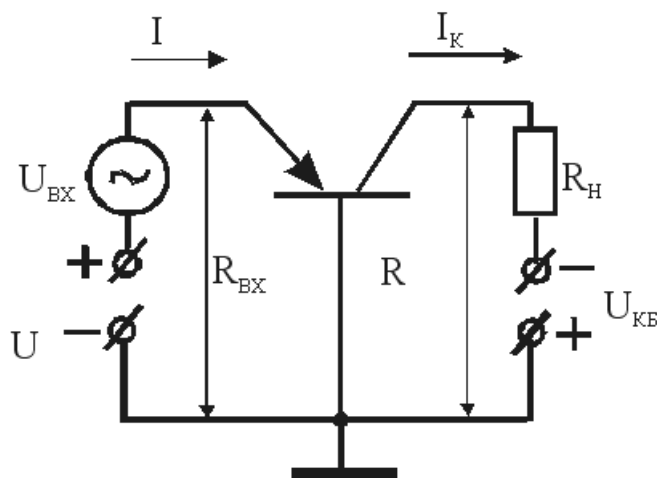


Рисунок 2.3 – Включення БТ для підсилення змінного сигналу

Підсилювальні властивості БТ, як і будь-якого електронного приладу, оцінюють коефіцієнтами підсилення за струмом K_I , за напругою K_U і за потужністю K_P . Змінний струм можна розглядати як зміну (збільшення) постійного струму – ΔI , відповідно змінна напруга – збільшення постійної напруги – ΔU , потужність змінного сигналу – збільшення ΔP потужності постійного струму.

За визначенням:

$$K_I = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{вх}}; \quad K_U = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{вх}}; \quad K_P = \frac{\Delta P_H}{\Delta P_{вх}}. \quad (2.6)$$

Для схеми рис. 2.3:

$$K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_e}.$$

Якщо емітерний струм отримав збільшення ΔI_e , то відповідно до (2.3)

$$\Delta I_K = \alpha \Delta I_e, \quad (2.7)$$

оскільки струм $I_{кбо}$ не залежить від I_e .

Отже, з (2.6) і (2.7) випливає

$$K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_e} = \alpha. \quad (2.8)$$

Коефіцієнт $\alpha < 1$, хоча досить близький до одиниці. Отже, у розглянутій схемі, БТ не здійснює підсилення за струмом: змінний струм виходячи $\Delta I_{до}$ незначно, але все ж таки менший змінного струму входу ΔI_e .

Коефіцієнт підсилення напруги

$$K_U = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_E R_{вх}} = \alpha \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (2.9)$$

У розглянутій схемі $R_{вх}$ – мале, тому що у вхідному колі БТ – емітерний перехід прямо зміщений. Навпаки, $R_{вх}$ – велике, тому що у вихідному колі – колекторний перехід зі зворотним зміщенням. Розходження між $R_{вх}$ і $R_{вих}$ може складати сотні – тисячі разів. Звичайно резистор навантаження R_H вибирають за величиною, досить близьким до $R_{вих}$. Отже

$$R_H \gg R_{вх} \quad \text{та} \quad K_U \gg 1.$$

У розглянутій схемі БТ здійснює підсилення змінного сигналу за напругою.

$$K_P = \frac{\Delta I_K \cdot \Delta U_H}{\Delta I_e \cdot \Delta U_{вх}} = K_I \cdot K_U. \quad (2.10)$$

Оскільки K_I незначно менше 1, а K_U істотно більше одиниці, то

$$K_P \gg 1.$$

БТ здійснює підсилення змінного сигналу за потужністю.

Режими роботи транзистора. Розглянутий раніше режим роботи БТ, названий нормальним активним режимом, є основним, але не єдиним. У структурі БТ є два *p-n*-переходи, кожен з яких може працювати в режимі прямого чи зворотного зміщення. Тому, залежно від полярності напруг, що подаються на переходи, розрізняють чотири режими роботи БТ:

– нормальний активний (ЕП – відкритий, КП – закритий)

- інверсний активний (ЕП – закритий, КП – відкритий)
- насичення (обидва переходи відкриті);
- відсічення (обидва переходи закриті).

Властивості БТ у кожному з цих режимів залежать від розподілів носіїв і струмів у його структурі.

Нормальний активний режим. Схема включення БТ і розподіл струмів показані на рис. 2.2. Можна зазначити, що найбільш важливим для роботи *p-n-p*-транзистора є дірковий струм емітера I_{pe} . Електронний струм емітера I_{ne} в передачі потужних сигналів не бере участь і його прагнуть звести до мінімуму. Коефіцієнт передачі за струмом БТ у нормальному режимі

$$\alpha_N = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_e} \quad *$$

В активному режимі БТ має найкращі підсилювальні властивості.

Інверсний активний режим відрізняється від нормального лише тим, що емітер і колектор виконують функції, протилежні нормальному режиму. Схема виконання *p-n-p*-транзистора і струми в ньому показані на рис. 2.4, а. Розділені струми в цьому режимі є як би дзеркальним відображенням нормального режиму, але замість зворотного струму колектора $I_{кбо}$. Коефіцієнт передачі за струмом в цьому режимі

$$\alpha_I = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_K} < \alpha_N. \quad (2.11)$$

Тут індекс N означає, що параметр α визначений для активного режиму.

Таким чином, якщо в ході збирання електронної схеми переплутати виводи колектора та емітера, то БТ, у принципі, має зберегти свою працездатність.

Зміниться лише величина коефіцієнтів підсилення, оскільки для реальних транзисторів справедливо: $\alpha_I < \alpha_N$. Гірші підсилювальні властивості БТ в інверсному режимі пояснюються тим, що колекторний перехід погано інжектує внаслідок слабого легування колектора, а емітерний перехід, який має малу площу, погано екстрагує дірки з бази. Тому інверсний режим роботи БТ використовується рідко.

Режим насичення. У режимі насичення обидва переходи БТ відкриті.

Схема включення БТ і струми в ньому показані на рис. 2.4, б. У кожному з переходів протікають струми інжекції й струми екстракції. Наприклад, через емітерний перехід протікають струми інжекції дірок I_{pe} й електронів I_{ne} , а також струм екстракції дірок I'_{pe} , які дійшли від колекторного переходу.

Аналогічні складові є й у колекторному переході. Напрямок струму у виводах емітера та колектора залежить від того, яка з цих компонент переважає.

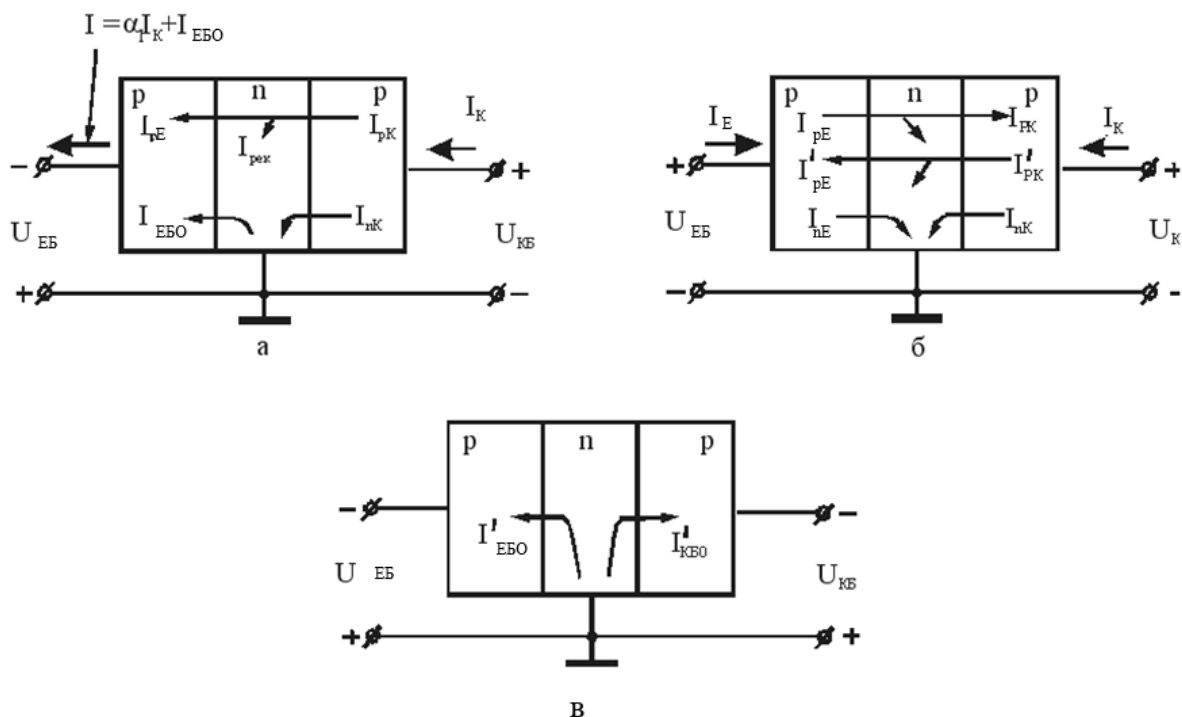


Рисунок 2.4 – Струми в транзисторі в різних режимах роботи: а, б, в

У режимі насичення БТ не має підсилювальних властивостей.

Режим відсічення. У цьому режимі обидва р-п переходи БТ мають зворотне зміщення. Схема включення та струми в БТ показані на рис. 2.4, в. У БТ протікають зворотні струми переходів $I'_{e\delta o}$ й $I'_{k\delta o}$. Ці струми за величиною трохи менші, ніж введені раніше $I_{e\delta o}$ і $I_{k\delta o}$. Більш точна їхня оцінка дозволяє вважати, що в режимі відсічення практично можна прийняти $I_e = I_{e\delta o} \approx 0$; $I_k = I'_{k\delta o} \approx I_{k\delta o}$. У режимі відсічення БТ, як і в режимі насичення, не має підсилювальних властивостей.

Контрольні запитання і завдання

1. Який напівпровідниковий прилад називається біполярним транзистором?
2. Які різновиди структури є в БТ?
3. Наведіть умовні позначення *p-n-p* і *n-p-n*-транзисторів.
4. Нарисуйте структуру БТ і вкажіть області транзистора.
5. Поясніть особливості легування областей БТ.
6. Що таке ширина бази та якій умові вона має відповідати?
7. Перелічіть різновиди БТ.
8. Нарисуйте схему включення БТ у нормальному активному режимі.
9. З яких компонентів складається струм емітера?
10. Що таке струм рекомбінації в базі?
11. З яких компонентів складається струм колектора?

12. Що називають коефіцієнтом передачі струму в транзисторі?
13. Напишіть вираз, який встановлює зв'язок між струмами емітера та колектора.
14. Напишіть вираз, який встановлює зв'язок між струмами емітера, бази та колектора.
15. Наведіть схему включення *n-p-n*-транзистора в нормальному активному режимі.
16. Якими коефіцієнтами оцінюють підсилювальні властивості БТ? Приведіть вирази для цих коефіцієнтів.
17. Нарисуйте спрощену схему підсилення змінного сигналу на БТ.
18. Запишіть коефіцієнт підсилення струму БТ у схемі питання 17 та визначте його величину порівняно з одиницею.
19. Запишіть коефіцієнт підсилення за напругою БТ у схемі питання 17 та визначте його величину порівняно з одиницею.
20. Запишіть коефіцієнт підсилення за потужністю БТ у схемі питання 17 і оцініть його величину порівняно з одиницею.
21. Перелічіть режими роботи БТ.
22. Зобразіть схему включення БТ в інверсному активному режимі та розподіл струмів у БТ.
23. Поясніть, чому підсилювальні властивості БТ в інверсному режимі гірші, ніж у нормальному активному.
24. Зобразіть схему включення БТ у режимі насичення та розподіл струмів у транзисторі.
25. Подайте схему включення БТ у режимі відсічення та розподіл струмів у транзисторі.

2.2 Схеми включення, характеристики транзистора

Біполярний транзистор має три зовнішніх виводи, один із яких має бути спільним для вхідного та вихідного кола. Залежно від вибору спільного виводу розрізняють три схеми включення – *із спільною базою (СБ)*, *спільним емітером (СЕ)* і *спільним колектором (СК)*. Зміна схеми включення призводить до змін електричних властивостей БТ. Розглянемо ці зміни за умови роботи транзистора в нормальному активному режимі.

Схема СБ (рис. 2.5, а) вже аналізувалася при розгляді принципу дії БТ.

Як було показано, у схемі СБ транзистор не забезпечує підсилення за струмом, але має підсилення за напругою та потужністю. У цій схемі БТ має

малий вхідний і великий вихідний опір, оскільки вхідний струм I_e протікає через відкритий емітерний, а вихідний струм I_k – через закритий колекторний перехід.

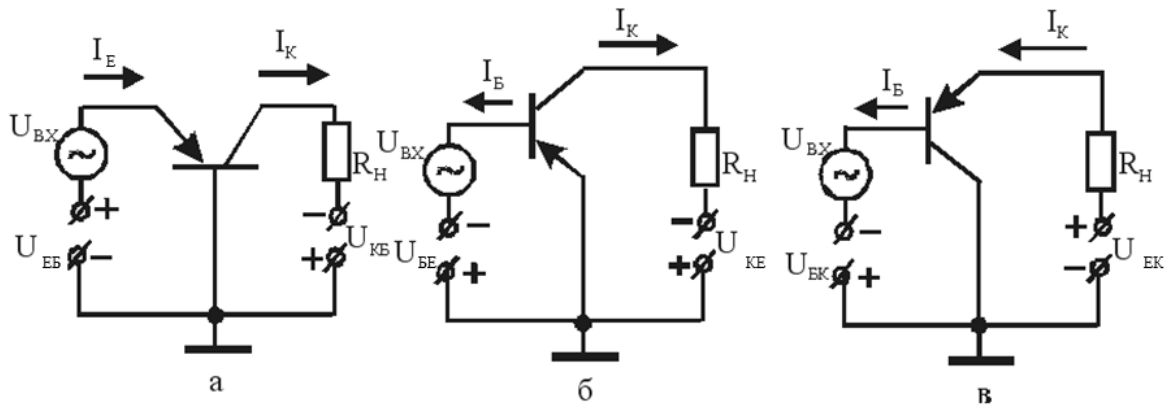


Рисунок 2.5 – Схеми включення транзистора:
 а – схема СБ, б – схема СЕ, в – схема СК

Схема СБ використовується рідко. Головна галузь її застосування – високоякісні підсилювачі, які мають малі переколювання форми сигналів, низькі рівні шумів або працюючі на високих частотах.

Схема СЕ (рис. 2.5, б) відповідає випадку коли спільним електродом є емітер, а виводи бази і колектора утворюють відповідно вхідні і вихідні кола. Одна з особливостей схеми СЕ полягає в тому, що для забезпечення активного режиму роботи БТ на його виводи мають подаватися однополярні напруги. Пряме зміщення емітера забезпечується негативною напругою на базі $U_{BE} < 0$, а зворотне зміщення колектора – негативною напругою $U_{KE} < 0$, що перевищує напругу на базі: $|U_{KE}| > |U_{BE}|$. У цьому випадку база матиме позитивний потенціал стосовно колектора і його перехід зміститься в зворотному напрямку.

Підсилювальні властивості БТ у схемі із СЕ відрізняються від підсилювальних властивостей БТ у схемі з СБ. Для оцінки цих властивостей необхідно встановити зв'язок між струмом на вході (I_B) і виході (I_K) транзистора.

Фізичні процеси в транзисторі не залежать від схеми включення, а залежать тільки від режиму його роботи. Отже, якщо в схемі СЕ на виводи транзистора подати напруги відповідні нормальному активному режиму, то струми емітера I_e і колектора $I_{до}$ мають бути зв'язані співвідношенням (2.3). У схемі СЕ теж є вузол струмів, у якому сума струмів, що втікають, дорівнює сумі, що витікають. Тому і для схеми СЕ, як і для схеми СБ.

$$I_E = I_K + I_B.$$

Використовуючи цю суму й рівність (2.3), отримаємо

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{КБО}. \quad (2.12)$$

Введемо параметр

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (2.13)$$

отримаємо з (2.12):

$$I_K = \beta I_B + (\beta + 1) I_{КБ0}. \quad (2.14)$$

Параметр β називають *коефіцієнтом підсилення струму бази*. Оскільки коефіцієнт α близький до одиниці, то величина $(1 - \alpha)$ дуже мала і для коефіцієнта β справедливо:

$$\beta \gg 1.$$

Так, якщо $\alpha = 0,99$, то $(1 - \alpha) = 0,01$ і $\beta = 99$. Як видно, у схемі СЕ транзистор забезпечує значне підсилення струму. Крім цього тут зберігається підсилення за напругою. Таким чином схема СЕ відрізняється дуже великим підсиленням за потужністю і є основною схемою включення БТ.

Вхідний опір БТ у схемі СЕ більший вхідного опору того ж транзистора, включеного за схемою СБ. Розходження пояснюється тим, що за однакових вхідних напрямків $|U_{BE}| = |U_{EB}|$ вхідний струм схеми СЕ, який дорівнює струму бази I_B , набагато менший від струму I_E , який є вхідним для схеми СБ. Вхідний опір БТ у схемі СЕ трохи менше, ніж у схемі СБ.

Схема СК (рис. 2.5, в). В ході включення транзистора за схемою СК вхідний сигнал подається в коло бази, а вихідний знімається з виводу емітера. Коефіцієнт підсилення за струмом для схеми СК

$$K_I = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = (\beta + 1) \quad (2.15)$$

трохи більший, ніж для схеми СЕ. Однак підсилення за напругою схема СК не дає, тому що її вхідна напруга і вихідна напруга практично рівні. Ці напруги відрізняються лише на величину прямого зміщення на емітері. Оскільки вхідне коло схеми СК містить протилежно зміщений колекторний перехід, а на вихідне коло включено емітерний перехід, що має пряме зміщення, то вхідний опір цієї схеми є великим, а вихідний малим. Цим визначається основна корисна властивість схеми СК. На її основі будуються емітерні повторювачі, що забезпечують узгодження джерел сигналів із великим внутрішнім опором із низькоомним навантаженням.

Статичні характеристики транзистора в схемі СБ. Найбільш повне уявлення про властивості БТ можна отримати за його вольт-амперними характеристиками. На відміну від діодів, властивості яких описувалися однією ВАХ, для БТ вводять цілі сімейства характеристик. Оскільки БТ має

три виводи, то під час зняття залежностей між струмами та напругами в колі двох із них необхідно задавати струм або напругу на третьому виводі.

Для схеми СБ вводять такі сімейства ВАХ:

- вхідні – $I_E = f(U_{EB})$ при $U_{KB} = \text{const}$;
- вихідні – $I_K = f(U_{KB})$ при $I_E = \text{const}$;
- прямої передачі – $I_K = f(I_E)$ при $U_{KB} = \text{const}$;
- зворотної передачі – $U_{EB} = f(U_{KB})$ при $I_E = \text{const}$.

З цих чотирьох сімейств для повного опису БТ достатньо двох. Найчастіше використовують вхідні й вихідні ВАХ. Схема для зняття їх показана на рис. 2.6, б.

Вхідні характеристики для схеми СБ наведені на рис. 2.6, б. З напругою $U_{KB} = 0$ вхідна характеристика БТ проходить через початок координат і є звичайною ВАХ емітерного переходу.

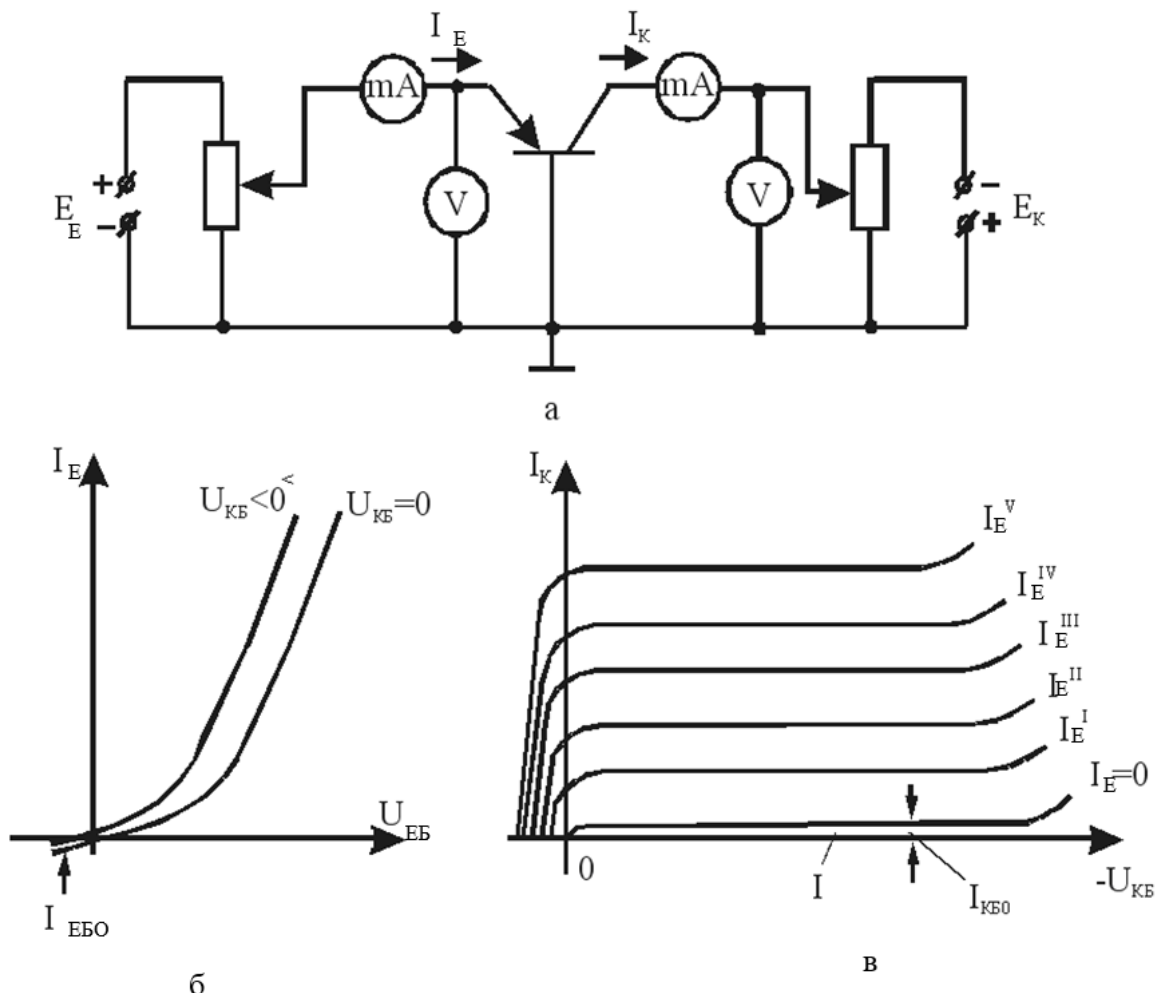


Рисунок 2.6 – Характеристики транзистора в схемі зі СБ

З негативною напругою на колекторі ($U_{KB} < 0$) вхідні характеристики зміщуються в область великих емітерних струмів. Залежність струму I_E від напруги U_{KB} вимагає пояснення. Її наявність у реальних транзисторах пояснюється

ефектом модуляції ширини бази (рис. 2.7). Із зростанням зворотної напруги $U_{КБ} < 0$ ширина колекторного переходу збільшується. Це призводить до зменшення ширини бази, визначеної як відстань між границями запірних шарів емітерного (X_E) переходів. Розподіл неосновних носіїв – дірок – у базі для деякого початкового значення $U_{ЕБ} > 0$ і $U_{КБ} < 0$ показано лінією 1. Оскільки емітер у нормальному активному режимі працює в режимі інжекції, концентрація дірок біля емітера $P_E > P_n$ (P_n – рівноважна концентрація дірок у базі). Колектор – у режимі екстракції, тому концентрація дірок біля колектора $P_K \cong 0$.

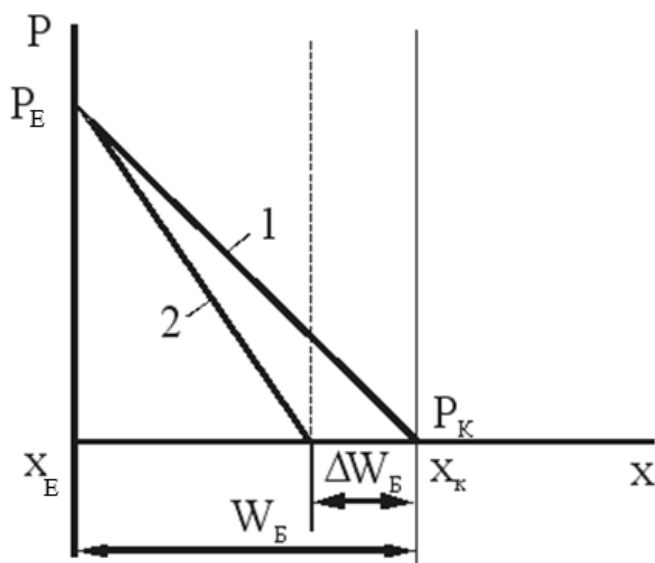


Рисунок 2.7 – Модуляція ширини бази колекторною напругою

З незміненою напругою на емітері незміненої залишається і концентрація інжекттованих дірок P_E . Тому із зростанням запираючої напруги на колекторі в базі встановлюється новий, більш крутий розподіл дірок – лінія 2 на рис. 2.7. Струм емітера, який має дифузійну природу і пропорційний крутості розподілу не основних носіїв у базі, при цьому зростає, що і спостерігається в реальних БТ.

Вихідні характеристики для схеми СБ наведені на рис. 2.6, в. Під час їхньої побудови вправо на осі абсцис, відкладають негативні напруги $U_{КБ}$, які є робочими для *p-n-p*-транзистора.

При $I_e = 0$, коли коло емітера розімкнуте, характеристика $I_K = f(U_{КБ})$ є звичайною зворотною гілкою ВАХ колекторного переходу. У виводі колектора в цьому випадку протікає невеликий зворотний струм $I_{КБ0}$. Крива $I_K = f(U_{КБ0})$ при $I_e = 0$ є граничною для режиму відсічення. Область режиму відсічення на рис. 2.6, і позначена 1.

Задамо на вході $I_e > 0$. Для цього на емітер треба подати пряме зміщення, що при $U_{КБ} < 0$ відповідає переходу транзистора в нормальний активний режим. Оскільки струм I_e в активному режимі практично цілком передається в

колекторне коло, то вихідні характеристики при $I_e > 0$ зміщуються нагору в область, позначену цифрою 2. Вона є областю нормального активного режиму.

У реальних БТ струм колектора в активному режимі трохи збільшується із зростанням напруги $U_{кб}$, і характеристики в області 2 мають невеликий нахил стосовно осі абсцис. Це пояснюється ефектом модуляції ширини бази: із зростанням напруги $U_{кб}$ ширина бази зменшується і при заданому струмі I_E велика частина дірок встигає без рекомбінації досягти колекторного переходу.

Якщо на колектор при фіксованому струмі $I_e = \text{const}$ подати позитивне зміщення $U_{кб} > 0$, транзистор переводиться в режим насичення (область 3 на рис. 2.6, в).

При $U_{кб} > 0$ у колі колектора, крім струму екстракції αI_e , з'являється протилежно спрямований струм власної інжекції електронів і дірок. Тому загальний струм колектора в режимі насичення при заданому струмі емітера I_e зменшується. З деякою позитивною напругою $U_{кб}$ струм I_k стає рівним нулю чи навіть змінює знак.

Межа між областю насичення 3 і областю активного режиму 2 відповідає лінії $U_{кб} = 0$, яка збігається з віссю ординат. Характерно, що струм колектора на цій лінії мало чим відрізняється від струму в активній області. Наявність струму в режимі $U_{кб} = 0$ є підтвердженням існування власного поля колекторного переходу. Дірки, інжектвані зміщеним у прямому напрямку емітерним переходом, досягають межі колекторного переходу й екстрагуються його внутрішнім полем. Струм колектора при цьому $I_k = \alpha I_e$. Як бачимо, для екстракції носіїв подача зовнішньої напруги не обов'язкова.

У загальному випадку БТ може експлуатуватися в кожній з виділених областей 1–3. Области відсічення (1) і насичення (3), у межах яких БТ не має підсилювальних властивостей, використовуються в ключових схемах. Під час використання БТ у підсилювачах робочою є область нормального активного режиму 2. Під час роботи в її межах слід враховувати небезпеку пробую колектора при подачі на нього великих напруг. На початковому етапі цей процес має характер лавинного пробую, а надалі може перейти в тепловий. Напруга пробую для схеми СБ $U_{кб \text{ проб}}$ є найважливішим параметром транзистора.

Слід мати також на увазі, що за певних умов у БТ спостерігається явище, яке називають проколом бази. З великими напругами на колекторі його запірний шар може зімкнутися з запірним шаром емітера. Струм колектора при цьому різко зростає і БТ переходить у режим теплового пробую, тобто руйнується.

Статичні характеристики транзистора в схемі із СЕ показані на рис. 2.8. Схема для зняття характеристик – на рис. 2.8, а.

Вхідні характеристики є сімейством залежностей $I_b = f(U_{be})$ при $U_{ке} = \text{const}$ (рис. 2.8, б).

З напругою $U_{ке} = 0$ обидва p - n -переходи БТ з'єднані паралельно. Якщо на базі напруга $U_{be} < 0$, то обидва переходи отримують пряме зміщення, а сам транзистор знаходиться в режимі насичення. Тому вхідна характеристика в цьому режимі подібна ВАХ відкритого p - n -переходу.

Нехай на колектор подано напругу $U_{ке} < 0$. Як видно з рис. 2.8, б це призводить до зсуву вхідних характеристик вправо і вниз, що відповідає зменшенню базового струму. Якщо негативна напруга $U_{ке}$ за абсолютною величиною більша негативної напруги на базі U_{be} , то БТ знаходиться в активному режимі, і зменшення струму I_b можна пояснити декількома причинами:

- колекторний перехід переводиться в режим зворотного зміщення й інжекція неосновних носіїв через цей перехід припиняється. Це зменшує рекомбінацію в базі й отже зменшує струм бази;
- у зв'язку з модуляцією ширини бази напругою на колекторному переході зменшується струм рекомбінації дірок, які інжектують емітером;
- у виводі бази з'являється зворотний струм колектора $I_{кбо}$, спрямований назустріч струму рекомбінації.

Вихідні характеристики для схеми СЕ є залежністю $I_k = f(U_{ке})$ при $I_b = \text{const}$ (рис. 2.8, в). Як і у випадку схеми СБ, можна виділити три області, що відповідають різним режимам роботи БТ. Верхньою межею області відсічення I можна вважати вихідну характеристику, що відповідає струму бази $I_b = 0$. Ця характеристика подібна до зворотної гілки ВАХ колекторного переходу, але протікаючий при цьому зворотний струм

$$I_{кбо}^* = (\beta + 1) I_{кбо}.$$

Розмежуємо області активного режиму та режиму насичення. Вихідна характеристика має дві явно виражених ділянки – початкова крута і більш пологіста при великих напругах на колекторі.

Пологіста ділянка характеристики (область 2) відповідає роботі БТ у нормальному активному режимі. Колекторний перехід закритий негативною напругою $U_{ке}$, що перевищує негативну напругу на базі $U_{be} < 0$. Струм колектора I_k залежить від напруги $U_{ке}$ сильніше, ніж у схемі СБ, тому характеристики мають більший нахил. Причиною цього є модуляція бази, а також те, що в цій схемі напруга $U_{ке}$ впливає на емітерний перехід (рис. 2.5, б).

Якщо колекторна напруга зменшується, то в момент рівності $|U_{ке}| = |U_{be}|$ відкривається колекторний перехід, і БТ переходить у режим насичення

(область 3 рис. 2.8, в). Струм колектора в області насичення зменшується (власна інжекція неосновних носіїв). Це відповідає крутій ділянці вихідних ВАХ.

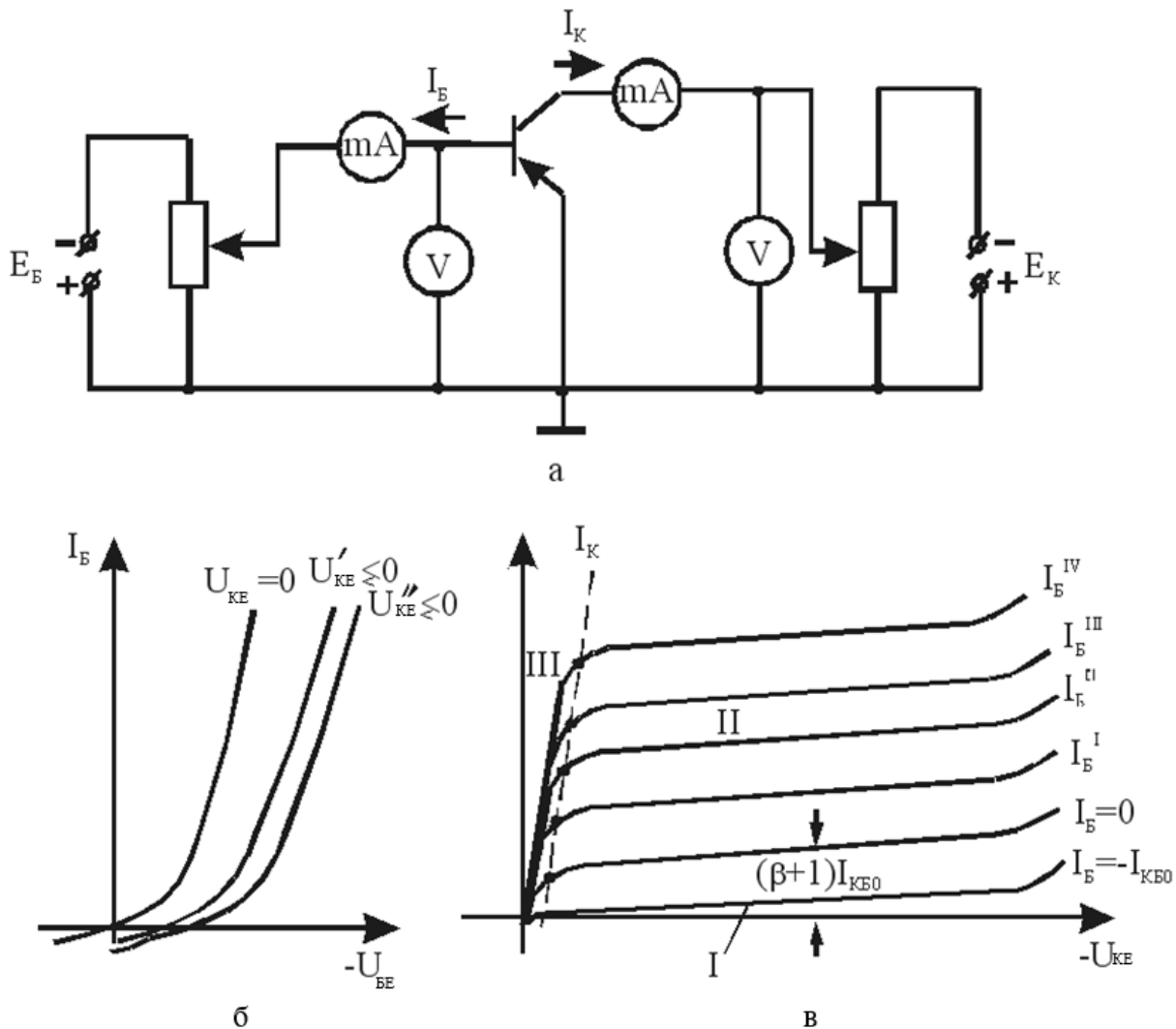


Рисунок 2.8 – Характеристики транзистора в схемі з СЕ

Як і у випадку схеми СБ, основною робочою областю для схеми СЕ є область нормального активного режиму 2. В ході експлуатації БТ у межах цієї області можливий пробій колекторного переходу. При цьому напруга пробою $U_{ке\ проб}$ для схеми СЕ менше аналогічного параметра для схеми СБ.

$$U_{ке\ проб} = \sqrt[3]{(1-\alpha)} U_{кб\ проб}, \quad (2.16)$$

де $\nu \sim 2,5 \dots 3 \dots 3,5$ залежно від конструктивних особливостей БТ. У середньому $\nu \cong 3$. Напруга $U_{ке\ проб}$ виростає із зростанням струму бази I_B .

Температурні властивості БТ. Як і будь-який інший напівпровідниковий прилад, транзистор є термочутливим пристроєм. Усі його параметри та характеристики змінюються в ході зміни температури. У відношенні ВАХ

транзистора можна сформулювати одне загальне правило: із зростанням температури статичні характеристики зміщуються в бік великих струмів.

Якщо порівнювати різні схеми включення БТ, то найменш термостабільна схема СЕ.

Контрольні запитання і завдання

1. Які існують схеми включення БТ?
2. Наведіть схему СБ і охарактеризуйте властивості БТ у цій схемі.
3. Наведіть схему СЕ, поясніть необхідність виконання співвідношення між величинами напруги між величинами напруги на базі $U_{бe}$ і колекторі $U_{кe}$.
4. Наведіть і поясніть рівняння, яке встановлює зв'язок між струмами колектора I_k та бази I_b .
5. Охарактеризуйте підсилювальні властивості БТ у схемі з СЕ.
6. Порівняйте й поясніть співвідношення між вхідними і вихідними опорами БТ у схемах із СБ і СЕ.
7. Наведіть схему СК і охарактеризуйте підсилювальні властивості БТ у цій схемі.
8. Дайте визначення вхідних, вихідних і передаточних характеристик БТ у схемі СБ. Нарисуйте схему для зняття ВАХ у схемі СБ.
9. Наведіть та поясніть вхідні характеристики БТ зі схеми СБ.
10. Що таке ефект модуляції бази колекторною напругою і які його прояви?
11. Наведіть та поясніть вихідні характеристики БТ у схемі СБ.
12. Чим пояснюється невеликий нахил вихідних характеристик у схемі СБ?
13. На сімействі вихідних ВАХ покажіть області, які відповідають режиму відсічення, насичення й активному режиму.
14. Поясніть, чому в режимі насичення струм колектора I_k зменшується із зростанням колекторної напруги.
15. Що означає такий параметр БТ як допустима напруга колектора $U_{кб\ проб}$?
16. Дайте визначення вхідних і вихідних характеристик БТ у схемі СЕ. Наведіть схему для зняття ВАХ у схемі СЕ.
17. Наведіть та поясніть вхідні характеристики БТ у схемі СЕ.
18. Наведіть та поясніть вихідні характеристики БТ у схемі СЕ.
19. Покажіть та поясніть на вихідних характеристиках області, що відповідають режимам відсічення, насичення й активному режиму.
20. Порівняйте за величиною напруги пробою колекторного переходу в схемах СБ і СЕ.
21. Як змінюються характеристики БТ зі збільшенням температури?

2.3 Еквівалентні схеми транзистора. Параметри

Для вирішення багатьох задач, пов'язаних із розрахунками пристроїв, які містять транзистори, буває дуже зручним заміна БТ його схемною моделлю або еквівалентною схемою; що називається також схемою заміщення. Схема заміщення за визначених, задалегідь обговорених умов (режим за постійним струмом, частота й амплітуда змінного сигналу і т.д.) має властивості, подібні до розглянутого транзистора.

Фізична нелінійна модель Еберса–Молла показана на рис. 2.9.

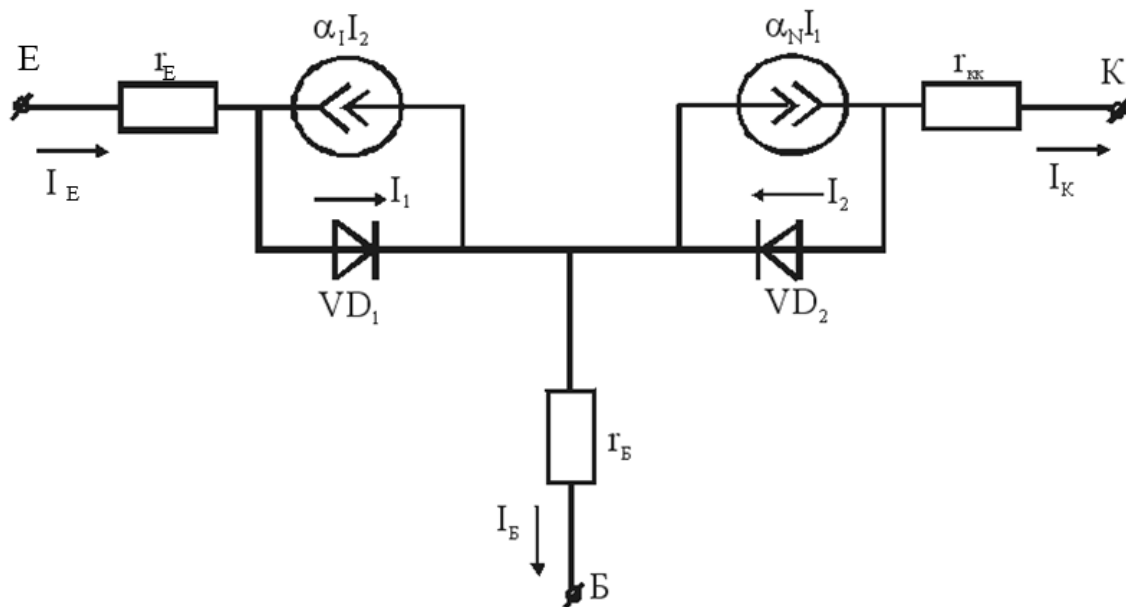


Рисунок 2.9 – Нелінійна модель Еберса–Молла біполярного транзистора

Емітерний перехід наведений тут діодом D_1 , а колекторний – діодом D_2 . Передача струму від емітерного до колекторного переходу врахована керованим генератором $\alpha_N I_1$, струм якого пропорційний струму I_1 емітерного діода D_1 . Передача струму в інверсному напрямку врахована аналогічним генератором $\alpha_1 I_2$, струм якого пропорційний струму колекторного діода D_2 . Струми в зовнішніх виводах БТ визначаються в загальному випадку виразами:

$$I_e = \alpha_1 - \alpha_1 I_2; \quad I_k = \alpha_N I_1 - I_2. \quad (2.17)$$

Струми I_1 і I_2 подають у вигляді експоненціальних функцій типу (2.17) від напруг $U_{eб}$ і $U_{кб}$, що діють на переходах. Рівняння (2.17) дають практично повний опис ВАХ БТ.

З точними розрахунками іноді враховують опори нейтральних областей. У цьому випадку в схему вводять омичні опори області емітера r_{ee} , колектора $r_{кк}$ і бази r_b .

Отримана нелінійна модель дозволяє розрахувати струми БТ у кожному з режимів його роботи. Однак під час роботи БТ в активному режимі при малих рівнях сигналів можна використовувати більш прості лінійні моделі або еквівалентні схеми. Найбільш широко застосовується лінійна Т-подібна модель БТ.

Лінійна Т-подібна модель виходить шляхом лінеаризації моделі Еберса – Молла. При цьому необхідні перетворення зводяться до наступного.

По-перше, із схеми вилучають джерело струму $\alpha_1 I_2$, оскільки в активному режимі передача струму від колектора до емітера відсутня. Друге кероване джерело струму позначається $\alpha_1 I_2$, оскільки в активному режимі передача струму від колектора до емітера відсутня. Інше кероване джерело струму позначається αI_3 , оскільки за відсутності в колі емітера струму $\alpha_1 I_2$ можна покласти $I_1 = I_e$ й опустити підрядковий індекс N у позначенні коефіцієнта передачі струму ($\alpha_N = \alpha$). По-друге, замінюються р-n-переходи БТ, який працює в малосигнальному режимі, їх диференціальними опорами. Працюючий при прямому зміщенні емітерний діод D_1 замінюється опором r_e (десятки Ом), а зміщений у зворотному напрямку колекторний діод D_2 – опором r_k порядку сотень кілоом – одиниць мегаом. З омичних опорів нейтральних областей БТ у схемі заміщення враховується звичайно тільки опір бази r_b .

В результаті зазначених перетворень Т-подібна схема заміщення БТ, включена з СБ, має вигляд, показаний на рис. 2.10, а.

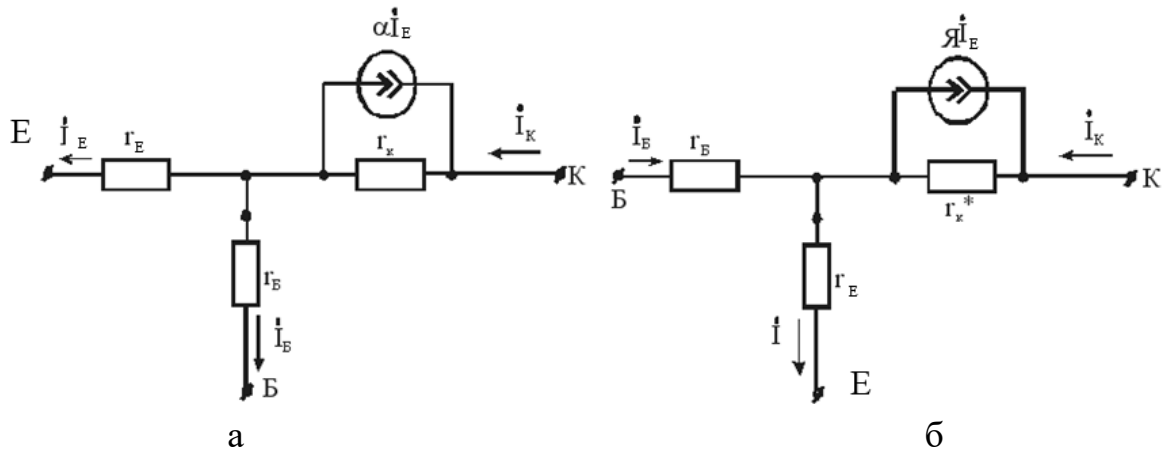


Рисунок 2.10 – Фізичні еквівалентні схеми транзистора для режиму малих змінних сигналів

Схема заміщення для БТ, включеного з СЕ (рис. 2.10, б), відрізняється від попередньої керованим джерелом струму (βI_b замість αI_e) і значенням диференціального опору у вихідному колі:

$$r_k^* = \frac{r_k}{\beta + 1} . \quad (2.18)$$

Транзистор як чотириполіусник. Малосигнальну схему заміщення БТ можна отримати також шляхом його формальної заміни лінійним чотириполіусником (рис. 2.11, а).

З таким підходом внутрішні процеси в БТ не розглядають, вважаючи, що необхідний режим за постійним струмом забезпечений. Враховують тільки зв'язки між змінними струмами і напругами в зовнішніх виводах. При цьому в схемі СБ струму \dot{I}_1 і напрузі \dot{U}_1 на вході чотириполіусника відповідають змінний струм \dot{I}_c і напруга $\dot{U}_{cб}$ на виводі емітера, а для схеми СЕ – струм бази $\dot{I}_б$ і напруга $\dot{U}_{бс}$. \dot{I}_2 і \dot{U}_2 в обох випадках відповідають струму та напрузі на колекторі.

Конкретний вигляд моделей БТ такого типу залежатиме від того, які дві з величин \dot{I}_1 , \dot{U}_1 , \dot{I}_2 , \dot{U}_2 прийняті як незалежні, а які як залежні. Найчастіше використовують два різновиди формальних моделей: у системі h- і y-параметрів.

Еквівалентна схема БТ у системі h-параметрів. Якщо за незалежні змінні прийняти вхідний струм \dot{I}_1 і вихідну напругу \dot{U}_2 , то для залежних величин \dot{I}_2 і \dot{U}_1 отримують такі співвідношення:

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2; \quad \dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2. \quad (2.19)$$

Коефіцієнти у виразах (2.19) складають систему h-параметрів БТ. Кожний з цих параметрів має визначений фізичний зміст. Так, якщо в першому рівнянні (2.19) покласти $\dot{U}_2=0$, то параметр h_{11} визначається як вхідний опір БТ при короткому замиканні на виході: $h_{11}=\dot{U}_1/\dot{I}_1$ при $\dot{U}_2=0$. Подібним чином встановлюється фізичний зміст та інші параметри: $h_{12}=\dot{U}_1/\dot{U}_2$ при $\dot{I}_1=0$ – коефіцієнт зворотного зв'язку при холостому ході на вході; $h_{21}=\dot{I}_2/\dot{I}_1$ при $\dot{U}_2=0$ – коефіцієнт передачі струму при короткому замиканні на виході і $h_{22}=\dot{I}_2/\dot{U}_2$ при $\dot{I}_1=0$ – вихідна провідність при холостому ході на вході БТ. Схема заміщення БТ у системі h-параметрів містить чотири елементи і показана на рис. 2.11, б. Величини h-параметрів залежать від схеми включення БТ.

Еквівалентна схема БТ у системі Y-параметрів. Якщо як незалежні величини прийняти напруги на вході \dot{U}_1 та виході \dot{U}_2 , то чотириполіусник, що заміщає реальний БТ, може бути описаний системою рівнянь:

$$\underline{I}_1 = Y_{11}\underline{U}_1 + Y_{12}\underline{U}_2; \quad \underline{I}_2 = Y_{21}\underline{U}_1 + Y_{22}\underline{U}_2. \quad (2.20)$$

Коефіцієнти у виразах (2.20) утворюють систему Y-параметрів. Всі Y-параметри мають розмірності провідності і визначаються в такий спосіб: $Y_{11} = \underline{I}_1/\underline{U}_1$ при $\dot{U}_2=0$ – вхідна провідність при короткому замиканні на виході; $Y_{12} = \underline{I}_1/\underline{U}_2$ при $\dot{U}_1=0$ – провідність зворотнього зв'язку при короткому замиканні, на вході; $Y_{21} = \underline{I}_2/\underline{U}_1$ при $\underline{U}_2=0$ – провідність прямої передачі при короткому замиканні на виході; $Y_{22} = \underline{I}_2/\underline{U}_2$ при $\underline{U}_1=0$ – вихідна провідність у режимі короткого замикання на вході.

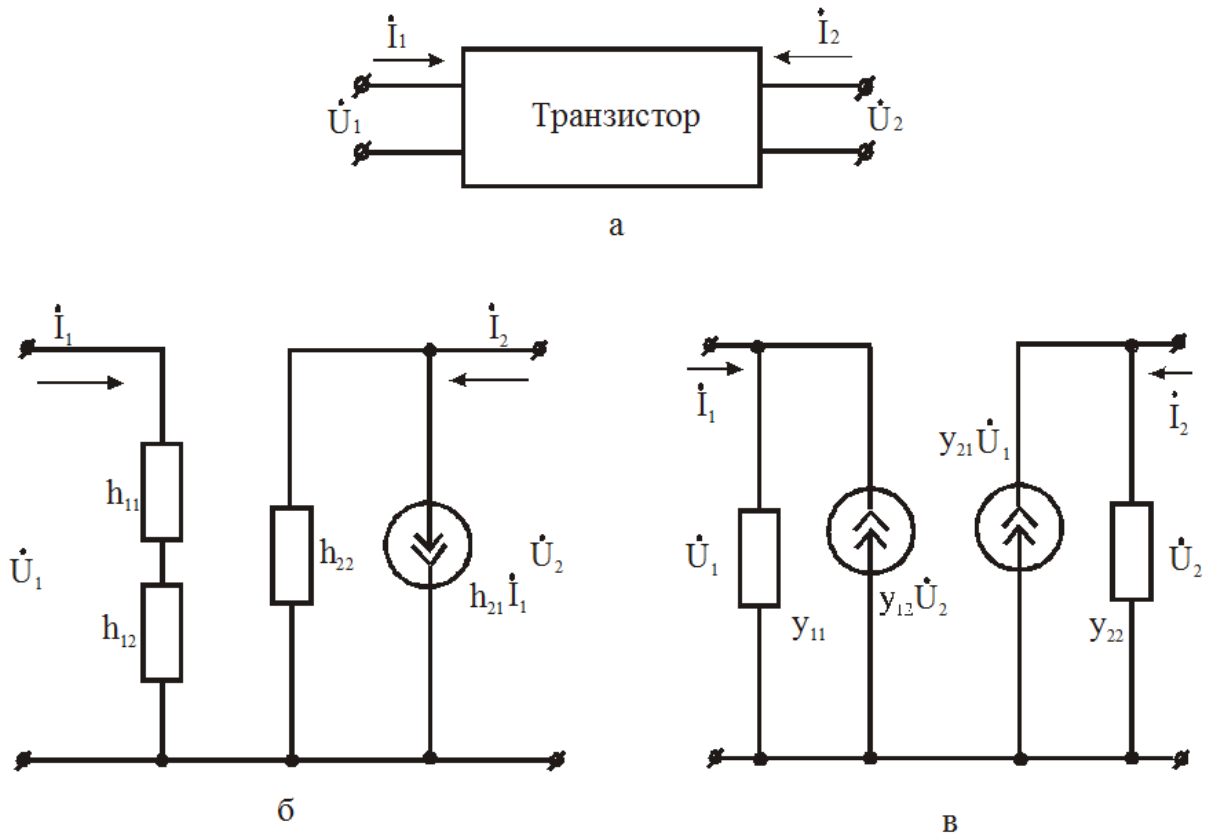


Рисунок 2.11 – Формальні еквівалентні схеми транзистора

Так само, як і у випадку h -параметрів значення Y -параметрів залежать від схеми включення БТ. Схема заміщення БТ у системі Y -параметрів показана на рис. 2.11, в.

Експлуатаційні параметри транзистора. Біполярний транзистор може працювати в найрізноманітніших режимах, що відрізняються схемою включення, полярністю зміщень на переходах, рівнями, частотою та формою сигналів. Для повного опису його властивостей, потрібно кілька сотень параметрів. Знати всі ці параметри, як правило, не потрібно, оскільки багато хто з них характеризує властивості БТ у рідко використовуваних режимах роботи.

Параметри БТ розділяють на три групи – гранично припустимі параметри, параметри номінальних режимів і функціональні параметри.

Гранично припустимі параметри – це параметри, що нормують умови експлуатації БТ. До них належать насамперед максимально припустима потужність розсіювання колектора $P_{к\ max}$; максимальний струм колектора $I_{к\ max}$; допустимі напруги на колекторі в схемі СБ ($U_{кб\ max}$) і в схемі СЕ ($U_{ке\ max}$) тощо. До групи гранично припустимих параметрів належать також величини, що обмежують показники зовнішнього середовища (температура, тиск, вологість) чи механічних впливів.

Параметри номінальних режимів визначають рекомендовані умови експлуатації (значення струмів і напруг), за яких забезпечуються найкращі показники роботи БТ. Найчастіше задаються номінальні значення струмів і напруг на колекторі для схем СБ і СЕ.

Функціональні параметри дають безпосередню характеристику властивостей БТ як елемента електронних схем. При цьому обов'язково враховується вид електричних сигналів, для перетворення яких використовується транзистор, і тип еквівалентної схеми. За видом сигналів виділяють три групи функціональних параметрів: низькочастотні, високочастотні й імпульсні (ключові) параметри.

Розглянемо низькочастотні (НЧ) параметри. Вони визначають властивості БТ як підсилювача гармонійних сигналів на таких частотах, коли не потрібно враховувати інерційність передачі струму в його структурі. За видом еквівалентних схем розрізняють три системи НЧ-параметрів.

Фізичні параметри – це номінали елементів Т-подібних схем заміщення, наведених на рис. 2.10, а, б. До основних фізичних НЧ-параметрів належать опори r_e , r_b , r_k і коефіцієнт передачі струму α . Інші елементи схем залежать від основних параметрів ($\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ і $r_k^* = r_k/\beta + 1$).

Основна перевага фізичних НЧ-параметрів у тому, що вони не залежать від схеми включення транзистора, а визначаються тільки параметрами структури та режимом роботи приладу. Недолік цих параметрів – неможливість їх прямого виміру. Значення фізичних параметрів розраховують за структурою БТ або визначають за відомими *h*-параметрами. В ході практичних розрахунків можна скористатися, наприклад, такими наближеними формулами:

$$\alpha \cong h_{21b} ; \quad \beta \cong h_{21e} ; \quad r_k \cong \frac{1}{h_{22}} ; \quad r_k^* = \frac{1}{h_{22e}} , \quad (2.21)$$

де індексами «б» і «е» позначені значення *h*-параметрів відповідно для схеми СБ і СЕ. Виключення складає опір емітеру r_e який однозначно визначається струмом I_e в точці спокою А:

$$r_e = \varphi_T / I_{ea} . \quad (2.22)$$

h-параметри (рис. 2.11, б) є єдиними малосигнальними параметрами, які у заданій робочій точці можна визначити безпосередньо за статичними характеристиками БТ.

Внаслідок зручності практичного визначення *h*-параметри широко використовують в ході розрахунків електронних схем, що працюють на НЧ.

У-параметри (рис. 2.11, в) визначають зазвичай розрахунковим шляхом за відомими фізичними чи *h*-параметрами. Основна область їхнього

застосування – розрахунок підсилювальних каскадів, що працюють на високих частотах (ВЧ).

Під час використання БТ необхідно враховувати, що всі його параметри залежать від режиму роботи та температури.

Залежність параметрів БТ від режиму роботи, тобто від положення робочої точки, пояснюється нелінійністю його статичних ВАХ. Для прикладу на рис. 2.12 наведено залежності опору емітера r_E і коефіцієнта передачі струму α від струму емітера I_E , які мають найбільш практичне значення, чи що те саме, струму колектора $I_K \approx I_E$.

Диференціальний опір емітера, що може бути розрахований за формулою (2.21), зменшується із зростанням струму I_{EA} . Це призводить до зменшення вхідного опору транзистора і погіршує умову узгодження джерела корисних сигналів із входом підсилювального каскаду.

Коефіцієнт передачі струму α , а також і коефіцієнт $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ для схеми з СЕ досягає визначеного значення при визначеному струмі $I_{ном}$, що називається номінальним струмом БТ. При менших токах БТ (мікрорежим) чи при перевантаженні БТ ($I_{КА} > I_{ном}$) підсилювальні властивості каскаду погіршуються. Так, зокрема, введене вище обмеження для струму колектора $I_{КА} \leq I_{К max}$ пов'язано саме з цим явищем. Залежність коефіцієнта α від I_{EA} в області малих струмів знаходить у деяких випадках і корисне застосування.

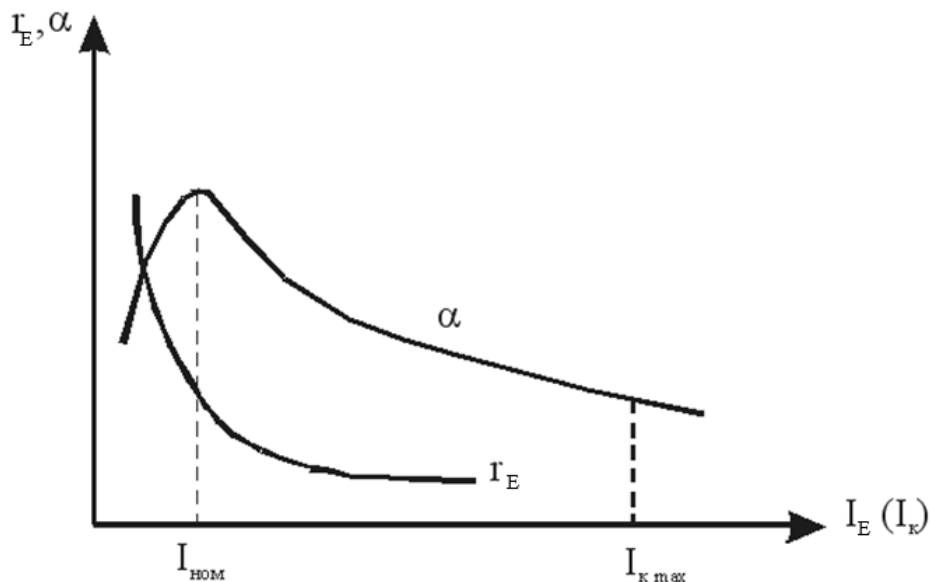


Рисунок 2.12 – Залежність r_e транзистора від струму $I_e (I_k)$

Залежність параметрів БТ від температури має подвійну природу. Існує первинна залежність параметрів, пов'язана з мінливістю електричних властивостей напівпровідникових кристалів концентрації носіїв, їхньої

рухливості й часу життя в діапазоні температур. До залежності такого роду необхідно віднести, наприклад, те, що під час підвищення температури коефіцієнти підсилення струму бази β у більшості БТ збільшуються. З цієї ж причини спостерігається зростання зворотніх струмів БТ (I_{EO} і I_{KO}) під час збільшення температури.

Первинну температурну нестабільність параметрів БТ цілком усунути неможливо. Водночас існує і вторинна температурна нестабільність. Вона пов'язана з тим, що, в ході зміни температури, змінюється положення робочої точки БТ і виникають відповідні зміни параметрів. При цьому змінюється режим роботи БТ і виникають відповідні зміни параметрів. Вторинна температурна нестабільність може бути усунута цілком, якщо вжити заходів з термостабілізації робочої точки БТ.

Контрольні запитання і завдання

1. Що називають схемою заміщення (схемною моделлю) транзистора?
2. Наведіть фізичну нелінійну модель Еберса-Молла та поясніть фізичний зміст її елементів.
3. У яких режимах роботи можна замінити БТ моделлю Еберса-Молла?
4. Для яких режимів роботи БТ модель Еберса-Молла замінюється лінійною Т-подібною схемною моделлю?
5. Наведіть Т-подібну схему заміщення БТ для включення в схему СБ і поясніть фізичний сенс її елементів.
6. Наведіть Т-подібну схему заміщення БТ для включення за схемою СЕ і поясніть фізичний сенс її елементів.
7. Для яких режимів роботи транзистор подають лінійним чотириполосником?
8. Які чотири фізичні величини описують властивості чотириполосника?
9. При якому виборі незалежних змінних отримують рівняння чотириполосника в системі h -параметрів?
10. Наведіть рівняння БТ у системі h -параметрів і поясніть фізичний сенс h -параметрів.
11. Наведіть схему заміщення БТ у системі h -параметрів.
12. Чи залежать значення h параметрів від схеми включення БТ?
13. При якому виборі незалежних параметрів отримують рівняння чотириполосника в системі Y -параметрів?
14. Наведіть рівняння БТ у системі Y -параметрів і поясніть фізичний сенс Y -параметрів.

15. Наведіть схему заміщення БТ у системі Y-параметрів.
16. Чи залежить значення Y-параметрів від схеми включення БТ?
17. Які параметри БТ називають гранично припустимими?
18. Наведіть приклади гранично припустимих параметрів БТ.
19. Які параметри БТ називають параметрами номінальних режимів?
20. Наведіть приклади параметрів номінальних режимів БТ.
21. Які параметри БТ називають функціональними?
22. Які параметри БТ називають фізичними?
23. Чи залежить значення фізичних параметрів БТ від схеми його включення?
24. Наведіть придатний для практичних розрахунків зв'язок фізичних і h-параметрів БТ.
25. Які параметри БТ можна безпосередньо змінити: фізичні, h-параметри чи Y-параметри?
26. Чи залежать параметри БТ від режиму його роботи?
27. Нарисуйте та поясніть залежність диференціального опору емітера r_E від постійного струму емітера I_E .
28. Нарисуйте та поясніть залежність коефіцієнта передачі по струму від постійного струму емітера.
29. Як пояснити первинну залежність параметрів БТ від температури?
30. Чим викликана вторинна залежність параметрів БТ від температури?
31. Яку температурну залежність параметрів первинну чи вторинну можна істотно зменшити?

2.4 Частотні і шумові властивості транзисторів. Частотні властивості БТ

Під час роботи із змінними сигналами високих частот малосигнальні параметри транзистора стають частотно залежними величинами, підсилення електричних сигналів погіршується, з'являються перекручування форми сигналів.

Основні причини залежності параметрів БТ від частоти – *інерційність руху носіїв у базі і ємності структури*.

Інжектвані в базу носії переміщуються в напрямку колектора в результаті порівняно повільної дифузії. При цьому для кожного взятого БТ можна вказати кінцевий час «прольоту» $t_{пр}$, за який основні носії встигають досягти колекторного переходу. Величина цього часу залежить від ширини бази W_5 і рухливості носіїв у базових областях.

Якщо період повторення T_c посилюваного сигналу задовольняє умову $T_c \gg t_{пр}$, то інерційність руху носіїв практично не позначається на величинах

параметрів T . За умови $T_c \approx t_{пр}$ чи навіть $T_c < t_{пр}$ носії заряду не встигають досягти колектора протягом періоду, час їхнього перебування в базі зростає. Внаслідок цього коефіцієнти передачі струму α і β зменшуються в зв'язку із зростанням струму рекомбінації.

З достатньою для практики точністю залежно від частоти коефіцієнта передачі струму в БТ описуються функціями:

$$\dot{\alpha}(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}}; \quad \dot{\beta}(f) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}, \quad (2.23)$$

де α_0 – коефіцієнт передачі струму в схемі СБ на низькій частоті;

β_0 – коефіцієнт передачі (підсилення) струму в схемі СЕ;

$f = \frac{1}{T_c}$ – частота посилюваного сигналу;

f_α, f_β – частотні параметри БТ, що називаються *граничними частотами* в схемі СБ (f_α) і СЕ (f_β).

На підставі виразів (2.22) можна отримати амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) транзистора, які є залежністю модулів коефіцієнтів $\dot{\alpha}$ і $\dot{\beta}$ від частоти. Ці характеристики показані на рис. 2.13. Відповідно до цих графіків граничні частоти f_α і f_β визначаються як частоти, на яких модулі коефіцієнтів $\dot{\alpha}$ і $\dot{\beta}$ зменшуються в $\sqrt{2}$ раз (чи до $0,7\alpha_0$ і $0,7\beta_0$) порівняно з низькочастотними значеннями α_0 і β_0 . Величина f_α і f_β є найважливішими параметрами БТ.

Гранична частота для схеми СБ

$$f_\alpha \cong \frac{1}{t_{пр}} \quad (2.24)$$

зростає зі зменшенням ширини бази і з підвищенням рухливості носіїв заряду.

Важливою є також частота f_T , що називається частотою одиничного підсилення або *граничною частотою*. На частоті f_T модуль коефіцієнта передачі (підсилення) $|\dot{\beta}| = 1$.

До числа ємнісних елементів, які впливають на частотні властивості БТ, належать ємності емітерного C_e і колекторного C_k переходу, а також паразитна ємність монтажу C_m , що підключається до колекторного виводу транзистора.

Гранична частота для схеми СЕ:

$$f_\beta = \left(\frac{f_\alpha}{1 + \beta_0} \right) < f_\alpha. \quad (2.25)$$

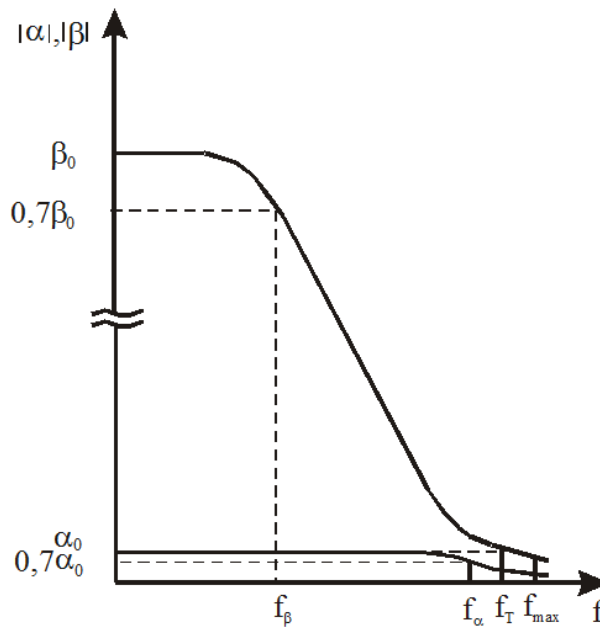


Рисунок 2.13 – Частотні характеристики транзистора

Еквівалентні схеми транзистора в схемі СБ, що працює на ВЧ, показана на рис. 2.14, а, а в схемі СЕ – на рис. 2.14, б. Із зростанням частоти сигналу опір ємнісних елементів зменшується і вони починають шунтувати переходи транзистора. Особливо впливає на частотні властивості БТ бар'єрна ємність колектора C_k . Через опір r_b ємність C_k включена паралельно навантаженню (навантаженню R_n у колі колектора). На ВЧ опір кола $C_k r_b$ знижується і через неї відгалужується значна частина вихідного струму, не потрапляючи в навантаження. Одночасно, через r_b частина колекторної напруги попадає на вхід БТ, що не тільки знижує підсилення, але може зробити роботу підсилювального каскаду хитливою.

Ємність C_k і опір r_b визначають такий найважливіший показник БТ як *максимальна частота*:

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{\alpha_0 f_\alpha}{4r_b C_k}}. \quad (2.26)$$

На частоті f_{\max} коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю $K_p = 1$. Якщо частота сигналу $f < f_{\max}$, то $K_p > 1$ і транзистор поводить себе як підсилювальний елемент. Використовувати транзистор для підсилення чи генерації сигналів на частотах $f > f_{\max}$ даремно, тому що для будь-якої системи його включення $K_p < 1$.

З наведеного опису частотних властивостей БТ випливає, що для розширення його робочого діапазону частот необхідно зменшувати ширину бази, збільшувати рухливість носіїв і зменшувати загальні розміри структури, що призводить до зменшення ємності переходів.

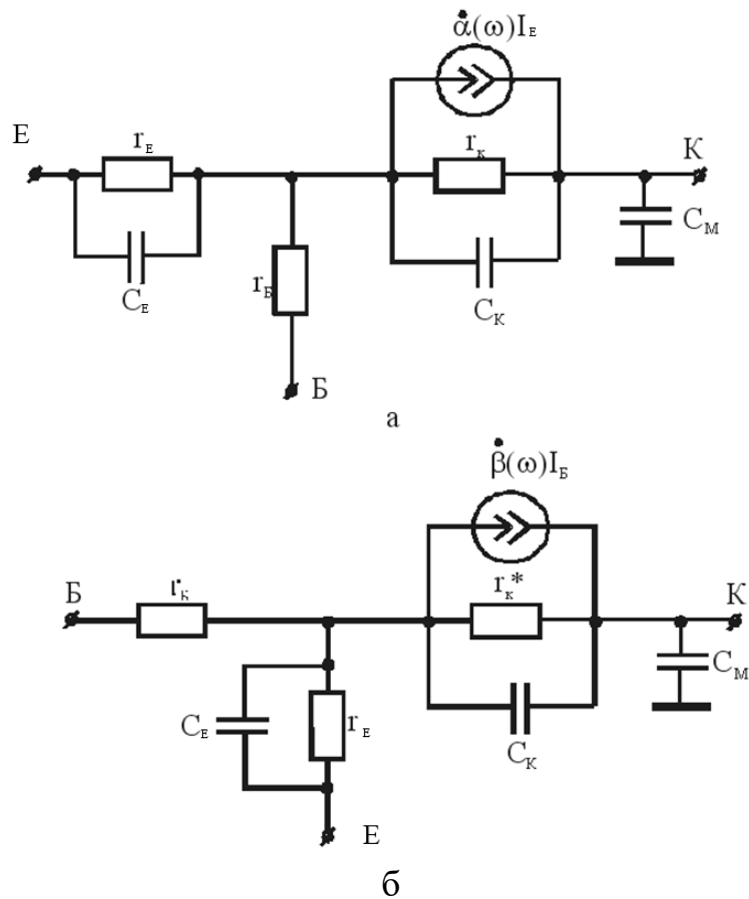


Рисунок 2.14 – Еквівалентні схеми транзистора на високих частотах

Так, внаслідок більш високої рухливості електронів порівняно з дірками кращі частотні властивості мають транзистори типу *n-p-n*. Істотне (на один – два порядки) розширення робочих діапазонів частот досягається в дрейфових транзисторах.

Дрейфові транзистори – це такі БТ, у базових областях яких створено електричне поле, яке прискорює рух носіїв від емітера до колектора. Прискорююче поле у базі призводить до зменшення часу *прольоту* $t_{пр}$ і до відповідного збільшення *граничної частоти* f_{α} (2.24). Одночасно з цим поліпшуються і підсилювальні властивості БТ, оскільки з меншим часом прольоту велика частина інжектованих носіїв встигає дійти до колектора без рекомбінації. За іншими показниками дрейфові БТ аналогічні розглянутим вище бездрейфовим приладам.

Прискорююче поле у дрейфових транзисторах створюється в результаті нерівномірного розподілу домішок у їх базових областях.

Залежно від робочого діапазону частот БТ підрозділяють на низькочастотні ($f_{\alpha} < 3$ МГц), середньочастотні (3 МГц $< f_{\alpha} < 30$ МГц), високочастотні (30 МГц $< f_{\alpha} < 300$ МГц) і надвисокочастотні ($f_{\alpha} > 300$).

Шумові властивості транзисторів. У багатьох галузях застосування електронної апаратури (радіозв'язок, радіолокація, електронні вимірювальні пристрої тощо) приходиться приймати й обробляти сигнали з гранично низькими рівнями. Одним із показників якості такої апаратури є її чутливість, обумовлена найменшими рівнями сигналів, що надійно виявляються.

Чутливість радіоелектронної апаратури на НПП обмежується тим, що всі прилади, і зокрема, транзистори, самі є джерелами слабких змінних сигналів.

Навіть при точно постійних напругах на електродах БТ його струми мають малі випадкові коливання, що називаються флуктуаціями. Ці флуктуації підсилюються в наступних каскадах і відтворюються звуковідтворюючими пристроями у вигляді шуму. Тому вони називаються шумами.

Шуми є випадковими змінами струмів транзистора, їх амплітуда та висота не є визначеними. Тому шуми характеризують середнім квадратом діючого значення шумового струму $I_{ш}^2$ чи напруги $U_{ш}^2$, який пропорційний середній потужності цих коливань. Залежно від фізичних причин, що викликають флуктуації струмів, розрізняють наступні різновиди шумів.

Теплові шуми обумовлені тепловим хаотичним рухом носіїв заряду. Вони виникають на затисках будь-якого резистора і пропорційні його величині:

$$U_{шт}^2 = 4 k T R \Delta f, \quad (2.27)$$

де k – постійна Больцмана;

T – температура резистора R ;

Δf – смуга частот, у якій вимірюється шум.

Потужність теплових шумів не залежить від частоти. Вони є сумою випадкових коливань різноманітних частот від дуже низьких до надвисоких. Тому говорять, що теплові шуми мають «білий» частотний спектр. Оскільки з трьох областей транзистора – емітера, колектора, бази – найбільший опір має база, вона вносить найбільший вклад у тепловий шум.

Дробові шуми емітерного та колекторного переходів обумовлені тією обставиною, що електричний струм створюється дискретними, окремими зарядами («дробинками») і число тих зарядів, які проходять через переходи, не є постійним у часі.

Шуми струморозподілу пов'язані із флуктуаціями розподілу емітерного струму між колектором і базою. Спектр цих шумів так само, як і дробових – «білий».

Низькочастотні шуми типу $\frac{1}{f}$ визначаються флуктуаціями, головним чином, поверхневої електропровідності напівпровідника (хаотично змінюється в часі кількість носіїв заряду). Такі шуми найбільш інтенсивні в області низьких частот й істотно залежать від стану поверхні напівпровідника. Іноді їх

називають надлишковими чи «рожевими» шумами. Із зростанням частоти потужність надлишкових шумів зменшується, і на частотах у декілька кілогерц у транзисторі переважають теплові та дробові шуми.

Оцінку шумових властивостей транзистора роблять за коефіцієнтом шуму $K_{Ш}$. Щоб зрозуміти фізичний зміст цього параметра, необхідно взяти до уваги, що будь-яке джерело вхідного сигналу з внутрішнім опором R_C , шумить (2.27). Ці шуми транзистор сприймає як змінний сигнал потужністю $P_{ШС}$ і підсилює їх. Якби сам транзистор не шумів, на виході його була б тільки посилена ним потужність вхідних шумів $K_p P_{ШС}$ (K_p – коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю). Але, оскільки транзистор вносить свій внесок у шуми, то потужність шумів на його виході $P_{Ш\text{вих}}$ більша, ніж $K_p P_{ШС}$.

Коефіцієнт шуму визначають як відношення потужності шумів на виході транзистора $P_{Ш\text{вих}}$ до посиленої транзистором потужності шумів джерела вхідного сигналу $P_{ШС}$:

$$K_{Ш} = \frac{P_{Ш\text{вих}}}{K_p P_{ШС}} > 1. \quad (2.28)$$

Іноді коефіцієнт шуму виражається не в безрозмірних одиницях, а в децибелах, тоді

$$K_{Ш} = 10 \lg \frac{P_{Ш\text{вих}}}{K_p P_{ШС}}. \quad (2.29)$$

Коефіцієнт шуму є меншим у тих транзисторів, в яких малий опір бази r_b і високий коефіцієнт підсилення струму бази β .

$K_{Ш}$ залежить від вибору режиму роботи транзистора: він зменшується під час зменшення струму емітера. Від колекторної напруги $K_{Ш}$ залежить слабо. Існує деякий оптимальний опір джерела вхідного сигналу $R_{с.опт}$, за якого $K_{Ш}$ інімальний. У більшості випадків значення $R_{с.опт}$ знаходиться в межах 0,5...1 кОм.

Залежність $K_{Ш}$ від частоти показана на рис. 2.15. На частотах $f < f_1$ переважають низькочастотні надлишкові шуми. У діапазоні $f_1 < f < f_2$ $K_{Ш}$ не залежить від частоти. Збільшення коефіцієнта шуму при $f > f_2$ пояснюється погіршенням підсилювальних властивостей транзистора в області ВЧ.

Оскільки з підвищенням частоти коефіцієнт підсилення сигналу за потужністю K_p зменшується (2.28), то навіть при постійній вхідній $P_{ШС}$ і внутрішньому шумі транзистора його коефіцієнт шуму збільшуватиметься.

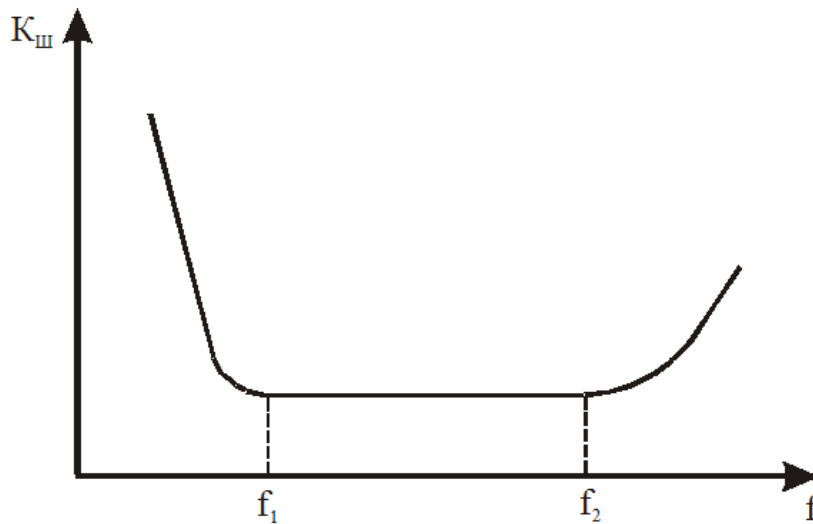


Рисунок 2.15 – Залежність коефіцієнта шуму транзистора від частоти

Контрольні запитання і завдання

1. Як змінюються властивості транзисторів під час підвищення робочої частоти сигналів?
2. Назвіть причини зміни властивостей транзистора на високих частотах.
3. Що називають часом «прольоту» $t_{пр}$ неосновних носіїв у базі БТ?
4. За яких співвідношень між періодом коливання змінного сигналу T_c і часом прольоту $t_{пр}$ спостерігається зниження підсилення в БТ?
5. Наведіть формулу, що визначає залежність коефіцієнта передачі струму БТ від частоти у схемі СБ і поясніть її.
6. Наведіть формулу, яка визначає залежність від частоти коефіцієнта підсилення за струмом БТ у схемі СЕ і поясніть її.
7. Поясніть фізичний сенс таких частотних параметрів БТ, як гранична частота для схеми СБ – f_α , і для схеми СЕ – f_β .
8. Який зв'язок існує між часом «прольоту» неосновних носіїв у базі $t_{пр}$ і граничної частоти f_α ?
9. Порівняйте між собою граничні частоти БТ у схемі СБ – f_α і в схемі СЕ – f_β .
10. Поясніть фізичний зміст такого частотного параметра БТ як гранична частота f_T .
11. Нарисуйте та поясніть амплітудно-частотні (АЧХ) характеристики БТ для схеми СБ і схеми СЕ. Покажіть на них частоти f_α , f_β і f_T .
12. Які ємності транзистора впливають на його властивості на високих частотах ?
13. Наведіть і поясніть Т-подібну еквівалентну схему БТ для включення з СБ на високих частотах.

14. Наведіть до пояснення Т-подібну еквівалентну схему БТ для включення з СЕ на високих частотах.
15. В чому полягає вплив ємностей БТ на його підсилювальні властивості на високих частотах?
16. Яка з ємностей БТ впливає на його властивості на високих частотах?
17. Поясніть фізичний зміст такого частотного параметра БТ як максимальна частота?
18. Наведіть і поясніть вираз для максимальної частоти БТ.
19. Чому використання БТ на частотах $f > f_{\max}$ не має сенсу?
20. Покажіть частоту f_{\max} на АЧХ транзистора.
21. Аналізуючи вираз для f_{\max} , поясніть які зміни в структурі БТ необхідно провести, щоб зробити транзистор більш високочастотним.
22. Чому БТ типу *n-p-n* більш високочастотні, ніж БТ типу *p-n-p* (за інших однакових умов)?
23. Які транзистори називають дрейфовими?
24. На які групи поділяються БТ залежно від робочого діапазону частоти?
25. Що називають флуктуаціями струму БТ?
26. Що називають шумами БТ?
27. Якими значеннями струмів і напруг характеризують БТ?
28. Які шуми називають тепловими?
29. Напишіть і поясніть вирази для квадрата напруги теплових шумів.
30. Як треба розуміти вираз – «білий» частотний спектр?
31. Який з опорів структури БТ вносить найбільший вклад у тепловий шум?
32. Які шуми називають дробовими?
33. З якими фізичними процесами в БТ зв'язані шуми струморозподілу?
34. З якими фізичними процесами БТ зв'язані низькочастотні шуми типу $\frac{1}{f}$?
35. Запишіть і поясніть вирази для коефіцієнта шуму $K_{\text{ш}}$ транзистора.
36. Запишіть вираз для коефіцієнта шуму $K_{\text{ш}}$ транзистора в децибелах.
37. Як коефіцієнт шуму БТ залежить від режиму його роботи – величини струму емітера та напруги колектора?
38. Як залежить коефіцієнт шуму БТ від таких параметрів структури БТ як опір бази r_6 і коефіцієнт підсилення струму бази β ?
39. Як залежить коефіцієнт шуму БТ від внутрішнього опору джерела вхідного сигналу?
40. Як залежить коефіцієнт шуму БТ від частоти?

2.5 Різновиди транзисторів

Промисловість випускає велику кількість різновидів БТ, які відрізняються своїми експлуатаційними властивостями та параметрами. Оскільки реальні властивості БТ залежать від безлічі факторів – дати їх повну та точну класифікацію важко. Зробимо загальний огляд основних різновидів БТ, у ході виділення яких враховувалися основні структури, технологічні й експлуатаційні показники.

За типом робочого матеріалу виділяють групи германієвих, кремнієвих, арсенід галієвих БТ. Основні розходження між приладами зазначених груп – у допустимій робочій температурі, що пов'язано з розходженням вихідних матеріалів у ширині забороненої зони. При цьому, якщо германієві транзистори можуть працювати при $T_p \leq 70... 90^\circ \text{C}$, то для кремнієвих і арсенід галієвих транзисторів цей показник досягає відповідно $120...150^\circ\text{C}$ та $200...250^\circ\text{C}$.

За механізмом передачі струму в структурі розрізняють бездрейфові та дрейфові транзистори. Властивості бездрейфових БТ докладно розглянуто раніше.

Дрейфові транзистори – це такі БТ, у базових областях яких створено електричне поле, яке прискорює рух носіїв від ЕП до КП. Дія прискорюючого поля призводить до зменшення часу «прольоту» носіїв через базу $t_{пр}$ і до відповідного збільшення граничних частот f_α і f_β . Одночасно з цим істотно поліпшуються і підсилювальні властивості БТ, оскільки при меншому часі прольоту велика частина інжекттованих носіїв встигає дійти до колектора без рекомбінації. За іншими показниками дрейфові БТ аналогічні раніше розглянутим бездрейфовим приладам (див. підрозд. 2.1 – 2.4).

Прискорююче поле у базі дрейфових транзисторів має дифузійну природу і створюється в результаті нерівномірного розподілу домішок у їхніх базових областях. Структури і методи формування дрейфових БТ описано далі.

За електропровідністю робочих областей розрізняють транзистори *p-n-p-* і *n-p-n-*типу. Розходження у властивостях цих транзисторів визначається тим, що робочими носіями в *n-p-n-*структурах є електрони, які мають більш високу рухливість порівняно з дірками. Тому транзистори *n-p-n-*типу мають кращі підсилювальні і частотні властивості.

Технологічні різновиди БТ. У ході виробництва дискретних БТ найчастіше використовуються прийоми сплавної, дифузійної і епітаксіальної технології. З конструктивно-технологічних різновидів БТ найбільш широке застосування знаходять сплавні, дифузійно-сплавні і планарні, мезо-планарні і планарно-епітаксіальні транзистори.

Сплавні транзистори виготовляють методом сплавлення p - n -переходів. Як вихідний матеріал для таких транзисторів найчастіше використовують германій. Типова структура сплавного транзистору і розподіл у ньому легуючих домішок показано на рис. 2.16, а, б.

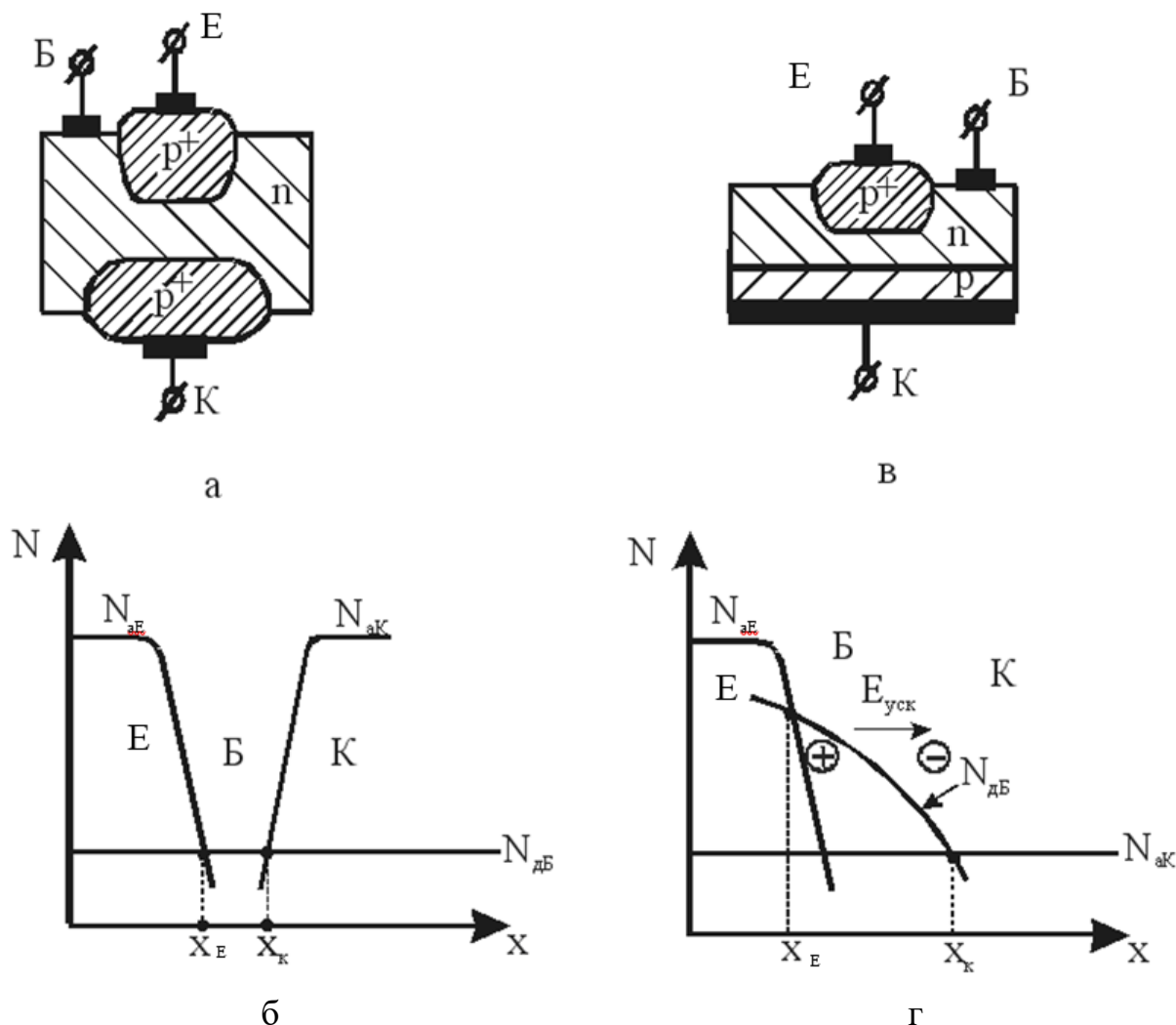


Рисунок 2.16 – Сплавні (а, б) і дифузійно-сплавні (в, г) транзистори

У ході оцінки властивостей сплавних БТ насамперед необхідно врахувати, що протягом їхнього виробництва використовуються вихідні напівпровідникові кристали (підкладки) із рівним розподілом домішок. Оскільки після вплавлення емітера й колектора вони утворюють базу транзистора, розподіл домішок у базі виявляється рівномірним (лінія $N_{об}$ на рис. 2.16, б), такі транзистори – класичний приклад БТ із бездрейфовим механізмом передачі струму від емітера до колектора.

Сплавні транзистори (рис. 2.16, б) мають різкі p - n -переходи, утворені сильнолегованими областями емітера та колектора. Такі переходи мають невелику ширину та відрізняються порівняно невисокими зворотними напругами. Інша особливість – підвищене значення бар'єрної ємності

колектора. У зв'язку з приблизно однаковою концентрацією акцепторної домішки в емітері N_{AE} і колекторі N_{AK} обидва переходи сплавного транзистора мають приблизно однакові інжекційні властивості. Тому порівняно з іншими типами БТ ці транзистори більш пристосовані до роботи в інверсному активному режимі.

При вплавленні p - n -переходів дуже важко забезпечити однорідність їх фронтів, тому профіль p - n -переходу реального сплавного транзистора відрізняється від ідеальної плоскої форми. Отримати сплавні транзистори з дуже тонкою базою неможливо через небезпеку сплавки емітерної та колекторної областей. З цієї причини сплавні транзистори, особливо при великих площах переходів, мають базові області шириною порядку 10...15 мкм, що порівняльно з дифузійною довжиною носія в кристалі. Тому сплавні транзистори, як правило, є низькочастотними. Інша причина обмеження діапазону робочих частот сплавних транзисторів – інерційність бездрейфового механізму передачі струму між переходами та значні ємності переходів.

Дифузійно-сплавні БТ є транзисторами з дрейфовим механізмом передачі струму. Приклад такого БТ і розподіл домішок у ньому показано на рис. 2.16, в, г. Їхні структури формують у наступному порядку. Спочатку у вихідній пластині p -типу з концентрацією акцепторів N_{AK} методом дифузії створюють базову n -область глибиною 10...15...15 мкм. Розподіл домішок у цій n -області виходить нерівномірним (лінія N_{EB} на рис. 2.16, г). Потім у цій області методом сплавної технології формують емітерний перехід.

У дифузійно-сплавних транзисторах, як і в сплавних, важко створити тонку базу. Основна їх перевага – наявність прискорюючого поля в базовій області, що поліпшує їх частотні властивості в порівнянні зі сплавними БТ. Це поле має дифузійну природу і виникає завдяки нерівномірному розподілу домішок у базі (рис. 2.16, г). Інша перевага дифузійно-сплавних транзисторів – висока електрична міцність КП, що пояснюється малою концентрацією домішок у колекторі.

Планарні транзистори є іншим прикладом дрейфових БТ, у ході виробництва яких використовується дифузійна технологія. Відмінна риса їхньої структури – вихід усіх робочих областей на ту саму сторону кристала. Технологічні етапи формування планарного транзистора показані на рис. 2.17.

На першому етапі (рис. 2.17, а) вихідну пластину кремнію n -типу поміщують в атмосферу пару води чи кисню, де вона покривається плівкою двоокису кремнію товщиною не більш 1 мкм. Ця плівка надійно захищає кристал від дифузії чужорідних домішок із навколишнього середовища. Якщо

яким-небудь чином, наприклад, методом фотолітографії, у плівці SiO_2 розкрити «вікно», то через нього можна проводити локальну дифузію домішок, створюючи робочі області БТ.

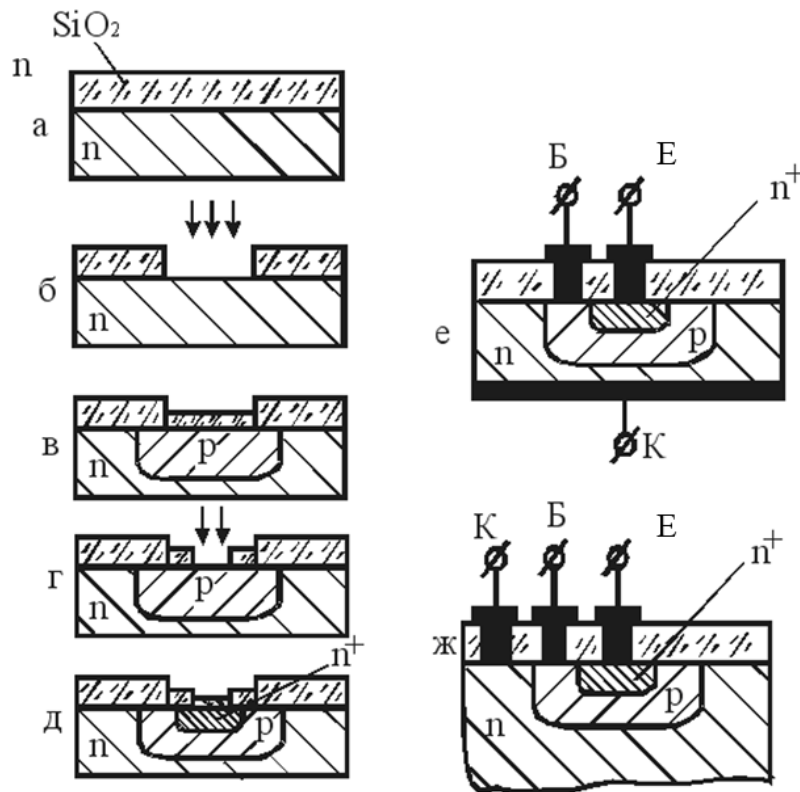


Рисунок 2.17 – Технологія (а–д) і структури (е–ж) планарного транзистора

На другому етапі процесу вікно розкривають під базову область планарного транзистора (рис. 2.17, б) і проводять через нього дифузію акцепторів. Завдяки цьому створюється базова p -область БТ. Потім знову окислюють поверхню кристала (рис. 2.17, в) і в плівці, що утворилася, розкривають вікно (рис. 2.17, г). Проводять дифузію донорів на меншу глибину і створюють емітерну n^+ -область (рис. 2.17, д).

Потім у діелектрику протравлюють вікна для омичних контактів. Якщо омичні контакти лежать у двох площинах, отримують двосторонню структуру (рис. 2.17, е). В другому варіанті планарного транзистора (рис. 2.17, ж) усі його омичні контакти формують на верхній поверхні кристалу. Така структура характерна для БТ, використовуваних в інтегральних мікросхемах.

У планарному транзисторі межі p - n -переходів, що виходять на поверхню, виявляються під шаром діелектрика, який служить захистом від зовнішніх впливів і виключає струми витоку.

Планарна технологія дозволяє істотно поліпшити параметри транзисторів, особливо їхні частотні характеристики. Добре контрольоване легування методом

дифузії разом із точними методами фотолітографії дозволяє точно витримати розміри та глибину залягання областей транзистора. При цьому отримують базу товщиною десяті частки мікрометра. За допомогою планарної технології досягнуто робочі частоти транзисторів у десятки гігагерц ($1 \text{ ГГц} = 10^9 \text{ Гц}$).

Межа-планарний транзистор показаний на рис. 2.18, а.

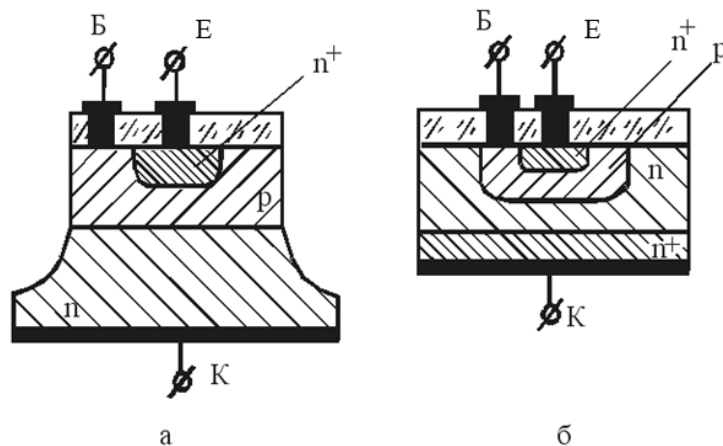


Рисунок 2.18 – Межа-планарний (а) і планарно-епітаксіальний (б) транзистори

Його виготовляють за планарною технологією. Для зменшення площі КП і з метою зниження його ємності витравлюють визначені ділянки кристала так, що активна частина транзистора має вигляд межа-структури. Межа-структура дозволяє зменшити ємність колектора до часток пікофарад, що сприяє істотному підвищенню робочих частот транзистора.

Планарно-епітаксіальний транзистор схематично показано на рис. 2.18, б. Він має колектор, який складається з двох шарів – низькоомного n^+ і високоомного – n -шару. Високоомний шар необхідний для одержання широкого колекторного переходу з малою ємністю і досить великою допустимою колекторною напругою. Низькоомний n^+ -шар дозволяє знизити опір області колектора з метою зменшення втрат потужності на ньому. Високоомний шар колектора є монокристалічною епітаксіальною плівкою, яка повторює кристалічну структуру n^+ -шару. Епітаксіальна технологія забезпечує високоточний контроль товщини й опору плівки, що сприяє істотному поліпшенню параметрів транзистора. Такі транзистори мають малий розкид параметрів від приладу до приладу.

Потужні транзистори. Залежно від припустимої потужності, що розсіюється, $P_{\text{доп}}$ усі БТ розділяють на три групи:

- малої потужності $P_{\text{доп}} < 0,3 \text{ Вт}$;
- середньої потужності $0,3 \text{ Вт} < P_{\text{доп}} < 1,5 \dots 3 \text{ Вт}$;
- великої потужності $P_{\text{доп}} > 1,5 \text{ Вт}$.

Потужні транзистори мають працювати зі значними робочими струмами (одиниці ампер і більше) й високими напругами (десятки й сотні вольт). Їхня конструкція має забезпечувати ефективне відведення виділеного тепла в навколишнє середовище.

Для поліпшення тепловідведення підкладки потужних БТ монтують на кристалотримачах із матеріалу з гарною теплопровідністю. У більшості випадків для цієї мети використовують провідні матеріали, тому колектор потужного БТ звичайно має гальванічне з'єднання з корпусом. За необхідності потужні БТ оснащують додатковими радіаторами.

Під час роботи з великими струмами в транзисторі виявляється ефект відтискування струму від центру емітерного переходу до його країв (рис. 2.19).

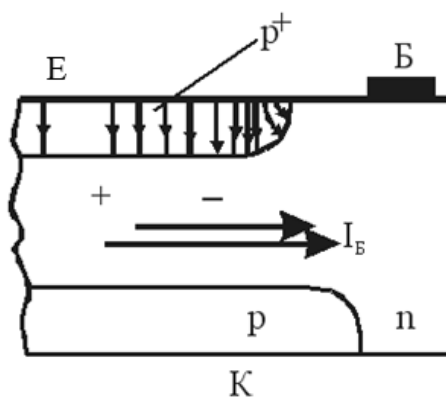


Рисунок 2.19 – Ефект відтиснення струму на емітерному переході

Оскільки товщина бази дуже мала її опір може виявитися досить великим. Струм бази I_b протікає паралельно площині емітерного $p-n$ -переходу, тому потенційна база зменшується від центру емітера до його країв. У результаті висота потенційного бар'єру емітерного переходу по краях виходить менше, ніж у центрі. Це призводить до того, що щільність струму емітеру неоднакова по його площі: у середній частині переходу інжекція дірок менша, ніж по краях. При цьому зростають втрати на рекомбінацію, що призводить до зниження коефіцієнта передачі за струмом.

Потужні НЧ транзистори. В діапазоні НЧ як потужні застосовуються сплавні транзистори. Вони мають значні площі емітерного та колекторного переходів, що необхідно для одержання великих струмів. Для того, щоб зменшити прояв ефекту відводу струму емітера від центра $p-n$ -переходу до його країв, змінюють конфігурацію емітера. Його виготовляють у вигляді смуг чи кілець (рис. 2.20).

Якщо під час виробництва потужних БТ використовують прийоми планарно-дифузійної технології, то емітерній області можна надати більш

складну конфігурацію, наприклад, у вигляді гребінки (рис. 2.21, а). Можливо також використання багатомітерних структур, коли в єдиній базовій області є до декількох десятків чи сотень емітерних областей, об'єднаних у єдине ціле плівковими з'єднаннями (рис. 2.21, б).

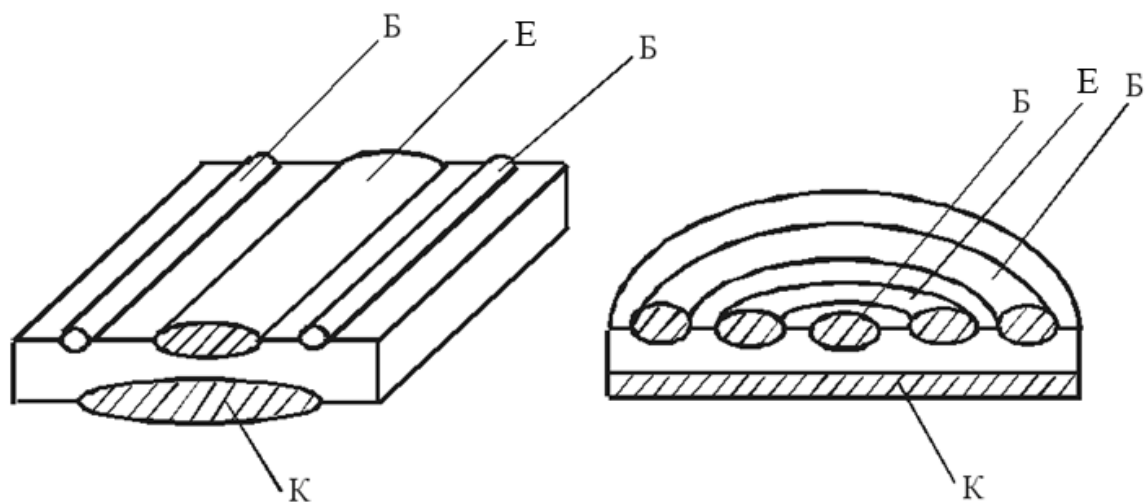


Рисунок 2.20 – Структури потужних сплавних транзисторів

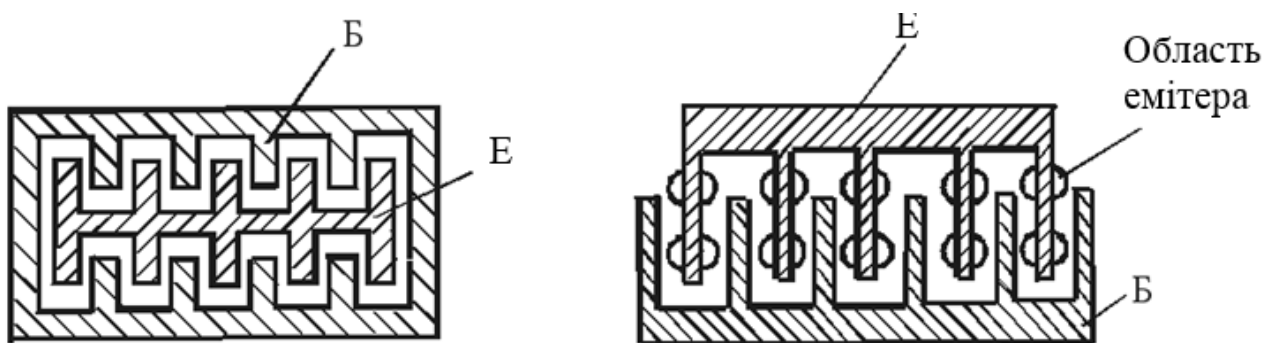


Рисунок 2.21 – Конструкції потужних планарно-дифузійних транзисторів

Високовольтні транзистори. Для одержання великих потужностей потрібно, крім збільшення струмів, підвищувати робочу напругу на переходах транзисторів. Ці напруги обмежуються явищем пробією переходів. У реальних планарних транзисторах пробій колекторного $p-n$ -переходу має зазвичай лавинний характер, а напруга пробією знаходиться в межах декількох десятків вольт. Пробій емітерних переходів, як правило, тунельний і відбувається при напрузі порядку одиниць вольт.

В ідеальному випадку значення напруги пробією мають залежати тільки від концентрації та характеру розподілу домішок у $p-n$ -переході. У реальних БТ пробією відповідають ряд додаткових факторів, головними з яких є:

- вигини $p-n$ -переходів, у яких різко зростає напруженість електричного поля;

- з наближенням до поверхні підвищується концентрація домішок, що призводить до зменшення ширини, і відповідно, напруги пробою p - n -переходу;
- у місцях виходу переходів на поверхню можуть утворитися паразитні провідні канали, які знижують його електричну міцність.

Зниження дій цих факторів дозволяє підвищити напругу пробою до декількох сотень і більше вольт. Це досягається в структурах високовольтних транзисторів з охоронним кільцем і розширеним контактом бази.

Структура планарного транзистора з охоронним кільцем показана на рис. 2.22, а. В ході її створення базову дифузію проводять у два прийоми. Спочатку по контуру майбутнього колекторного переходу проводять глибоку дифузію охоронного кільця і лише після цього проводять дифузію в центральній області бази.

Така двоступінчаста технологія дозволяє зменшити крутість колекторного переходу в місцях вигину і зменшити небезпеку лавинного пробою.

Структуру транзистора з розширеним базовим контактом показано на рис. 2.22, б. Введення розширеного базового контакту дозволяє знизити небезпеку пробою колектора в поверхневій області. Пояснення в тому, що базовий контакт у передпробійному режимі знаходиться під великим негативним потенціалом стосовно колекторної області (n - p - n -структура). У зв'язку з цим під базовим контактом створюється електричне поле, що «відтискує» електрони в глиб кристалу. У поверхневій області колектора виникає (індукується) збіднений шар із провідністю n -типу, і в результаті збільшується ширина p - n -переходу. Цим усувається причина передчасного пробою колектора в місці його виходу на поверхню кристала.

Застосування описаних методів збільшує напругу пробою колектора планарного транзистора до декількох сотень вольт.

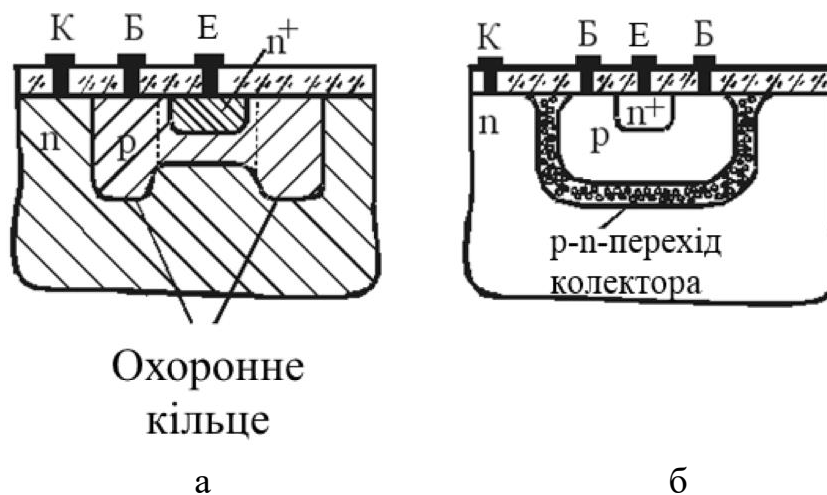


Рисунок 2.22 – Структури високовольтних планарних транзисторів

Потужні ВЧ і НВЧ-транзистори. За діапазоном робочих частот транзистори підрозділяються на такі групи:

- низькочастотні (НЧ) $f_{\alpha} < 3$ МГц;
- середньочастотні (СЧ) $f_{\alpha} < 30$ МГц;
- високочастотні (ВЧ) – $f_{\alpha} < 300$ МГц;
- надвисокочастотні (НВЧ) – $f_{\alpha} > 300$ МГц.

ВЧ і НВЧ-транзистори – це транзистори з дрейфовим механізмом передачі струму, що мають структуру *n-p-n*-типу. Перспективним матеріалом для цих груп БТ є арсенід галію (GaAs), що відрізняється особливо високою рухливістю електронів. Оскільки ВЧ і НВЧ-транзистори мають гранично тонку базу, в ході їхньої експлуатації не рідко виникає явище проколу бази.

Особливу складність становить виробництво потужних ВЧ і НВЧ-транзисторів. Ці транзистори повинні мати велику допустиму потужність розсіювання, високу граничну частоту f_{α} , малу ємність емітерного та колекторного переходів, малу сталу часу $C_{кг}$.

Потужні ВЧ і НВЧ-транзистори часто виготовляють методами планарно-епітоксіальної технології, що дозволяє формувати області транзистора складної форми з високою точністю. При цьому широко використовуються структури з гребінчастими емітерами (рис. 2.21, а) і багатоемітерні БТ (рис 2.21, б).

У НВЧ-діапазоні використовуються також багатоструктурні транзистори, що складаються з декількох багатоемітерних транзисторів, які розміщені на одній напівпровідниковій пластині й об'єднані у єдину систему. Окремі елементи такої структури розміщені досить далеко одна від одної, так що їх теплові потоки не перекриваються й потужність, що розсіювана всією структурою, зростає.

У конструкціях корпусів потужних НВЧ-транзисторів передбачають не тільки ефективне тепловідведення, але й малі індуктивності виводів, а також малі ємності між виводами й корпусом. У разі потреби корпусу НВЧ-транзисторів надають форму, зручну для установки в лінії передачі цього діапазону.

Потужності НВЧ-транзисторів досягають одиниць ват на частотах тисяч МГц.

Транзистори з підвищеним підсиленням. Підсилювальний елемент із підвищеним підсиленням може бути отриманий завдяки використанню складених транзисторів (рис. 2.23).

Вони можуть збиратися з БТ з однотипною структурою (рис. 2.23, а – обидва БТ *n-p-n*-типу). Або з БТ із взаємодоповнюючою структурою (рис. 2.23, б – один БТ *p-n-p*-типу, інший *n-p-n*-типу). Структури, показані

а рис. 2.23, б називаються комплементарними. Якщо β_1 і β_2 – коефіцієнти підсилення струму бази в «одинарних» транзисторах, то підсилення складеної пари $\beta = \beta_1 \beta_2$. Значення β може досягати величин, що перевищують $10^3 \dots 10^4$. Складені транзистори можуть мати єдине конструктивне оформлення.

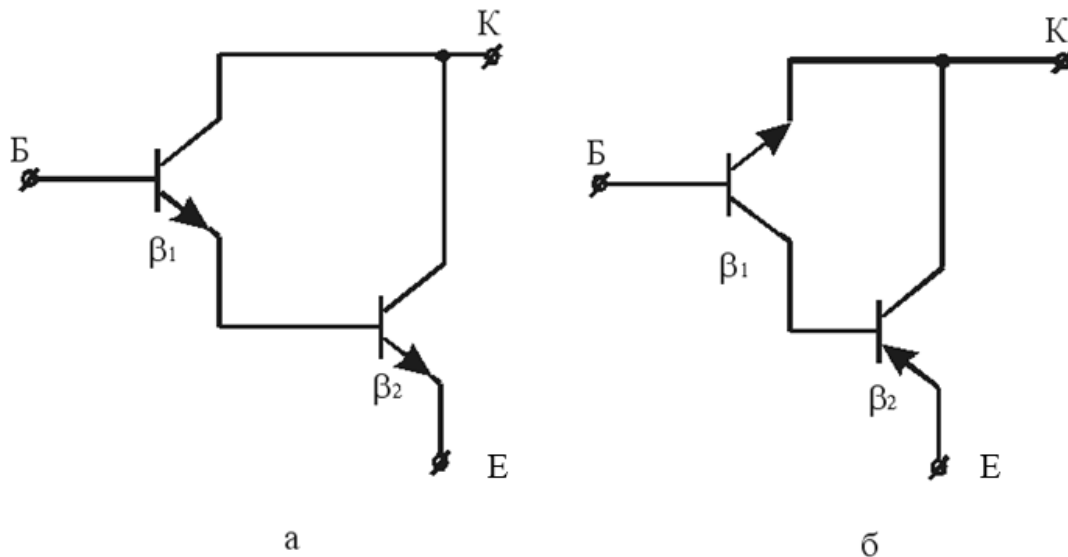


Рисунок 2.23 – Складені транзистори

Дуже високе підсилення ($\beta \sim 10^4 \dots 10^5$) отримують за допомогою, так званих, транзисторів-супербета. Ці транзистори мають дуже тонку базу та емітерну область, створену методом іонної імплантації.

Малешумлячі транзистори призначені для побудови перших каскадів високочутливих підсилювальних схем. Зазвичай це малопотужні БТ, у паспорті яких вказано значення коефіцієнта шуму. У гарних зразках малешумлячих БТ коефіцієнт шуму не перевищує 3...6 дБ.

Контрольні запитання і завдання

1. На які групи розділяють транзистори за типом робочого матеріалу?
2. У чому полягає основна відмінність БТ з різних матеріалів і чим пояснюється ця відмінність?
3. На які групи поділяють БТ за механізмом передачі струму в базі?
4. Як рухаються не основні носії в базі бездрейфового транзистора?
5. Які БТ називають дрейфовими?
6. На які властивості дрейфового транзистора впливає електронне поле в базі?
7. На які групи поділяють БТ за електропровідністю робочих областей?
8. У чому полягає відмінна властивість транзисторів, що відрізняються електропровідністю робочих областей?

9. Які існують технологічні різновиди БТ?
10. Які БТ називають сплавленими?
11. Зобразіть і поясніть розподіл концентрацій домішок у структурі сплавних БТ.
12. Поясніть, чому сплавні БТ, як правило, низькочастотні.
13. Чому в сплавлених БТ важко отримати тонку базу?
14. Які БТ називають дифузійно-сплавленими?
15. Зобразіть і поясніть розподіл домішок у структурі дрейфового дифузійно-сплавного БТ.
16. Поясніть, як у базі з нерівномірним розподілом домішок утвориться електричне поле, що прискорює неосновні носії від емітерного до колекторного переходу.
17. Чому у дифузійно-сплавних БТ як правило, досить висока напруга пробою колекторного переходу?
18. Які БТ називають планарними?
19. Поясніть технологічні етапи формування структури планарного БТ.
20. Чому в планарних БТ кращі, порівняно зі сплавленими БТ, параметри і частотні характеристики?
21. Які БТ називають меза-планарними?
22. З якою метою в меза-планарного БТ зменшена площа колекторного переходу?
23. Наведіть і поясніть структуру планарно-епітаксialьного БТ.
24. Чому планарно-епітаксialьні БТ мають малий розкид параметрів від приладу до приладу?
25. На які групи поділяють БТ за величиною припустимої потужності, що розсіюється?
26. Які міри застосовують для поліпшення тепловідведення в потужних БТ?
27. У чому полягає ефект відтискування струму від центра емітера до країв потужних БТ?
28. З якою метою емітер потужних БТ роблять у вигляді смуг чи кільця?
29. З якою метою в потужних НЧ транзисторах роблять великими площі емітерного й колекторного переходів?
30. Наведіть і поясніть особливості багатоемітерних структур потужних БТ.
31. Чим обмежуються робочі напруги потужних БТ?
32. Як фактори реальних БТ сприяють пробою колекторного переходу?
33. Наведіть і поясніть структуру БТ з охоронним кільцем.
34. Наведіть і поясніть структуру БТ із розширеним контактом бази.

35. На які групи поділяють БТ за діапазоном робочих частот?
36. Чому ВЧ- і НВЧ-транзистори, як правило, *n-p-n*-типу? У чому їхні переваги порівняно з *p-n-p*-транзисторами?
37. Яким вимогам має відповідати структура ВЧ- і НВЧ-транзисторів?
38. Яку технологію найчастіше використовують під час виробництва ВЧ- і НВЧ-транзисторів?
39. Що таке багатоструктурні транзистори?
40. Чому в багатоструктурних БТ досить висока припустима розсіювана потужність?
41. Які вимоги висуваються до індуктивностей виводів і ємностей між выводами й корпусом НВЧ-транзисторів?
42. Які транзистори називають складеними?
43. Яке підсилення струму бази може бути отримане у складених транзисторів?

3 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польові транзистори (ПТ) – це підсилювальні НПП, у яких вихідний струм керується електричною напругою або електричним полем. На відміну від біполярних транзисторів струми в їхній структурі утворюються носіями заряду тільки одного знаку – електронами або дірками. Тому їх також називають уніполярними транзисторами.

3.1 Устрій і різновиди польових транзисторів

Основу будь-якого ПТ утворює шар напівпровідника, що називається *каналом*. У процесі роботи ПТ опір каналу змінюється під дією зовнішнього електричного сигналу (поля). Електрод, за допомогою якого керують опором каналу, називають *затвором*. Область кристалу, з якої носії заряду надходять у канал, називають *витоком*.

Зараз виробляється безліч різновидів ПТ. За способом *керування провідністю каналу* (чи за типом затвора) виділяють два основних типи ПТ:

- ПТ із *p-n*-затвором чи бар'єром Шотки;
- ПТ з ізолюваним затвором.

За типом *провідності каналу* розрізняють:

- ПТ із *n*-каналом;
- ПТ із *p*-каналом.

При класифікації ПТ враховуються й інші конструктивні чи технологічні ознаки.

Пристрій ПТ з *p-n*-затвором, який має канал *n*-типу показано на рис. 3.1, а.

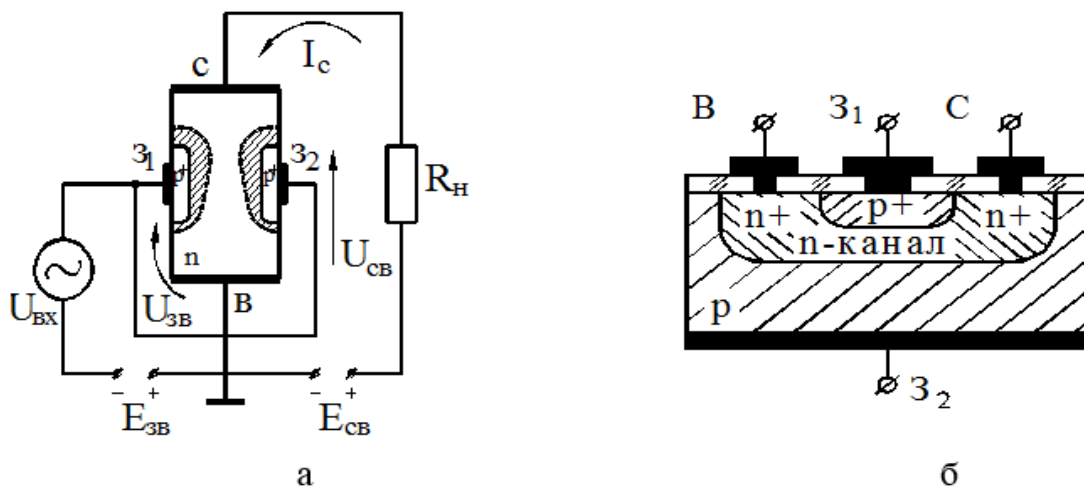


Рисунок 3.1 – Структура польових транзисторів з *p-n*-затвором і схема включення зі спільним стоком

Такі транзистори створюються в кристалах кремнію n -типу, із двох сторін яких формуються p^+ -області з підвищеним вмістом акцепторів. Ці області мають омичні контакти (виводи z_1 і z_2) і використовуються як затвори. Затвори z_1 і z_2 в робочому стані можуть з'єднуватися разом або використовуватися окремо.

У структурі ПТ може бути сформована одна p^+ -область, що виконує роль затвора. У такому випадку і омичний вивід буде один.

Ділянка кристалу, обмежена затворними p^+ -областями, є робочим каналом розглянутого ПТ. Ширина каналу i , відповідно, його опір визначаються відстанню між границями запірних шарів p - n -переходів, що виникають по контуру затворних p^+ -областей. Якщо на затвори подати зовнішнє зміщення, то в зв'язку зі зміною ширини p - n -переходів змінюватиметься ширина та опір робочого каналу. Завдяки цьому з'являється можливість керувати струмом у каналі i , як наслідок, підсилювати електричні сигнали за потужністю. Для вводу та виводу струму в ПТ на торцеві грані кристала наносять омичні контакти витоку (У) й стоку (С).

Облаштування ПТ, який працює так само, але має планарну структуру, показано на рис 3.1, б. У транзисторах з каналом p -типу знаки напруг на електродах змінюються на протилежні.

На рис. 3.2 показано умовні позначки ПТ із p - n -затвором з каналами n - і p -типу.

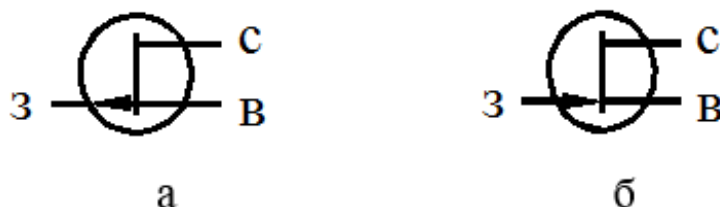


Рисунок 3.2 – Умовні позначки польових транзисторів з p - n -затвором і з каналом n -типу (а), із каналом p -типу (б)

Структури ПТ з ізольованими затворами показано на рис. 3.3. Як затвор тут використовують тонкоплівкові металеві електроди (найчастіше з алюмінію), ізольовані від кристалу напівпровідника тонким (біля $100\text{Å} = 0,01\text{ мкм}$) шаром діелектрику. Оскільки в таких структурах є шари металу, діелектрика й напівпровідника, то їх називають транзисторами типу метал-діелектрик-напівпровідник або скорочено МДН-транзисторами. Якщо МДН-транзистор виготовляється в кристалі кремнію, то як діелектрик зручно використовувати оксид кремнію SiO_2 . У цьому випадку МДН-транзистори називають МОН транзисторами, тобто транзистори зі структурою метал-окисел-напівпровідник.

Обов'язковими елементами структури МДН-транзистору є дві планарні області стоку та витоку (p^+ -області на рис. 3.3 для МДН-транзистора з каналом p -типу; для МДН-транзистора з n -каналом це буде дві n^+ -області).



Рисунок 3.3 – Структури польових транзисторів з ізольованими затворами

Вони відокремлені один від одного на відстань, яка не перевищує 20...30 мкм.

За способом формування робочого каналу виділяють два різновиди:

- МДН-транзистори з індукованим каналом;
- МДН-транзистори з вбудованим каналом.

Під час формування структури МДН-транзистора з індукованим каналом канал між витоком і стоком не створюється (рис. 3.3, а). Він з'являється (індукується) тільки при подачі на затвор напруги визначеної величини та полярності. У МДН-транзисторах із вбудованим каналом робочий канал створюється у вигляді неглибокої p - чи n -області, що з'єднує витік та стік структури (рис. 3.3, б). Напівпровідниковий кристал, у якому формується МДН-транзистор, називається *підкладкою*. Вона оснащується омичним контактом, за допомогою якого з'єднується з витоком, або з окремим зовнішнім виводом. Цей вивід, як і вивід затвора може бути використаний для подачі керуючих сигналів.

На рис. 3.4 показані умовні позначки МДН-транзисторів з каналами n - і p -типу.

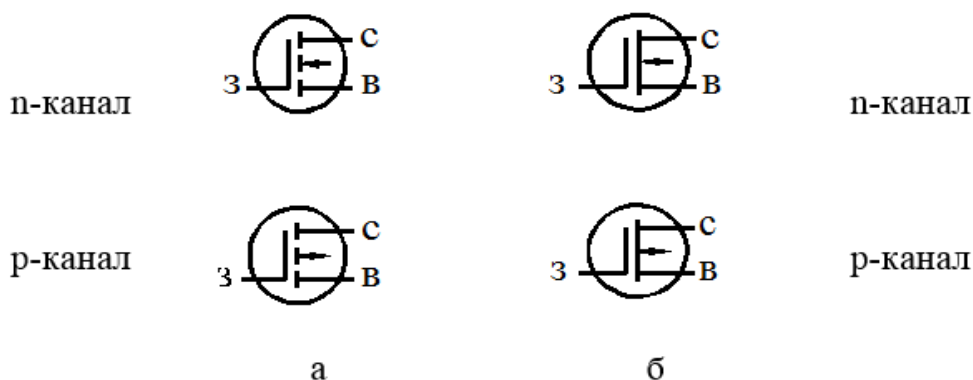


Рисунок 3.4 – Умовні позначки МДН-транзисторів з індукованим каналом (а) і вбудованим каналом (б)

Контрольні запитання і завдання

1. Які транзистори називають польовими або уніполярними?
2. Як називаються області структури ПТ, а також омичні виводи цих областей?
3. На які групи поділяють ПТ за типом затвора?
4. На які групи поділяють ПТ за типом каналу?
5. Нарисуйте та поясніть структуру ПТ із $p-n$ -затвором.
6. Як можна керувати опором каналу польового транзистора з $p-n$ -затвором?
7. Нарисуйте та поясніть планарну структуру ПТ із $p-n$ -затвором.
8. Нарисуйте умовні позначки ПТ із $p-n$ -затвором, що має канали n - або p -типу.
9. Наведіть і поясніть структуру ПТ з ізольованим затвором.
10. Як слід розуміти аббревіатуру (скорочена назва) «МДН- або МОН-транзистор»?
11. Які існують різновиди МДН-транзисторів?
12. Чим структура МДН-транзистора з індукованим каналом відрізняється від структури МДН-транзистора із вбудованим каналом?
13. Що називають підкладкою в структурі МДН-транзистора?
14. Наведіть умовні позначки МДН-транзисторів з індукованим каналом n - і p -типу.
15. Наведіть умовні позначки МДН-транзисторів із вбудованими каналами n - і p -типу.

3.2 Польові транзистори з $p-n$ -затвором

Принцип дії ПТ із $p-n$ -затвором розглянемо на прикладі схеми, показаної на рис. 3.1, а. У ПТ так само, як і в біполярного транзистора 3 електроди – стік, витік, затвор. Якщо його застосовують у схемі для посилення електричних сигналів, то один із його електродів має бути спільним для вхідного чи вихідного кола. На рис. 3.1, а показано схему зі спільним витоком (СВ). Вхідним колом, куди включається посилюваний змінний сигнал $U_{вх}$, є коло затвор-витік. Вихідним колом, в яке включено опір навантаження R_n (із нього знімають посилений електричний сигнал), є коло стік-витік.

Правила подачі постійних зміщень у коло затвора $E_{зв}$ і стоку $E_{св}$ полягають у тому що:

– напруга на затворі $E_{зв}$ має бути такої полярності, щоб $p-n$ -перехід між затвором і каналом був закритий;

– напругу на стоці $E_{св}$ необхідно підключати такої полярності, щоб основні носії каналу (у даному випадку n -каналу це електрони) притягувались до стоку.

Струм стоку I_c , який протікає у вихідному колі, є дрейфовим струмом основних носіїв каналу. Величину цього струму можна визначити в такий спосіб:

$$I_c = \frac{E_{зв}}{R_H + R_K}, \quad (3.1)$$

де R_K – опір каналу структури польового транзистора. У виразі (3.1) не враховані опори ділянок структури біля введів стоку та виток (поза каналом). Як правило, ці опори незначні і ними часто можна знехтувати.

Якщо напруга у вхідному колі затвор-витік $U_{вх}$ змінюється, то це призводить до зміни ширини p - n -переходів між затвором і каналом. Внаслідок цього змінюється переріз каналу, а значить і його опір R_K . Це призводить до того, що вихідний струм стоку I_c відповідно до формули (3.1) теж змінюється. Результатом цього є змінна напруга на навантаженні:

$$U_H = I_c \cdot R_H.$$

Так вхідний сигнал $U_{вх}$ керує вихідною напругою U_H .

В ході оцінки підсилювальних властивостей ПТ потрібно насамперед враховувати, що вхідний струм затвора I_3 – надзвичайно малий. Як правило, польові транзистори виготовляють із кремнію. Зворотний струм закритого кремнієвого p - n -переходу може складати $10^{-9} \dots 10^{-12}$ А і менше. Вихідний струм стоку I_c у більшості структур ПТ – десятки, сотні міліампер. Оскільки вихідний струм I_c і вхідний струм I_3 відрізняються дуже сильно, коефіцієнт підсилення по струму в ПТ не розглядають.

Через малість вхідного струму напруга та потужність у вхідному колі істотно менші за напругу та потужність, отримані на навантаженні.

ПТ у схемі з СВ забезпечує *посилення змінних електричних сигналів за напругою й потужністю*.

Керування опором каналу ПТ здійснюється напругою не тільки на затворі, але і на стоці.

Розглянемо спочатку вплив напруги на затворі $U_{зв}$, враховуючи, що напруга на стоці $U_{св} = 0$, а затвори c_1 і c_2 з'єднані один з одним (рис. 3.5, а).

При подачі на затвор замикаючої напруги ($U_{зв} < 0$ для ПТ із n -каналом) товщина каналу змінюватиметься однаково по всій довжині. При цьому, чим більшу напругу подано на затвор, тим тоншим стає канал і тим більше його опір. З деякою напругою на затворі $U_{зв} = U_{зввідс}$, що називається напругою

відсічення, запірні шари обох p - n -переходів стуляються один з одним, канал виявиться цілком перекритим і його опір досягає максимуму.

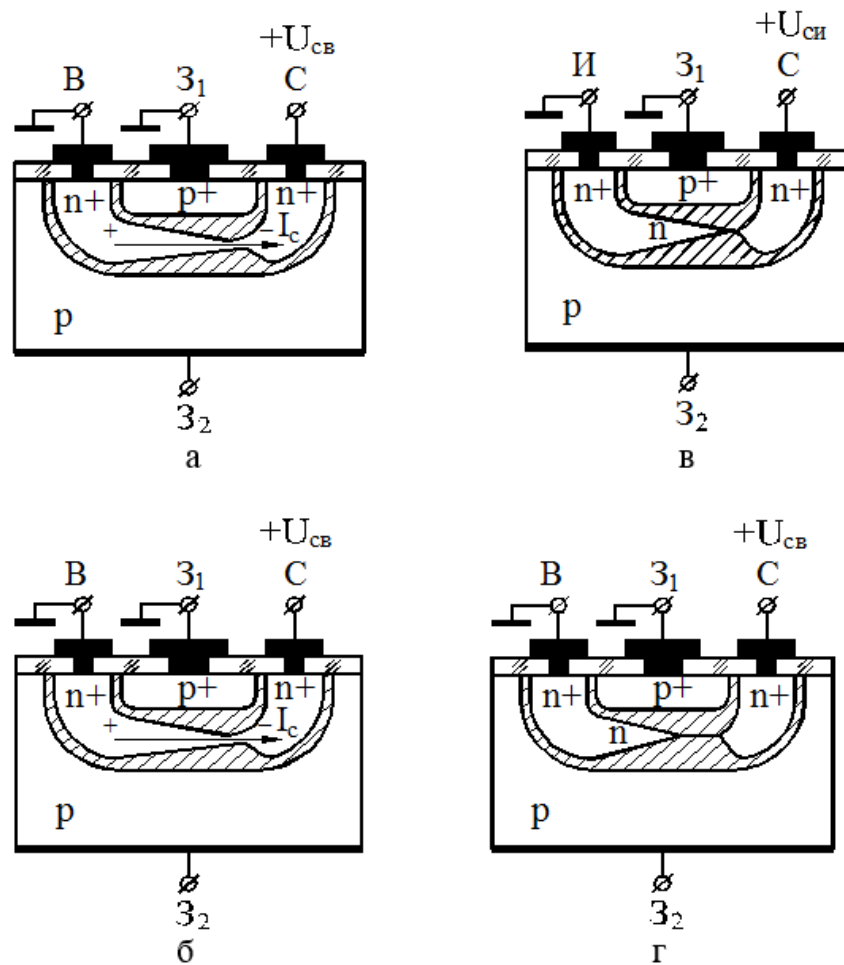


Рисунок 3.5 – Вплив напруг затвора й стока на конфігурацію каналу

Розглянемо тепер випадок, коли при заземленому затворі ($U_{зв} = 0$) на стік ПТ із каналу n -типу подається позитивна напруга $U_{св} > 0$ (рис. 3.5,б). Під дією цієї напруги в каналі протікає струм стоку I_c . В результаті цього по всій довжині каналу виникає розподілене спадання напруги. Так, наприклад, при подачі на стік напруги $U_{св} = +10V$ у каналі можна відшукати точку, потенціал якої стосовно виток дорівнюватиме $+5V$. Ця точка має знаходитися приблизно на середині довжини каналу. При зміщенні від середини в напрямку виток, потенціал каналу зменшуватиметься до нуля, а при наближенні до стоку – збільшуватиметься до значення $+10V$.

Спадання напруги в каналі є замикаючим для p - n -переходів затвора («+» на n -області, а виводи p^+ -області заземлені). Тому в результаті протікання струму в каналі ширина запірних шарів у напрямку від виток до стоку збільшується, а ширина каналу – зменшується (рис. 3.5, б). З деякою напругою на стоці $U_{св} = U_{св.нас}$, що називається напругою насичення, канал з боку стоку

цілком перекривається (рис. 3.5, в). перекриття це відбувається спочатку на дуже невеликій відстані, майже в точці. Неважко здогадатися, що напруга насичення в розглянутому випадку має дорівнювати напрузі відсічення: $U_{\text{св.нас}} = U_{\text{зв.відс}}$.

З подальшим збільшенням напруги на стоці зона перекриття каналу пропорційно збільшується (рис. 3.5, г). Таким чином, змінюючи напругу на стоці, можна забезпечити керування опором каналу практично в тих самих межах, що й у випадку подачі напруги на затвор.

Режим роботи ПТ визначають за фізичним станом його каналу. При цьому виділяють три режими роботи:

- режим при цілком відкритому каналі, коли опір між витокom і стоком малий (десятки-сотні Ом) (рис. 3.5, а і 3.5, б);
- режим насичення при частково перекритому каналі, опір між витокom і стоком десятки-сотні кОм (рис. 3.5, в і 3.5, г);
- режим відсічення при цілком закритому каналі, опір між стоком і витокom досягає одиниць МОм.

Основним режимом, у якому ПТ має підсилювальні властивості, є режим насичення. Тому його не можна ототожнювати з режимом насичення біполярного транзистора.

Схеми включення ПТ. У ході побудови електронних схем використовують три схеми включення ПТ: із спільним витокom (СВ), спільним затвором (СЗ) і спільним стоком (СС). Найбільше застосовується схема з СВ (рис. 3.1, а).

Контрольні запитання і завдання

1. Наведіть і поясніть структуру ПТ із *p-n*-затвором.
2. Наведіть і поясніть структуру планарного ПТ із *p-n*-затвором.
3. Наведіть схему включення зі спільним витокom ПТ із *p-n*-затвором для посилення змінних сигналів.
4. Якого правила слід дотримуватись при подачі постійного зміщення в колі затвор-виток?
5. Якого правила слід дотримуватись при подачі постійного зміщення в колі стік-виток?
6. Який механізм струму I_c , що протікає в колі стоку, і якими носіями в структурі ПТ цей струм задається?
7. Від чого залежить величина струму стоку I_c ?
8. Поясніть, як змінна напруга в колі затвора $U_{\text{вх}}$ керує змінною напругою U_n на навантаженні, включеному в коло стоку.

9. Чому в ході оцінки підсилювальних властивостей ПТ не розглядають коефіцієнт підсилення по струму?

10. Поясніть, як ПТ із $p-n$ -затвором у схемі з СВ забезпечує посилення змінних сигналів за напругою й потужністю.

11. Напругами на яких електродах ПТ можна керувати опором його каналу?

12. Як впливає напруга затвора $U_{зв}$ на конфігурацію каналу і його опір?

13. Яку напругу затвора називають напругою відсічення $U_{зв.відс}$?

14. Як впливає напруга стоку $U_{св}$ на конфігурацію каналу і його опір?

15. Чому при подачі напруги на стік $U_{св}$ переріз каналу ПТ стає неоднаковим по його довжині – вузька частина біля стоку, більш широка – біля витоку?

16. Яку напругу витоку називають напругою насичення $U_{св.нас}$?

17. Чим конфігурація каналу при $U_{св.нас}$ відрізняється від конфігурації каналу при $U_{зв.відс}$?

18. Чому опір каналу при $U_{св.нас}$ менший, ніж при $U_{зв.відс}$?

19. Чим визначаються режими роботи ПТ?

20. Зобразіть структуру ПТ і конфігурацію його каналу в режимі цілком відкритого каналу.

21. Зобразіть структуру ПТ і конфігурацію його каналу в режимі насичення.

22. Зобразіть структуру ПТ і конфігурацію його каналу в режимі відсічення.

23. В якому режимі роботи використовують ПТ для посилення змінних сигналів?

24. Які існують схеми включення ПТ із $p-n$ -затвором?

3.3 Характеристики, експлуатаційні властивості та параметри польових транзисторів з $p-n$ -затвором

Розглянемо ПТ із $p-n$ -затвором у схемі СВ, яку найчастіше використовують в електронних пристроях (рис 3.1, а).

Статичні характеристики ПТ. Основними характеристиками ПТ є вихідні чи стокові ВАХ, а також характеристики прямої передачі або стоко-затворні ВАХ.

Вихідні характеристики ПТ для схеми СВ є залежностями струму стоку I_c від напруги на стоці $U_{св}$ за постійних значень напруги на затворі:

$$I_c = f(U_{св}) \text{ при } U_{зв} = \text{const.} \quad (3.2)$$

Ці характеристики наведені на рис (3.6, а). На кожній з цих характеристик можна виділити три ділянки: початкова крута ділянка (3), потім положиста (2) і ділянка пробою з великими напругами.

Розглянемо спочатку характеристику, що відповідає напрузі $U_{зв} = 0$. Вона проходить через початок координат і її початкова крута дільниця відповідає роботі ПТ при цілком відкритому каналі. При цьому в області малих напруг $U_{св}$ струм стоку зростає практично за лінійним законом. У цьому випадку ПТ має властивості звичайного омичного опору. Зі збільшенням струму I_c зростає спад напруги по довжині каналу, ширина каналу з наближенням до стоку зменшується і його опір збільшується (рис. 3.5, б). Тому характеристика стає нелінійною: струм I_c наростає повільніше, ніж напруга на стоці $U_{св}$. В момент, коли напруга $U_{св}$ досягне напруги насичення $U_{св.нас}$, канал біля стоку перекриється. Струм стоку при цьому дорівнює величині $I_{с.поч}$, яка називається початковим струмом стоку.

З напругами $U_{св} > U_{св.нас}$ ПТ переводиться в режим насичення, а його вихідна характеристика виходить на положисту дільницю або дільницю насичення (не плутати з режимом насичення БТ!). У межах пологої дільниці струм стоку I_c змінюється незначно, оскільки зі збільшенням напруги $U_{св}$ зростає довжина перекритої ділянки каналу і, відповідно, його опір. З дуже великими напругами на стоці ($U_{св} = U_{св.мах} \geq 20 \dots 300$ В) виникає пробій *p-n*-затвора. Процес пробією починається на дільницях поблизу стока, які знаходяться під максимальною напругою, і має зазвичай лавинний характер. Якщо на затвор подати запираючу напругу $U_{зв} < 0$, то загальна ширина каналу зменшиться, його опір виросте і вихідні характеристики змістяться в область менших струмів I_c . Перекриття каналу відбуватиметься тепер за менших напруг на стоці. Оскільки напруга, прикладена до *p-n*-затвора поблизу стоку, дорівнює сумі напруг на стоці та затворі, то в момент змикання каналу буде справедливим:

$$U_{св.нас} + U_{зв} = U_{зв.відс.}$$

Звідси:

$$U_{св.нас} = U_{зв.відс.} - U_{зв.}$$

З цієї причини пробій ПТ при $U_{зв} < 0$ відбуватиметься за меншої напруги на стоці.

Таким чином, на кожній вихідній характеристиці ПТ можна виділити точку перегину з координатою $U_{св.нас} = U_{зв.відс.} - U_{зв.}$, яка розмежовує круту та положисту дільницю. Якщо всі ці точки з'єднати штриховою лінією (рис 3.6, а), то отримаємо межу між областю, у якій канал відкритий (область 3), і насичення (область 2).

Межа режиму відсічення (область 1) збігається з характеристикою, знятою при $U_{зв} = U_{зв.відс.}$ У цьому випадку канал перекритий по всій довжині навіть при $U_{св} = 0$ і струм стоку мізерно малий.

залежить від температури. Точка на ВАХ, у якій $U_{зв} = U_T$, називається термостабільною.

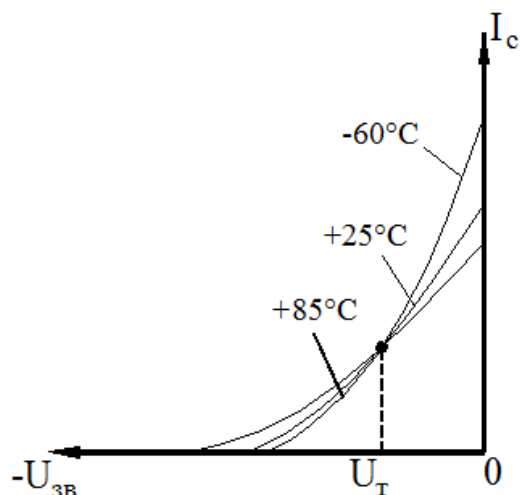


Рисунок 3.7 – Вплив температури на передатні характеристики польового транзистора

Експлуатаційні властивості ПТ

Одна з основних галузей застосування ПТ – підсилювачі електричних сигналів. Спрощена схема підсилювального каскаду на ПТ, включеному за схемою СВ, показана на рис. 3.8, а. Відповідно до цієї схеми на вхід транзистора, крім постійного зміщення $E_{св}$, подається посилюваний змінний сигнал $U_{вх}$. Вихідне коло містить джерело живлення $E_{св}$ і навантаження $R_{н}$, на якому виділяється посилений змінний сигнал $U_{вх}$.

У підсилювальних схемах ПТ працюють в режимі насичення, а струми та напруги містять постійні й змінні складові. Тому їхній розрахунок виконують у два прийоми: спочатку визначають величини постійних струмів і напруг за умови відсутності змінного сигналу (режим мовчання), а потім приступають до визначення змінних складових.

Струми та напруги, які характеризують роботу ПТ у режимі спокою, однозначно пов'язані між собою і відповідають фіксованим точкам на сімействі його статичних ВАХ. Ці точки називають робочими точками.

Під час розрахунку підсилювальних каскадів користуються статичними ВАХ, доповненими так званими навантажувальними характеристиками.

Навантажувальні характеристики (НХ) будуються на сімействах статичних ВАХ. Вони дають зв'язок між струмами та напругою на виходах транзистора за наявності зовнішнього навантаження.

При включеному навантаженні частина напруги джерела живлення виділяється на ній і зв'язок між токами та напругою відрізняється від статичних ВАХ.

У ПТ, як правило, будують тільки вихідну навантажувальну характеристику на сімействі статичних вихідних (стокових) ВАХ. У ході побудови вихідної НХ виходять з того, що напруга стокового живлення E_{CB} дорівнює сумі падінь напруг у колі стоку (рис 3.9, а):

$$E_{CB} = U_{CB} + I_C \cdot R_H. \quad (3.4)$$

З (3.4) маємо

$$I_C = \frac{E_{CB} - U_{CB}}{R_H}. \quad (3.5)$$

Отримані вирази (3.5) визначають вихідну НХ. Її форма така, що ця характеристика має бути прямою лінією. Для визначення положення НХ на сімействі статичних вихідних ВАХ достатньо знайти точки її перетину з осями координат. Якщо у формулі (3.5) прийняти $U_{CB} = 0$, то з неї випливає, що НХ перетинає вісь ординат у точці

$$I_C = \frac{E_{CB}}{R_H}.$$

Точку перетину НХ із віссю абсцис знаходять із формули (3.5) після підстановки туди $I_C = 0$. Неважко бачити, що ця точка має координату

$$U_{CB} = E_{CB}.$$

З'єднуючи отримані точки прямою лінією, отримують потрібну вихідну НХ (рис 3.8,б).

Використовуючи НХ, можна задавати положення робочої точки, визначати величину та форму вихідного сигналу при заданих напругах постійних зміщень $E_{ЗВ}$ і E_{CB} , напрузі змінного сигналу $U_{ВХ,м}$ і опору R_H .

Покажемо це на прикладі схеми та характеристик (рис. 3.8).

Нехай постійні зміщення на затворі $E_{ЗВ} = U_{ЗВ}^{III}$. Точку спокою А на навантажувальній характеристиці знаходимо на перетині НХ із статичною вихідною характеристикою, що відповідає постійній напрузі затвора $U_{ЗВ}^{III}$ (рис 3.8, б). Ордината цієї точки визначає постійний струм I_C у режимі спокою. Абсциса цієї точки визначає постійні напруги стоку $U_{CBА}$ в цьому режимі. Постійні напруги на навантаженні при цьому

$$U_{R_H} = I_C \cdot R_H \quad \text{чи} \quad U_{R_H} = E_{CB} - U_{CBА}, \quad (3.6)$$

тому що $U_{CBА} + U_{R_H} = E_{CB}$.

Визначивши положення точки спокою, приступають до розрахунку режиму роботи підсилувального каскаду за змінним струмом. Для цього через точку I_{CA} і $U_{CBА}$ проводять осі часу t і відтворюють у масштабі осі форму змінного вихідного струму і вихідної напруги.

Знаючи величини $U_{вх\ m}$ і $U_{вих\ m}$, можна визначити підсилення ПТ за напругою як

$$K_{и} = \frac{U_{вихm}}{U_{вхm}}.$$

Припустима робоча область ПТ. У реальних схемах напруги та струми ПТ не мають виходити за межі припустимої робочої області, щоб транзистор зберігав свої функціональні властивості протягом всього часу експлуатації.

Межами цієї області (рис. 3.9) є:

– лінія $U_{св} = U_{свнас}$, що відокремлює область насичення від області режиму з відкритим каналом;

– лінія $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = U_{зв\ відс}$, що обмежує область відсічення;

– лінія $U_{св} = U_{свmax}$, що відокремлює ділянки пробою p - n -затвора;

– лінія $I_{c\ max} = \frac{P_{с\ max}}{U_{св}}$, що, як і у випадку біполярного транзистора, відокремлює область теплового пробою. Положення цієї лінії залежить від

максимально припустимої потужності розсіювання $P_{с\ max}$;

– лінія $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = 0$, що розмежовує області прямого і зворотного зміщення p - n -затвора.

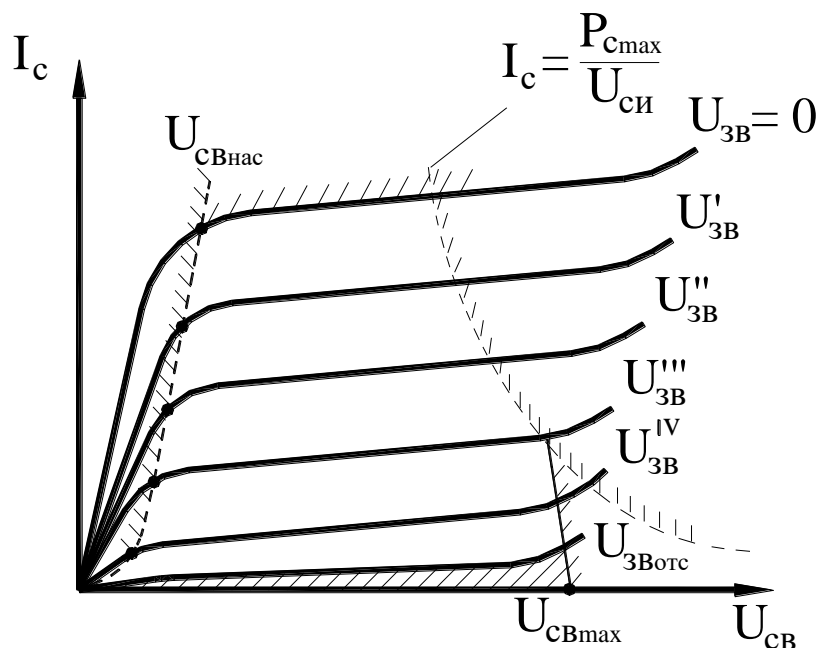


Рисунок 3.9 – Припустима робоча область польового транзистора

Видно, що припустима робоча область є частиною області насичення ПТ. Якщо струми та напруги ПТ виходять за межі цієї області, то виникають неприпустимі перекручування форми посилюваних сигналів або ПТ виходить із ладу (тепловий чи електричний пробій затвора). Виключення складають

випадки роботи ПТ у складі так званих ключових схем. У цих схемах робочою є область відсічення й область режиму з відкритим каналом.

Параметри ПТ. Під час роботи в режимі великих змінних сигналів параметрами, що характеризують властивості транзисторів, є:

- напруга відсічення $U_{зв.відс.}$;
- початковий струм стоку $I_{с.поч.}$;
- максимально припустима потужність розсіювання на стоці $P_{сmax.}$;
- максимально допустиме напруження на стоці $U_{св.max.}$.

Для оцінки властивостей ПТ у режимі малого сигналу вводяться диференційні (малосигнальні) параметри, що називаються також статичними. До них належать крутизна S , внутрішній опір r_i і коефіцієнт підсилення μ .

Статична крутизна визначається як відношення малого приросту струму стоку ΔI_c до приросту напруги на затворі $\Delta U_{зв}$ з постійною напругою на стоці:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зв}} \text{ при } U_{св} = \text{const.} \quad (3.7)$$

Статична крутизна S дає зв'язок між змінним струмом стоку та змінною напругою на затворі, коли відсутнє навантаження ($R_H = 0$; $U_{св} = E_{св} = \text{const}$). (Малі прирости струмів і напруг, наприклад, ΔI_c і $\Delta U_{зв}$, можна розглядати як амплітуди малих змінних сигналів).

Якщо ж $R_H \neq 0$, то струм стоку зменшується відповідно до виразу (3.5), і робоча крутизна S_p буде менша статичної

$$S_p < S.$$

Статична крутизна ПТ із p - n -затворами складає зазвичай кілька одиниць міліампер на вольт.

Внутрішній опір r_i характеризує вплив напруги $U_{св}$ на величину струму стоку й визначається із співвідношення:

$$r_i = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta I_c} \text{ при } U_{зв} = \text{const.} \quad (3.8)$$

Значення r_i в режимі насичення складає десятки-сотні кілоом. Іноді замість внутрішнього опору вводиться вихідна провідність

$$G_i = \frac{1}{r_i}.$$

Статичний коефіцієнт підсилення μ визначають співвідношенням:

$$\mu = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta U_{зв}} \text{ при } I_c = \text{const.} \quad (3.9)$$

Коефіцієнт підсилення μ визначається в режимі, коли у вихідному колі опір навантаження відсутній $R_n = 0$.

Робочий коефіцієнт підсилення K_u , вимірюваний при кінцевому навантаженні $R_n \neq 0$, завжди менший статичного

$$K_u < \mu.$$

Малосигнальні параметри S , r_i , μ пов'язані між собою співвідношенням:

$$\mu = S r_i. \quad (3.10)$$

Знаючи два з них, за формулою (3.10) завжди можна обчислити третій.

Контрольні запитання і завдання

1. Які характеристики ПТ із p - n -затвором у схемі СВ називають вихідними?
2. Наведіть вихідні характеристики ПТ у схемі СВ.
3. Покажіть на вихідних характеристиках ПТ у схемі СВ області, що відповідають різним режимам роботи транзистора.
4. Поясніть хід вихідної характеристики ПТ, що відповідає напрузі затвора $U_{зв} = 0$.
5. Порівняйте визначення режиму насичення для польових і біполярних транзисторів.
6. Поясніть, чому в ПТ у режимі насичення струм стоку I_c змінюється незначно за істотних змін напруги стоку $U_{св}$.
7. Поясніть вплив напруги затвора $U_{зв}$ на вихідні характеристики.
8. Які характеристики ПТ із p - n -затвором у схемі СВ називають передатними?
9. Наведіть передатні характеристики ПТ у схемі СВ і поясніть їх.
10. Чому в ході зміни температури властивості ПТ із p - n -затвором змінюються менше, ніж властивості БТ?
11. Наведіть передатні характеристики ПТ при високих та низьких температурах, вказавши на них термостабільну напругу затвора U_T .
12. Наведіть схему підсилювального каскаду на ПТ з СВ за наявності навантаження у вихідному колі.
13. Які характеристики ПТ називають навантажувальними?
14. Напишіть і поясніть вираз, що зв'язує вихідний струм стоку I_c із вихідною напругою $U_{св}$ за наявності навантаження у вихідному колі.
15. Чому для побудови НХ достатньо знати положення всього двох точок цієї характеристики?

16. Визначте координати точок навантажувальної характеристики на осях ординат і абсцис.
17. Побудуйте НХ польового транзистора на сімействі вихідних стокових характеристик з деяким опором навантаження R_H .
18. Чим визначається положення робочої точки на НХ у режимі мовчання?
19. Покажіть, як зміниться положення робочої точки на НХ за наявності змінної напруги затвора з амплітудою $U_{зв\ m} = U_{вх\ m}$.
20. Визначте графічно за допомогою НХ амплітуди вихідного струму I_{cm} і вихідної напруги $U_{св\ m}$ при заданій амплітуді вхідного сигналу $U_{вх\ m} = U_{зв\ m}$.
21. За проведеними у питанні 20 побудовами визначте коефіцієнт підсилення за напругою K_u .
22. Що називають припустимою робочою областю ПТ?
23. Якими границями визначається припустима робоча область ПТ?
24. На сімействі вихідних характеристик ПТ позначте межі припустимої робочої області.
25. Перелічіть і поясніть параметри, що характеризують властивості ПТ у режимі великих змінних сигналів.
26. Перелічіть параметри, що оцінюють властивості ПТ у режимі малих сигналів.
27. Дайте визначення кожному з диференціальних параметрів ПТ.
28. Чому статична крутизна S і статичний коефіцієнт підсилення за напругою μ більші, ніж робочі крутизна S_p і коефіцієнт підсилення K_u ?
29. Яке співвідношення зв'яже між собою диференціальні параметри ПТ?

3.4 Принципи дії, характеристики польових транзисторів з ізольованим затвором

Загальні властивості МДН-транзистора з індукованим каналом розглянемо на структурі з p-каналом, показаній на рис. 3.3, а. Схема включення МДН-транзистора з такою структурою для посилення змінних сигналів показана на рис. 3.10, а. Умовні позначки – на рис. 3.10, б. У випадку МДН-транзистора з n-каналом полярності джерел постійного зміщення треба змінити на протилежні.

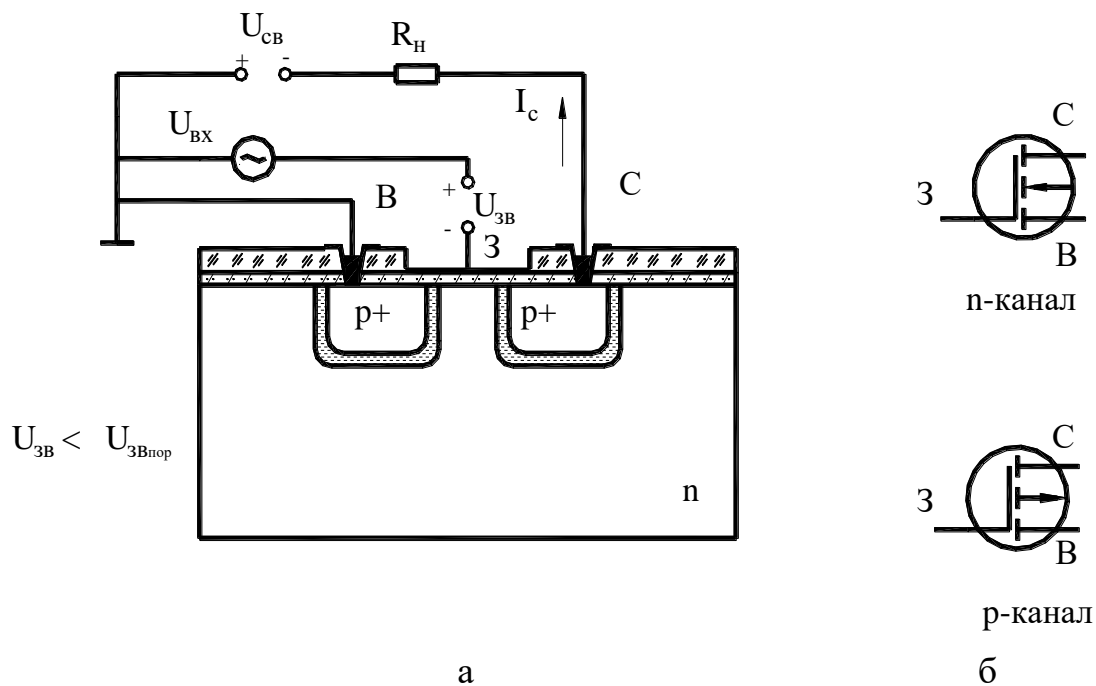


Рисунок 3.10 – Схема включення МДН-транзистора з індукованим каналом (а) для посилення змінних сигналів і його умовна позначка (б)

За відсутності напруги на затворі напруга між виток і стоком дуже велика. Вона визначається двома включеними назустріч один одному $p-n$ -переходами на межах між областями витік-підкладка і стік-підкладка. Один з цих переходів завжди матиме зворотне зміщення.

При подачі на затвор негативної напруги $U_{зв}$ у шарі діелектрику під затвором виникає електричне поле E , що частково проникає в підкладку. Під його дією електрони відштовхуються всередину підкладки, а дірки – (неосновні носії) притягуються до її поверхні. З визначеною напругою на затворі концентрація дірок біля поверхні стає переважною і поверхневий шар набуває інверсний (протилежний підкладці) *тип провідності*. Цей інверсний p -шар стає каналом, що з'єднує витік і стік.

Напруга затвора $U_{зв}$, за якої індукується канал, називається *граничною напругою* $U_{зв\ пор}$. Ця напруга складає зазвичай одиниці вольт при товщині підзатворного діелектрика біля 0,1 мкм.

Подальше підвищення негативної напруги на затворі збільшує приплив дірок у канал і його опір зменшується. У такий спосіб можна керувати опором каналу, а значить і вихідним струмом стоку. Режим, за якого концентрація носіїв у каналі зростає, називається *режимом збагачення*.

Процеси в МДН-транзисторі з індукованим каналом n -типу проходять аналогічно. Відмінність лише в полярності робочих напруг: для утворення каналу в такого транзистора на затвор необхідно подавати позитивну напругу.

Незважаючи на розходження в структурі, є багато спільного між ПТ із $p-n$ -затворами і МДН-транзисторами. Як і ПТ із $p-n$ -затворами, МДН-транзистори з індукованим каналом експлуатуються в трьох схемах включення: СЗ, СВ, і СС. Основною з них є схема СВ.

Крім того, залежно від величини напруг, поданих на електроди, МДН-транзистор може працювати в трьох характерних режимах:

- з відкритим каналом;
- у режимі насичення;
- у режимі відсічення.

Визначення кожного з цих режимів таке ж як і у випадку ПТ із $p-n$ -затвором робочим режимом є режим насичення.

Принцип дії МДН-транзистора і його підсилювальні властивості визначаються так само, як ПТ із $p-n$ -затвором. Дуже мала величина вхідного струму затвора I_z забезпечується в МДН-транзисторах тим, що в колі затвора є шар діелектрика. У ПТ із $p-n$ -затвором струм затвора I_z малий, тому що в колі затвору включено $p-n$ -перехід із зворотним зміщенням.

На відміну від ПТ із $p-n$ -затвором МДН-транзистор з індукованим каналом:

- працює з напругою на затворі та стоці однакової полярності;
- режим відсічення відповідає малим напругам на затворі $U_{зв} < U_{зв.пор}$ замість $U_{зв} > U_{зв.відс}$ для ПТ із $p-n$ -затвором;
- має значно більший вхідний опір, що знижує втрати потужності на керування каналом і збільшує посилення сигналу за потужністю.

Статичні характеристики МДН-транзисторів з індукованим каналом показано на рис. 3.11, за зовнішнім виглядом і суті фізичних процесів вони подібні ВАХ ПТ із $p-n$ -затвором. Тому можна розглядати лише деякі їхні особливості.

Передатні характеристики МДН-транзисторів з індукованим каналом показані на рис. 3.11, а. Вони зміщені від початку координат на величину граничної напруги $U_{зв\ пор}$. При напругах $|U_{зв}| < |U_{зв\ пор}|$ канал відсутній і $I_c \approx 0$. При подачі напруги $|U_{зв}| > |U_{зв\ пор}|$ струм I_c зростає в зв'язку з появою каналу і збагаченням його носіями.

Характеристики передачі будують для режиму насичення транзистора, тому що саме цей режим є робочим. У режимі насичення напруга $U_{св}$ на величину струму стоку впливає порівняно слабо.

Вихідні характеристики МДН-транзистора наведено на рис. 3.11, б. Розгляд їх зручно починати з області відсічення, коли напруга на затворі

$|U_{зв}| < |U_{звпор}|$. При таких напругах канал відсутній, струм стоку дуже малий і вихідні ВАХ практично зливаються з віссю абсцис. При подачі на затвір напруги $|U_{зв}| > |U_{звпор}|$ у структурі виникає індукований канал і вихідні ВАХ зміщуються в область великих струмів I_c . Причому чим більше $|U_{зв}|$, тим вище йде характеристика. Вигляд характерних ВАХ в області $|U_{зв}| > |U_{звпор}|$ такі ж, як і в ПТ із p - n -затвором: початкова крута ділянка відповідає роботі з відкритим каналом, а положиста – режиму насичення.

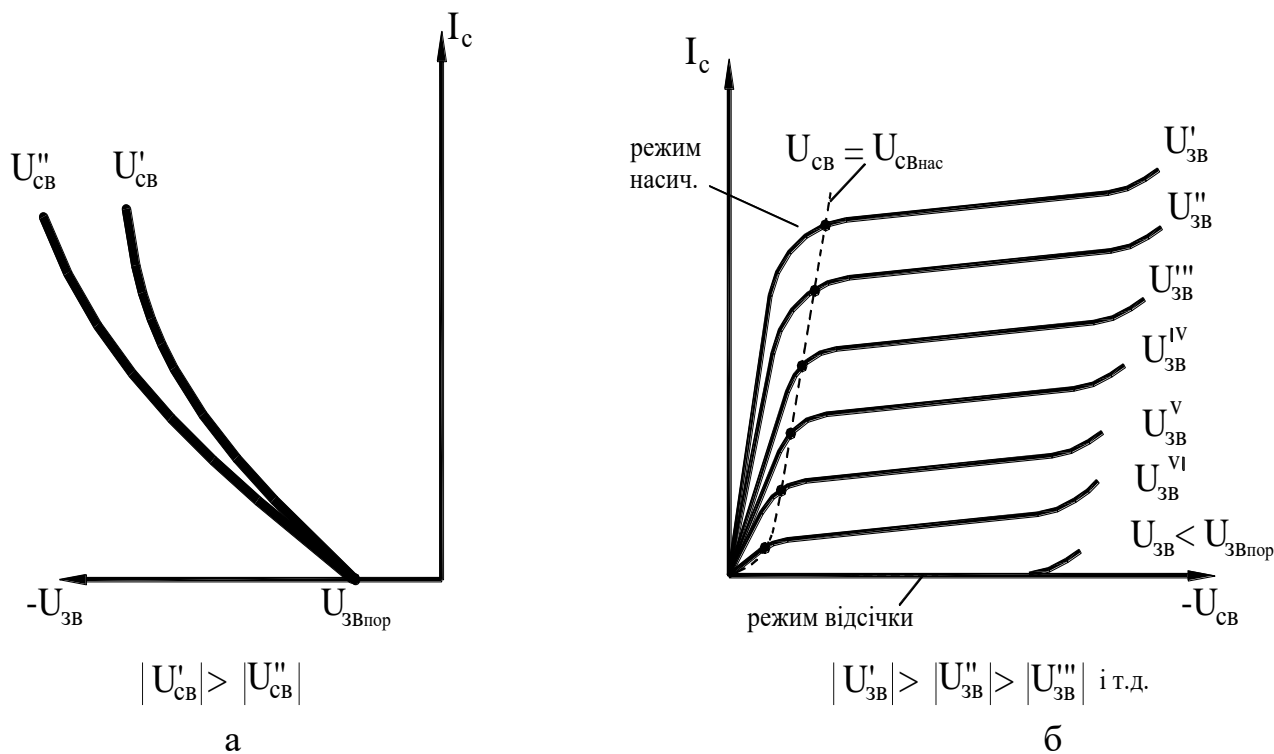


Рисунок 3.11 – Статичні характеристики МДН-транзистора з індукованим каналом

В області великих напруг на стоці $U_{зв}$ виникає пробій підзатворного діелектрика. До особливостей МДН-транзисторів слід віднести те, що причиною пробою можуть бути статичні електричні заряди, що накопичуються на виводах під час транспортування чи монтажу. Тому, під час монтажу МДН-транзисторів на руку оператора необхідно надягати заземлюючий браслет, а під час транспортування їх виводи мають закорочуватися.

МДН-транзистори з вбудованим каналом працюють за тим самим принципом, що і транзистори з індукованим каналом: струм у колі їхнього стоку змінюється електричним полем затвора.

Структура транзистора показана на рис. 3.3, б, а схема СВ посилення змінних сигналів і умовні позначки транзистора на рис. 3.12.

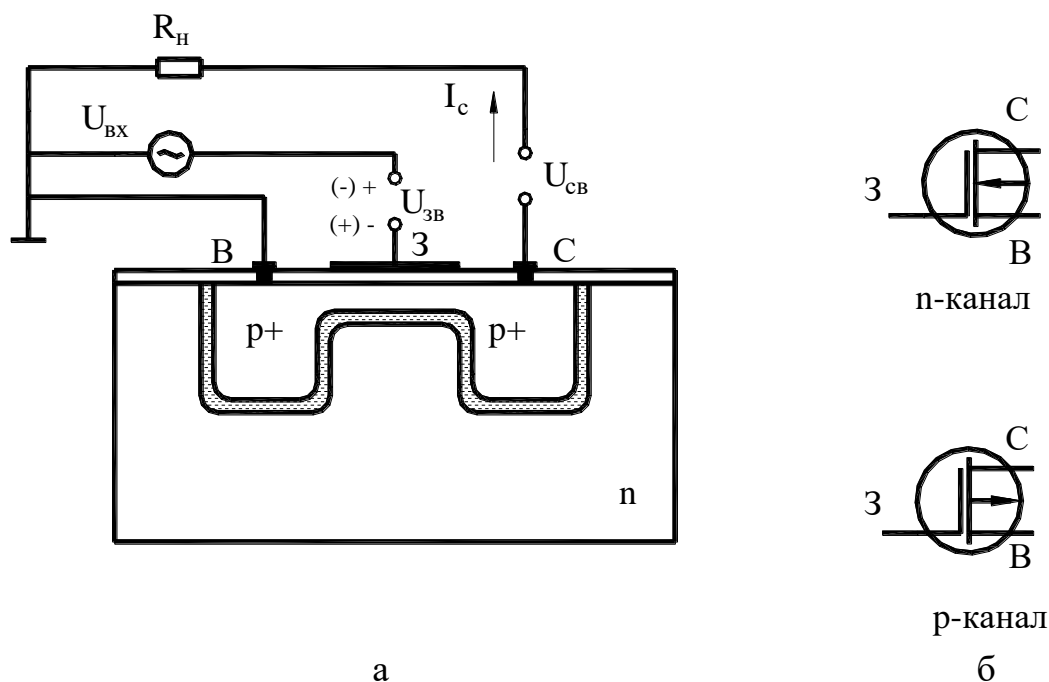


Рисунок 3.12 – Схема включення МДН-транзистора з вбудованим каналом (а) для посилення змінних сигналів і його умовна позначка (б)

Основна відмінність розглянутого транзистора в тому, що в його структурі існує канал, що з'єднує області стоку й виток. Тому МДН-транзистори з вбудованим каналом можуть працювати при постійних зміщеннях на затворі $U_{зв}$ як позитивних, так і негативних.

В процесі подачі на затвор транзистора з каналом p -типу напруги $U_{зв} < 0$ канал збагачується дірками, що відповідає його роботі в режимі збагачення. Якщо на затвор цього ж транзистору подати напругу $U_{зв} > 0$, то під дією виниклого електричного поля дірки ідуть з каналу. Такий режим називають режимом збідніння. При напругах $U_{зв} > U_{зв\ пор}$ канал цілком зникає.

Статичні характеристики МДН-транзистора з вбудованим каналом показані на рис. 3.13 істотно не відрізняються від характеристик транзистора з індукованим каналом.

Передатні характеристики (рис. 3.13, а) за загальним виглядом подібні до характеристик інших польових транзисторів з p - n -затвором і з індукованим каналом. Але вони зсунуті уздовж осі абсцис. Вісь ординат, на якій $U_{зв} = 0$, є межею, яка поділяє режим збідніння й режим збагачення.

Вихідні ВАХ (рис. 3.13, б) теж аналогічні вихідним ВАХ МДН-транзистора з індукованим каналом. Можна зазначити одну особливість: область насичення на ВАХ таких транзисторів розбивають на дві підобласті, що відповідають роботі транзистора в режимі збагачення та збіднення. На вихідних ВАХ ці підобласті розмежуються характеристикою $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = 0$.

При цьому верхня частина сімейства вихідних ВАХ відповідає режиму збагачення, а нижня – збідніння.

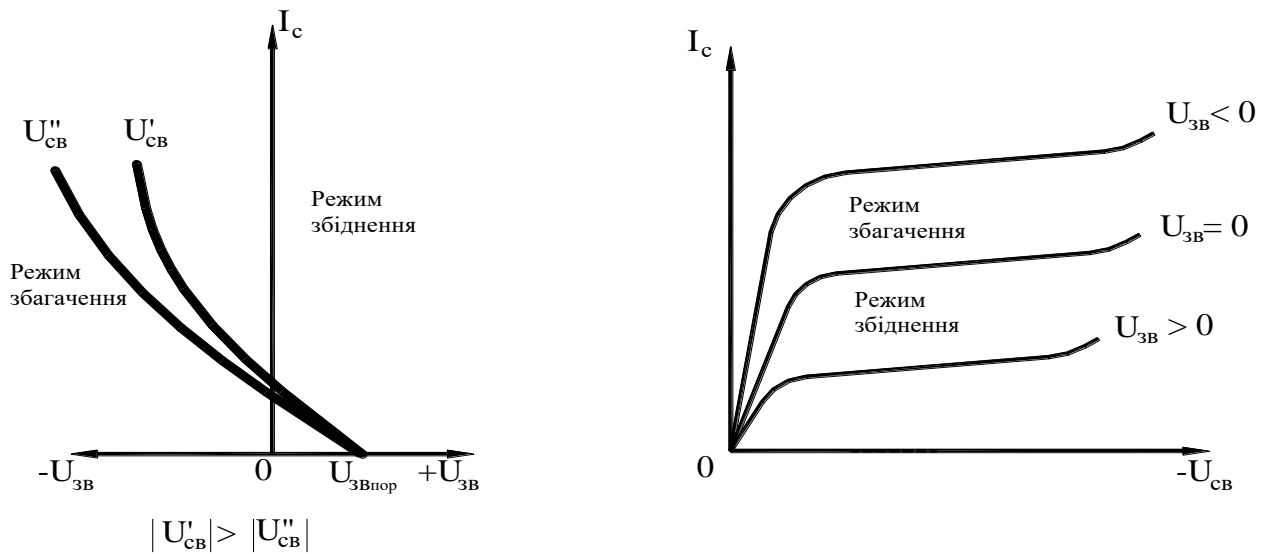


Рисунок 3.13 – Статичні характеристики МДН-транзистора з вбудованим каналом

Параметри. За невеликими виключеннями для оцінки МДН-транзисторів використовується система параметрів, введена для ПТ із $p-n$ -затвором. Існує практично повна аналогія в їхніх температурних властивостях.

Контрольні запитання і завдання

1. Наведіть структуру МДН-транзистора з індукованим каналом p -типу і його умовну позначку.
2. Наведіть структуру МДН-транзистора з індукованим каналом n -типу і його умовну позначку.
3. Наведіть схему ЗД у МДН-транзисторі з індукованим каналом для посилення змінних сигналів.
4. Як вибирають полярність напруги на затворі?
5. Поясніть як утворюється (індукується) канал у структурі МДН-транзистора з індукованим каналом.
6. Яку напругу затвору називають граничною?
7. Який режим називають режимом збагачення?
8. Для одержання режиму збагачення яку за знаком і величиною напругу потрібно подати на затвор структури з p -каналом і структури з n -каналом?
9. За яких режимів роботи залежно від стану каналу експлуатуються МДН-транзистори?

10. Який режим МДН-транзистора є робочим у схемах для посилення змінних сигналів?

11. Чим забезпечується мала величина вхідного струму затвора в підсилювальних схемах на МДН-транзисторах?

12. Наведіть і поясніть передатні ВАХ МДН-транзисторів з індукованим каналом.

13. Чому напруга стоку $U_{св}$ слабо впливає на передатні характеристики?

14. Наведіть вихідні ВАХ МДН-транзистора з індукованим каналом.

15. Покажіть на вихідних ВАХ МДН-транзистора області, що відповідають режиму з відкритим каналом, режиму насичення та режиму відсічення (відсутність каналу).

16. Який специфічний вид пробую існує в МДН-транзисторах?

17. Які міри необхідно застосовувати під час поводження з МДН-транзисторами для попередження пробую статичними зарядами?

18. Наведіть структуру МДН-транзистору з вбудованим каналом p -типу і його умовну позначку.

19. Наведіть структуру МДН-транзистора з вбудованим каналом n -типу і його умовну позначку.

20. Наведіть схему СВ посилення змінних сигналів на МДН-транзисторі з вбудованим каналом.

21. Поясніть, чому на затвор МДН-транзистора із вбудованим каналом можна подавати і позитивну, і негативну напругу ?

22. Який режим називають режимом збагачення, а який – режимом збідніння в МДН-транзисторах із вбудованим каналом?

23. Наведіть і поясніть передатні ВАХ МДН-транзистора із вбудованим каналом.

24. Наведіть і поясніть вихідні ВАХ МДН-транзистора із вбудованим каналом.

25. Якими параметрами оцінюють властивості МДН-транзисторів?

3.5 Еквівалентна схема польових транзисторів. Частотні і шумові властивості

Еквівалентна схема. Як і будь-який інший напівпровідниковий прилад, польовий транзистор може бути замінений спрощеною моделлю чи еквівалентною схемою. Один із варіантів такої схеми для ПТ із p - n -затвором показано на рис. 3.14.

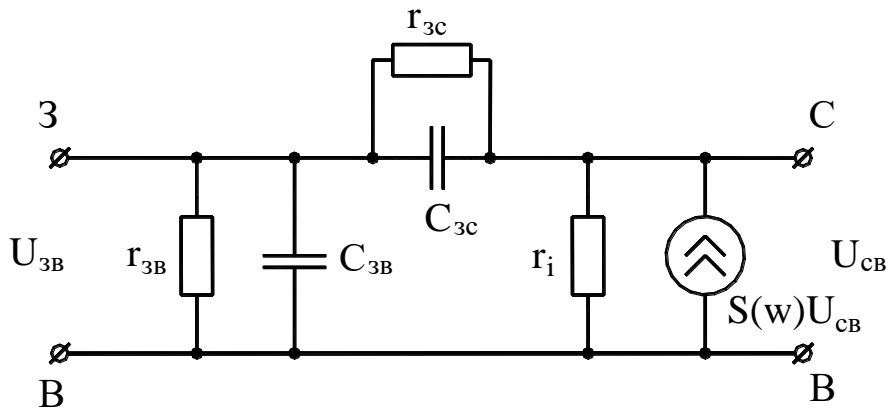


Рисунок 3.14 – Еквівалентна схема польового транзистора

Наведена схема складена, виходячи з устрою ПТ, і придатна для режиму роботи з малими змінними сигналами.

Керуючий $p-n$ -перехід затвору поданий двома RC-ланцюжками:

– один, що складається з диференціального опору $r_{зи}$ і бар'єрної ємності $C_{зв}$, моделює ту частину $p-n$ -переходу, що примикає до витоку;

– інший, складений з диференціального опору $r_{зи}$ і бар'єрної ємності $C_{зс}$, моделює частину $p-n$ -переходу, що з'єднується із стоком.

Оскільки $p-n$ -переходи затвора мають зворотне зміщення, то опори $r_{зи}$ і $r_{зи}$, які визначають вхідний опір ПТ, мають величину в декілька мегаом. Ємності $C_{зв}$ і $C_{зс}$ не перевищують одиниць пікофарад.

Канал подано на схемі диференціальним внутрішнім опором ПТ r_i . Підсилювальні властивості ПТ відображаються генератором струму $S \cdot U_{зв}$.

Наведена еквівалентна схема чи схема заміщення придатна для розрахунку й аналізу в широкому діапазоні частот. На низьких частотах її можна спростити, виключивши з її складу всі ємнісні елементи.

Розглянуту схему використовують як еквівалентну і для МДН-транзисторів.

Частотні властивості. Із зростанням частоти вхідного сигналу підсилювальні властивості польових транзисторів погіршуються, а під час роботи з імпульсними сигналами вони мають обмежену швидкодію.

Як впливає з принципу дії польових транзисторів, у них, на відміну від біполярних транзисторів, відсутні такі явища як нагромадження неосновних носіїв, а також повільні процеси їх дифузії.

Причинами погіршення підсилювальних властивостей або інерційності польових транзисторів є такі фізичні фактори:

- кінцевий час руху носіїв у каналі;
- кінцевий час перезарядження бар'єрних ємностей $C_{зв}$ і $C_{зс}$;
- структури польових транзисторів.

Інерційність ПТ визначається насамперед процесами перезарядження ємностей $C_{зв}$ і $C_{зс}$. При цьому характер їх дії різний. Ємність $C_{зв}$ шунтує вхід ПТ. Із зростанням частоти її опір зменшується, що призводить до пропорційного зменшення вхідного опору. Втрати потужності вхідного сигналу на керування ПТ зростають і його посилення падає.

Ємність $C_{зс}$ утворює коло частотно-залежного зворотного зв'язку в транзисторі: з підвищенням частоти його опір падає, і частина потужності вихідного сигналу через це коло попадає на вхід, а не в навантаження. Тому в ході виробництва ПТ приймають усі можливі міри, що сприяють зменшенню ємностей $C_{зв}$ і $C_{зс}$.

На частотні властивості ПТ впливає також кінцевий час руху носіїв у каналі t_k . На схемі рис. 3.14 цей фактор враховується тим, що крутизна ПТ вважається частотозалежною величиною виду:

$$S(\omega) = \frac{S_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}},$$

де S_0 – значення крутості на низьких частотах;

$$\omega_s = \frac{2\pi}{t_k} \text{ – гранична частота ПТ.}$$

На частоті $\omega = \omega_s$ крутизна S приймає значення $0,0707S_0$. Частота $\omega_s = 2\pi f_s$ – частотний параметр ПТ.

Час поширення сигналу в каналі t_k значною мірою залежить від рухливості основних носіїв каналу. Оскільки електрони в кристалі напівпровідника мають більш високу рухливість, ніж дірки, то транзистори з каналами n -типу мають більш високі значення граничних частот. Ці транзистори можуть працювати на більш високих частотах.

Частотні властивості ПТ із p - n -затвором і МДН-транзистори істотно не розрізняються, і приблизно такі ж, як і у біполярних транзисторів. Найкращі частотні властивості отримують у ПТ з арсеніду галію з переходами Шотки.

Шумові властивості ПТ визначаються такими шумами як теплові та надлишкові. У них відсутні дробові шуми та шуми струморозподілення, які є в біполярних транзисторах поряд з тепловими й надлишковими. Тому за рівнем шуму ПТ істотно кращі, ніж БТ.

Якщо порівнювати за шумовими властивостями МДН-транзистори і ПТ із p - n -затвором, то слід зазначити, що власні шуми МДН-транзисторів, аж до частот порядку 100 кілогерц, є надлишковими і за своїми рівнями перевершують шуми ПТ із p - n -затвором.

Шумові властивості польових транзисторів оцінюють коефіцієнтом шуму $K_{ш}$ (п. 2.4). Величина $K_{ш}$, як і у випадку БТ, залежить від опору джерела сигналу R_c . Мінімум $K_{ш}$ для ПТ забезпечується при опорах $R_{c\text{ опт}}$ порядку десятків – сотень кілоом.

Під час роботи з високоомними джерелами польові транзистори вносять додаткового шуму значно менше, ніж біполярні.

3.6 Порівняння біполярних і польових транзисторів

В електричних схемах польові та біполярні транзистори виконують однакові функції. Але властивості цих типів транзисторів розрізняються, що обумовлено розходженнями в їх устрої, принципах дії, конструкції.

Порівнюючи ці властивості, можна виділити такі переваги польових транзисторів:

- великий вхідний опір (понад 10 мегаом);
- малі вхідні струми і вхідні потужності, внаслідок великого вхідного опору. Це дозволяє здійснювати керування електронними схемами на ПТ безпосередньо від мікросхем без проміжного посилення;
- добра термостабільність вольтамперних характеристик, обумовлена тим, що вихідний струм ПТ утворений основними носіями;
- наявність на передатних характеристиках термостабільної точки;
- більш низький порівняно з БТ рівень власних шумів;
- більш висока порівняно з БТ радіаційна стійкість, що оцінюється як здатність зберігати основні експлуатаційні властивості в заданих межах у процесі радіаційного опромінення. Ця якість теж обумовлена тим, що вихідний струм у ПТ створюється основними носіями;
- виробництво ПТ простіше; вони мають менші габарити; якщо використовувати їх в інтегральних мікросхемах (ІМС), то можна домогтися більш високого ступеня інтеграції;
- надійність ПТ вища надійності БТ. Надійністю називають здатність приладу зберігати загальні властивості в заданих межах протягом визначеного часу.

Недоліки ПТ:

- чутливість до електростатичних зарядів, що накопичуються на затворі і викликають пробій підзатворного діелектрика;
- нестабільність (дрейф) статичних характеристик, викликана фізичними процесами в діелектрику під дією електричного поля затвору.

Таким чином, можна сказати, що застосування польових транзисторів поліпшує економічні показники виробу. За прогнозами фахівців, особливо

широке застосування знайдуть МДН-транзистори як в пристроях дискретної, так і в пристроях інтегральної електроніки.

Контрольні запитання і завдання

1. Зобразіть еквівалентну схему ПТ для режиму малих змінних сигналів.
2. Поясніть, які області ПТ моделює кожний з елементів еквівалентної схеми.
3. Як і чому змінюються підсилювальні властивості ПТ під час підвищення частоти вхідного сигналу?
4. Якими фізичними факторами обумовлена зміна властивостей ПТ під час роботи на високих частотах?
5. В чому полягає вплив на властивості ПТ на високих частотах ємності $C_{зв}$?
6. В чому полягає вплив на властивості ПТ на високих частотах ємності $C_{зс}$?
7. Від чого залежить час руху носіїв заряду в каналі?
8. Поясніть фізичний зміст такого параметру ПТ як «гранична частота».
9. Чому ПТ із n -каналом мають більш високі робочі частоти, ніж ПТ із p -каналом?
10. Які джерела власних шумів є в ПТ?
11. Чому шумові властивості ПТ кращі, ніж у БТ?
12. Запишіть вираз для коефіцієнта шуму та поясніть його фізичний зміст.
13. Як залежить коефіцієнт шуму від опору джерела сигналу?
14. Порівняйте польові транзистори з біполярними.

4 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ З НЕГАТИВНИМ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИМ ОПОРОМ

4.1 Загальні властивості приладів з негативним диференціальним опором

Диференціальним опором називається опір, який завдає прилад змінному сигналу невеликої амплітуди (чи малому сигналу) у деякій заданій робочій точці.

Якщо малі амплітуди струму й напруги розглядати як невеликі прирости ΔI і ΔU , то диференціальний опір $r_{\text{диф}}$ визначають у такий спосіб:

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} . \quad (4.1)$$

У деяких напівпровідникових приладах можливі такі режими, коли з *невеликим збільшенням напруги* – приріст $\Delta U > 0$, тобто позитивний, відбувається *невелике зменшення струму* – приріст $\Delta I < 0$, тобто негативний.

Можлива і зворотна ситуація: з невеликим зменшенням напруги ($\Delta U < 0$) відбувається невелике збільшення струму ($\Delta I > 0$). Для таких випадків диференціальний опір:

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} < 0,$$

його називають *негативним*.

Диференціальний опір за фізичним змістом визначає реакцію приладу на невеликі зміни струму або напруги, тобто є опором приладу малому змінному сигналу. Його не слід ототожнювати з опором приладу постійного струму:

$$r_0 = \frac{U}{I} > 0 \quad (4.2)$$

у заданій робочій точці. Опір r_0 визначає втрати потужності в приладі і завжди позитивний.

Напівпровідникові прилади, в яких у визначених режимах з'являється негативний диференціальний опір, мають специфічні вольтамперні характеристики. На ВАХ таких приладів є ділянки з негативним диференціальним опором. За виглядом ВАХ виділяють прилади з характеристиками S- і N-типу (рис. 4.1). на рис. 4.1, а ділянка негативного диференціального опору знаходиться між двома значеннями струму

$$I_{\text{зр}} < I < I_{\text{зал}},$$

де $I_{\text{зр}}$ – струм зриву, а $I_{\text{зал}}$ – залишковий струм.

На рис. 4.1, б ділянка негативного диференційного опору знаходиться між значень напруг

$$U_{зр} < U < U_{зал}.$$

На цих ділянках на рис. 4.1, а та 4.1, б зі зростанням напруги струм зменшується, тобто позитивному проросту напруги відповідає негативний приріст струму і $r_{диф} < 0$.

На ВАХ S-типу кожному значенню струму відповідає одне і теж значення напруги, що легко перевірити за рис. 4.1, а. Але одному значенню напруги може відповідати два (а іноді і більше) різних значень струму. Таким чином, якщо задати напругу U_1 , то в приладі з характеристикою S-типу може протікати як струм I_1^I , так і струм I_1^{II} (рис. 4.1, а). Такі прилади називають приладами, керованими струмом.

На ВАХ N-типу кожна точку можна однозначно визначити тільки значенням напруги. Струм одного значення, наприклад, I_1 (рис. 4.1, б) може протікати в приладі як з напругою U_1^I , так і з напругою U_1^{II} . Прилади з характеристикою N-типу називають приладами, керованими напругою. Замість негативного диференціального опору в приладах із характеристиками N-типу використовують поняття «негативна диференціальна провідність»:

$$g_{диф} = \frac{1}{r_{диф}}.$$

Загальною властивістю приладів з негативним диференціальним опором є наявність у них позитивного зворотного зв'язку.

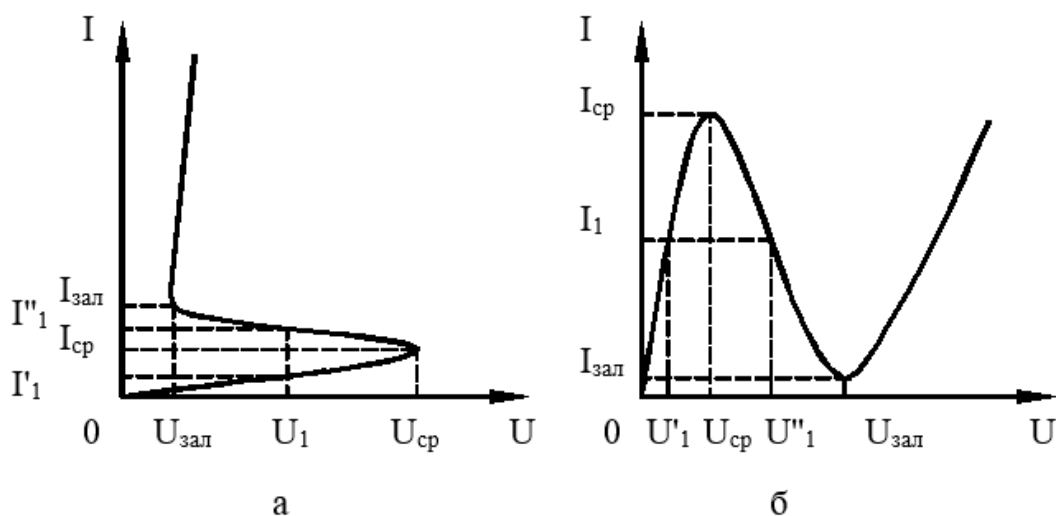


Рисунок 4.1 – Вольтамперні характеристики S-типу (а) і N-типу (б)

Позитивний зворотний зв'язок означає, що частина вихідного сигналу подається на вхід в однаковій фазі з вхідним сигналом.

У приладах з негативним опором позитивний зворотний зв'язок створюється фізичними процесами, що проходять всередині приладів. Такий зв'язок називають внутрішнім зворотним зв'язком.

Прилади з негативним опором дуже зручні для створення на них підсилювальних та інтегральних пристроїв. Такі пристрої містять істотно менше елементів, ніж під час використання, наприклад, звичайних транзисторів.

Контрольні запитання і завдання

1. Які опори називають диференціальними?
2. Поясніть, при яких умовах диференціальний опір приладу вважають негативним.
3. Чи може бути негативним статичний опір приладу?
4. Яких двох типів бувають ВАХ у приладів з негативним диференціальним опором?
5. Наведіть характеристики S- і N-типу і покажіть на них ділянки негативного диференціального опору.
6. Чому прилади з ВАХ S-типу вважають керованими струмом?
7. Чому прилади з ВАХ N-типу вважають керованими напругою?
8. Що означає поняття «позитивний зворотний зв'язок»?
9. В яких пристроях застосовують прилади з негативним диференціальним опором?

4.2 Тунельні діоди

Тунельні діоди – це напівпровідникові діоди, на ВАХ яких є ділянка диференціального опору.

Робота цих діодів оснований на тунельному ефекті, що пояснюється наявністю в електронів хвильових властивостей. Ефект у тому, що завдяки хвильовим властивостям електрон за певних умов може пройти через потенційний бар'єр, не змінюючи своєї енергії. При цьому на іншій стороні бар'єра має існувати вільний дозволений енергетичний рівень. Необхідною умовою тунельного ефекту є також мала ширина потенційного бар'єра – порядку 0,01 мкм. Найбільш сприятливі умови для тунельного ефекту створюються в різких *p-n*-переходах за високих рівнів легування *p*- і *n*-областей структури, коли заірний шар має малу ширину.

Тунельні діоди створюють на p - n -переходах у вироджених напівпровідниках.

Концентрації домішок у n - і p -областях таких переходів знаходяться в межах $10^{19} \dots 10^{21} \text{ см}^{-3}$. Завдяки цьому ширина p - n -переходу тунельного діода складає зазвичай $0,01 \dots 0,02 \text{ мкм}$, що створює необхідні умови для руху носіїв заряду через потенційний бар'єр за рахунок тунельного ефекту.

ВАХ тунельного діода (рис. 4.2) не схожа на характеристики звичайних діодів. Під час подачі на нього зворотної напруги діод не запирається, а навпаки – через нього протікає великий зворотний струм. Пряма область ВАХ має «падаючу» ділянку, на якій зі збільшенням напруги струм зменшується.

Це ділянка негативного диференціального опору, тому що для неї $r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} < 0$.

Для того щоб пояснити ВАХ тунельного діода, необхідно розглянути енергетичні діаграми p - n -переходу на вироджених напівпровідниках за різних зовнішніх напруг (рис. 4.3). У вироджених напівпровідниках у результаті дуже великої концентрації домішок окремі домішкові дозволені рівні розщеплюються в домішкові зони.

Ці зони з'єднуються з найближчими дозволеними зонами – зоною провідності в напівпровіднику n -типу і валентною зоною в напівпровіднику p -типу. Рівень Фермі W_F , що визначає середню енергію носіїв заряду в кристалі, виявляється розташованим у дозволеній зоні. У напівпровіднику n -типу він знаходиться в зоні провідності, тобто трохи вище рівня $W_{\text{П}}$. У напівпровіднику p -типу рівень Фермі знаходиться у валентній зоні, тобто нижче рівня $W_{\text{В}}$.

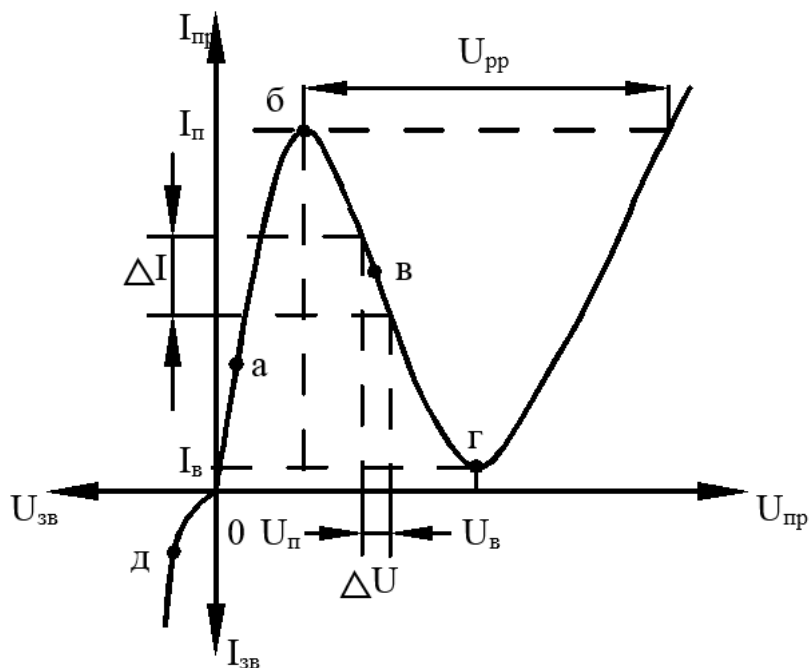


Рисунок 4.2 – Вольтамперна характеристика тунельного діоду

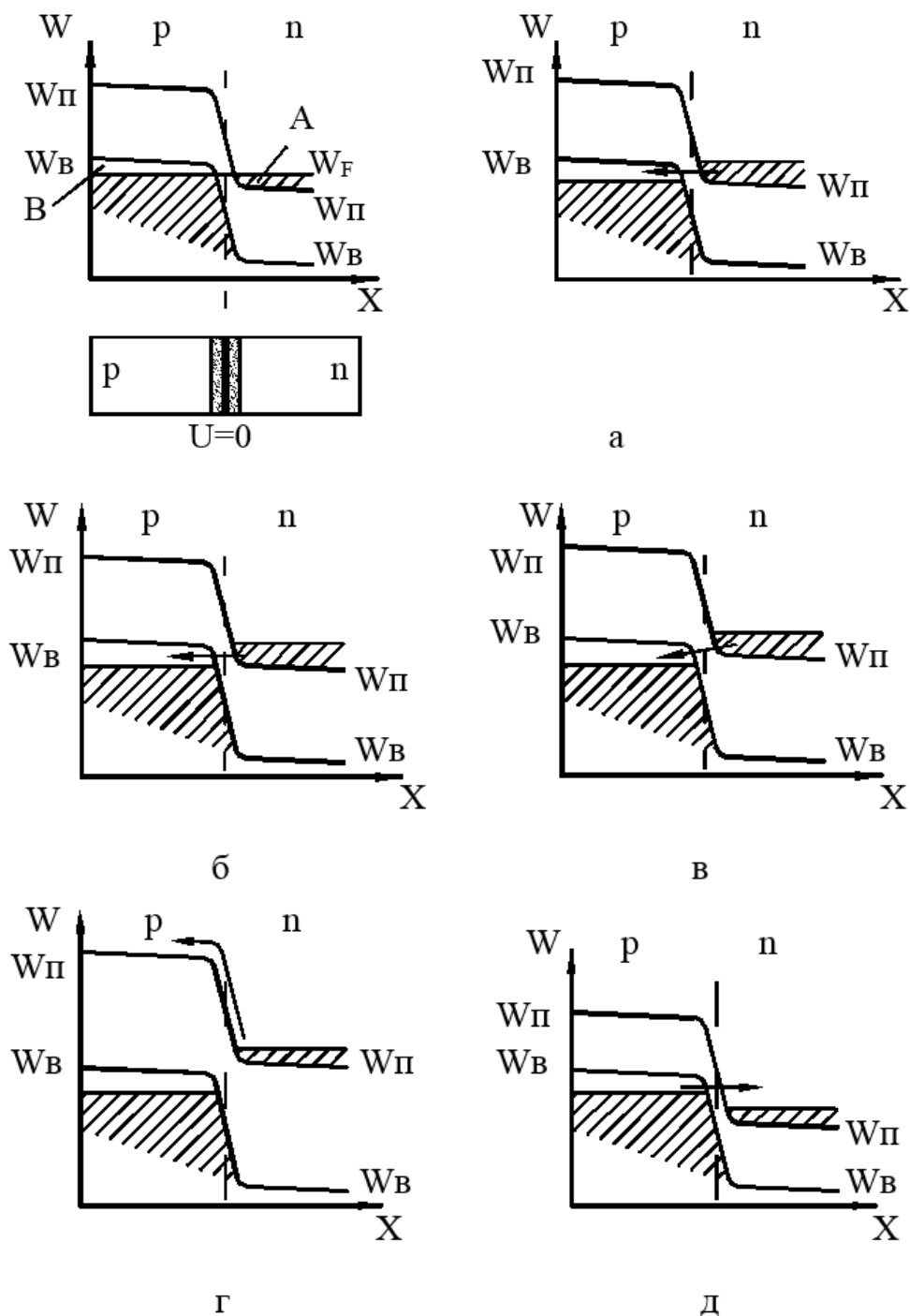


Рисунок 4.3 – Зонні енергетичні діаграми p - n -переходу тунельного діода

Зонна енергетична діаграма p - n -переходу тунельного діода в стані термодинамічної рівноваги показана на рис. 4.3 при $U=0$, тобто за відсутності зовнішньої напруги. У цьому стані рівень Фермі однаковий для всього кристала. Це призводить до того, що на зонній діаграмі спостерігається мов би «перекриття» дозволених зон – дно зони провідності W_{Π} n -шару лежить нижче стелі валентної зони W_p p -шару. У зоні провідності n -шару рівні, зайняті електронами (показані штрихуванням) – в основному, між W_{Π} і W_F (ділянка А).

У валентній зоні p -шару рівні, вільні від електронів, тобто зайняті дірками, теж, в основному, між W_B і W_F .

У стані термодинамічної рівноваги при $U=0$ струм через p - n -перехід не іде, тому що для тунельного ефекту немає необхідних умов. На зонній діаграмі видно, що навпроти зайнятих електронами рівнів розташовані теж зайняті рівні. На ВАХ цей стан відповідає точці – початку координат.

Нехай тепер на p - n -перехід подано невелику пряму напругу (точка «а» на рис 4.2). При цьому потенційний бар'єр трохи знижується. Енергетичні зони на зонній діаграмі зміщуються так, що навпроти зайнятих рівнів зони провідності n -напівпровідника виявляються вільні рівні валентної зони p -напівпровідника (рис. 4.3, а). Цим створюються умови для тунельного переходу електронів із n -напівпровідника в p -напівпровідник. Виникає струм, який називають тунельним. У цьому випадку через перехід протікає і звичайний дифузійний струм, але його значення мале порівняно зі значенням тунельного струму. Це зумовлено високим потенційним бар'єром для основних носіїв заряду.

За деякої прямої напруги U_{II} (напруга «піку» ВАХ) (точка «б» на рис. 4.2) положення енергетичних зон таке, що ділянка А із зайнятими рівнями виявляється навпроти ділянки В з вільними рівнями (рис. 4.3, б). Тунельний струм у цій точці досягає максимуму і називається піковим струмом I_{II} .

При подальшому збільшенні прямої напруги (точка в на рис. 4.2) перекриття ділянок А і В зменшується (рис. 4.3, в). Частина зайнятих електронами рівнів у зоні провідності n -напівпровідника виявляється напроти забороненої зони і не може брати участь у тунельному струмі. Значення тунельного струму падає, що й обумовлює наявність падаючої ділянки на ВАХ.

Починаючи з напруги U_B (напруга «западини» рис. 4.2, г) ділянки А і В зовсім не «перекриваються» (рис. 4.3, г). Усі рівні, зайняті електронами, знаходяться навпроти забороненої зони. Тунельний струм припиняється. Струм, який протікає при цьому, I_B , що називається струмом западини, має дифузійну природу. Він обумовлений дифузією основних носіїв через потенційний бар'єр, як і в звичайних p - n -переходах. Якщо прямі напруги перевищують величину U_B , то характеристика тунельного діоду не відрізняється від характеристики звичайного p - n -переходу.

За зворотних напруг (точка 0 на рис. 4.2) збільшується висота потенційного бар'єру p - n -переходу. Зайняті рівні валентної зони p -шару виявляються навпроти вільних рівнів зони провідності n -шару (рис. 4.3, д). Це створює умови для протікання значного тунельного струму. Причому із

зростанням зворотної напруги зазначене перекриття рівнів збільшується і струм різко зростає.

Параметри тунельного діоду визначаються координатами екстремальних точок його ВАХ (рис. 4.2):

- піковий струм $I_{\text{П}}$ – прямий струм у точці максимуму ВАХ; величина його може бути від часток мА до сотень мА;
- струм западини $I_{\text{В}}$ – прямий струм у точці мінімуму ВАХ;
- відношення струмів $I_{\text{П}}/I_{\text{В}}$; для діодів із різних матеріалів це відношення може бути від декількох одиниць (для германієвих діодів) до 10 і більше (для діодів з арсеніду галію);
- напруга піку $U_{\text{П}}$; має величину від декількох десятків мілівольт до ста і більш мілівольт для діодів із різних матеріалів;
- напруга западини $U_{\text{В}}$; величина її – кілька сотень мілівольт залежно від матеріалу;
- диференціальний опір $r_{\text{диф}}$ на падаючій ділянці ВАХ; модуль цього опору для різних діодів має величину від одиниць Ом до декількох сотень Ом;
- гранична резистивна частота $f_{\text{рез}}$ – така частота, до якої на зовнішніх выводах тунельного діоду існує негативний диференціальний опір.

Частотні властивості. Тунельний діод – малоінерційний прилад, він має дуже високу швидкодію і застосовується в пристроях, що працюють на надвисоких частотах (НВЧ). Це пояснюється тим, що тунельний перехід основних носіїв відбувається зі швидкістю істотно більшою ніж швидкості дифузії й дрейфу. У діоді відсутні процеси накопичення й розсмоктування неосновних носіїв заряду, які визначають швидкодію напівпровідникових діодів. Робоча частота тунельного діоду обмежується лише ємністю p - n -переходу й індуктивністю виводів. Еквівалентна схема тунельного діода для малих змінних сигналів показана на рис. 4.4.

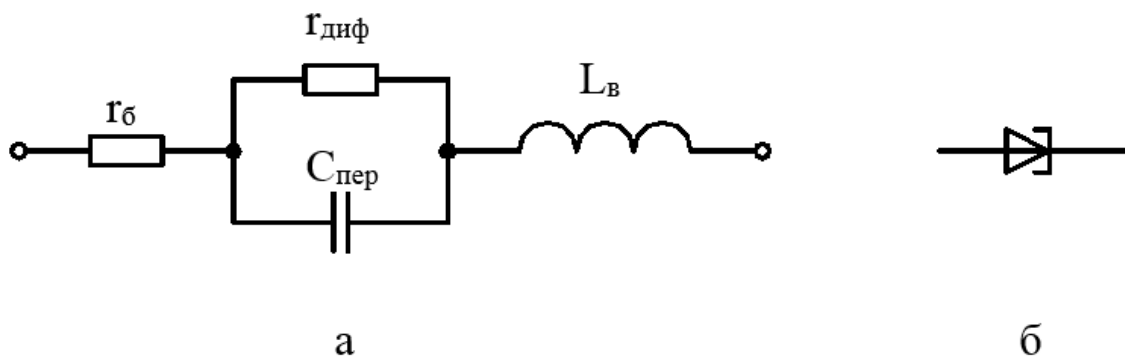


Рисунок 4.4 – Еквівалентна схема (а) та умовна позначка (б) тунельного діоду

На цьому рисунку r_B – опір тих нейтральних областей кристала, що знаходяться поза p - n -переходом. Власне p - n -перехід представлений диференціальним опором $r_{\text{диф}}$ і ємністю $C_{\text{пер.}}$, L_B – індуктивність виводів.

Якщо робоча точка діода встановлена на падаючій ділянці ВАХ, то $r_{\text{диф}} < 0$. Але на зовнішніх виводах діоду повний опір через вплив реактивностей $C_{\text{пер}}$ і L_B містить активну та реактивну складові залежні від частоти. На деякій резистивній частоті f_p активна частина повного опору, незважаючи на вибір робочої точки, стає рівною нулю. На частоті $f > f_p$ – активна частина повного опору – позитивна. Значить діод можна використовувати як прилад із негативним диференціальним опором лише на частотах $f < f_p$. Розрахунок показує, що

$$f_p \approx I_{\Pi} / C_{\text{ПЕР}} ,$$

тобто відношення пікового струму I_{Π} до ємності переходу $C_{\text{пер}}$ є важливим параметром, що характеризує частотні властивості окремого діода.

Частота f_p складає зазвичай десятки і сотні тисяч МГц. Щоб зменшити ємність, роблять малу площу p - n -переходу, тому тунельні діоди, як правило, малопотужні. Індуктивності виводів тунельних діодів теж роблять якнайменшими.

Застосування тунельних діодів. Основні властивості тунельного діода обумовлені наявністю на його ВАХ ділянки з негативним диференціальним опором. На приладах з таким опором створюють схеми переключення струмів і напруг у різних логічних пристроях, схеми генерування й посилення електричних сигналів.

Найважливіша властивість тунельного діоду – висока швидкодія, обумовлена тунельним ефектом. Крім того, тунельний діод досить добре зберігає свої експлуатаційні властивості як при зміні температури навколишнього середовища, так і при впливі радіації. Це температурно стабільний і радіаційно стійкий прилад. Такі цінні властивості обумовлені тим, що тунельний діод працює на основних носіях заряду, концентрація яких незначно залежить від температури та радіації в робочому діапазоні.

Виготовляють тунельні діоди з таких напівпровідникових матеріалів як германій, арсенід галію й антимонід галію.

Контрольні запитання і завдання

1. Поясніть сутність тунельного ефекту.
2. Чому тунельний ефект спостерігається в p - n -переходах на високолегованих напівпровідниках?

3. Які напівпровідники називають виродженими та яку ширину p - n -переходів мають такі напівпровідники?
4. Зобразіть ВАХ тунельного діода і вкажіть її відмінність від ВАХ звичайних, наприклад, випрямляючих, діодів.
5. Де знаходиться рівень Фермі на зонних енергетичних діаграмах напівпровідників n - і p -типу?
6. Зобразіть та поясніть зонну енергетичну діаграму p - n -переходу тунельного діода в стані термодинамічної рівноваги.
7. Поясніть за допомогою зонної діаграми першу висхідну гілку ВАХ діода ($U < U_B$).
8. Поясніть за допомогою зонної діаграми пік характеристики діода.
9. Поясніть за допомогою зонної діаграми дільницю негативного диференціального опору на ВАХ діода.
10. Поясніть за допомогою зонної діаграми западину характеристики діода.
11. Поясніть за допомогою зонної діаграми зворотню гілку характеристики діода.
12. В якій області ВАХ струм діода є не тунельним, а дифузійним?
13. Якими параметрами користуються для оцінки експлуатаційних властивостей діода?
14. Як пояснити високу швидкодію тунельного діода?
15. Наведіть і поясніть еквівалентну схему для малих змінних сигналів.
16. Якими факторами обмежуються частотні властивості тунельного діода?
17. Чому тунельні діоди, як правило, є малопотужними приладами?
18. Як пояснити температурну стабільність тунельних діодів?
19. З яких матеріалів виготовляються тунельні діоди?

4.3 Лавино-пролітні діоди

Лавино-пролітні діоди (ЛПД) – це напівпровідниковий діод, що працює в режимі лавинного розмноження носіїв заряду при зворотному зміщенні p - n -переходу.

ЛПД призначені, як правило для генерації НВЧ діапазону. Відмінність ЛПД від тунельних діодів насамперед у тім, що негативний диференціальний опір у них виявляється тільки в діапазоні НВЧ.

ЛПД є діодами із широкими p - n -переходами, час руху носіїв у яких є порівняним з періодом робочих НВЧ коливань.

Приклад структури ЛПД типу $p^+ - n - n^+$ і схема його включення показані на рис. 4.5, а.

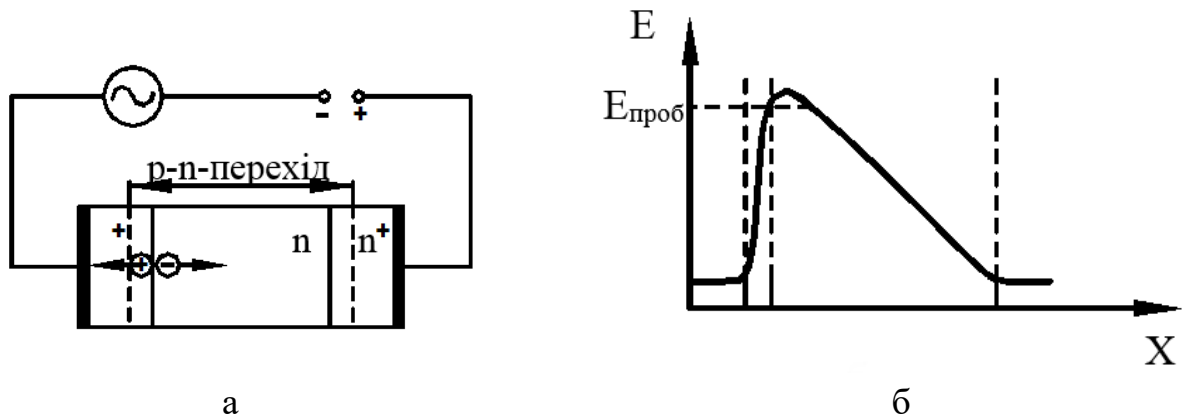


Рисунок 4.5 – Структура ЛПД (а) і напруженість електричного поля в ній (б)

Як правило, ЛПД розміщують в об'ємний резонатор, що є мов би коливальним контуром діапазону НВЧ. До електродів діода прикладено напругу зворотного зміщення U_0 і змінну напругу з амплітудою U_m , яка існує в резонаторі. Величини цих напруг вибирають з умови

$$U_m < U_0 < U_{\text{проб}} \quad \text{і} \quad (U_m + U_0) > U_{\text{проб}}. \quad (4.3)$$

Крім того, величина U_0 має бути такою, щоб запірний шар займав усю n -область і невеликі ділянки в p^+ - і n^+ -областях.

На рис. 4.5, б показано розподіл напруженості електричного поля E в структурі. Найбільшу величину напруженості поля E має біля межі p^+ - і n^+ -областей. Коли сумарна напруга постійної та змінної складових, прикладена до $p^+ - n$ -переходу, перевищує пробивну напругу $U_{\text{проб}}$, починається процес ударної іонізації у переході – лавинний пробій (рис. 4.6). Пробій призводить до лавиноподібного збільшення концентрації носіїв заряду – електронів і дірок. Ці носії заряду під дією електричного поля E дрейфують у протилежних напрямках: дірки в p^+ -область, де рекомбінують, а електрони – у n -область (*пролітний простір*), а потім у n^+ -область (рис. 4.5, а). Час дрейфу дірок – малий, тому що вони проходять невелику відстань. Електрони ж рухаються через протяжний n -шар у n^+ -область і витрачають на це більше часу.

Пробій продовжується тільки протягом того проміжку часу, доки

$$(U_m + U_0) > U_{\text{проб}}.$$

На рис. 4.6 – це час Δt .

Електрони, що рухаються в пролітному просторі, утворять імпульс струму тривалістю Δt . За час прольоту τ_n носіїв заряду через пролітний простір напруга на діоді може встигнути зменшитися, якщо частота змінної складової велика. У діапазоні НВЧ час прольоту порівняльний з періодом коливань.

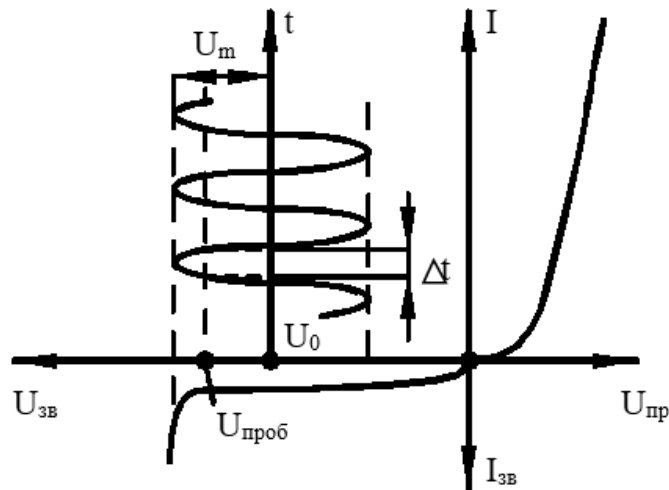


Рисунок 4.6 – Епюра, що пояснює принцип роботи ЛПД

Таким чином, через те, що час прольоту носіїв (у даному випадку електронів) кінцевий з'являється фазовий зсув між струмом, що проходить через діод і прикладеною до цього діода змінною напругою високої частоти.

Фазовий зсув між струмом і напругою визначається не тільки часом прольоту τ_n , але і кінцевим часом, необхідним для розвитку процесу ударної іонізації (лавини) $\tau_{л}$. Ці два відрізки часу τ_n і $\tau_{л}$ для даної конструкції діода постійні, а період високочастотних коливань залежить від частоти. Тому фазовий зсув φ буде різним на різних частотах.

Припустимо, що час прольоту τ_n разом з часом розвитку лавини $\tau_{л}$ дорівнює половині періоду коливань деякої частоти змінної напруги (рис. 4.7). У цьому випадку змінний струм через діод відставатиме на пів періоду від змінної напруги, що його викликала. Збільшення напруги супроводжується зменшенням струму, а зменшення напруги, навпаки, зростанням струму. Це означає, що для даної частоти змінної напруги протягом усього періоду коливань виконується умова негативного диференціального опору.

На інших частотах, будуть інші значення фазового зсуву і негативний диференціальний опір може з'являтися в ЛПД протягом тільки частини періоду високочастотних коливань. Аналіз показує, що диференціальний опір ЛПД є негативним на тих частотах, де фазовий зсув задовольняє умову

$$90^\circ < \varphi < 270^\circ.$$

Цей діапазон частот досягає сотень тисяч МГц.

Таким чином, ЛПД має негативний диференціальний опір тільки для НВЧ-коливань. Статична ВАХ їх подібна до ВАХ звичайних діодів (рис. 4.6).

ЛПД використовують у підсилювачах і генераторах НВЧ-діапазону. Як матеріали для ЛПД застосовують германій, кремній, арсенід галію.

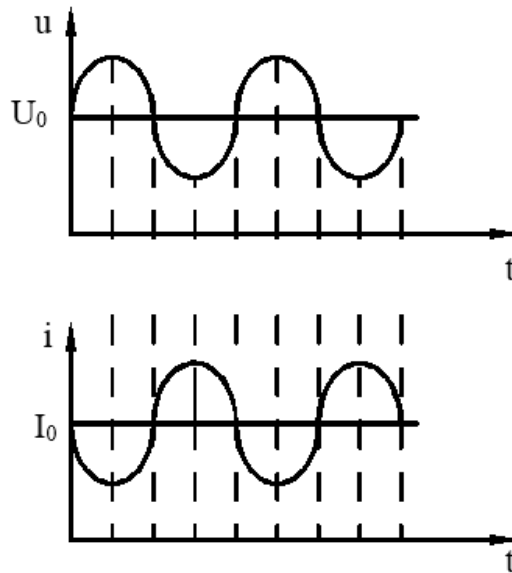


Рисунок 4.7 – Епюра змінних струмів і напруг на ЛПД при зрушенні фаз $\varphi = 180^\circ$

Контрольні запитання і завдання

1. Які діоди називають лавино-пролітними?
2. Зобразіть приклад структури ЛПД і схему його включення.
3. Наведіть розподіл напруженості електричного поля в структурі ЛПД і поясніть його.
4. Наведіть ВАХ ЛПД і епюри постійної та змінної напруг, прикладених до діода.
5. Яка умова має виконуватися при виборі постійної та змінної напруги на діоді?
6. Поясніть фізичні процеси в ЛПД у режимі лавинного пробою.
7. В результаті яких фізичних процесів з'являється в ЛПД зсув фаз між змінним струмом і змінною напругою, прикладеним до діода?
8. Наведіть епюри змінних струмів і напруг ЛПД при зсуві фаз на 180° .
9. За яких значень зсуву фаз між змінною напругою та струмом ЛПД має негативний диференціальний опір?
10. В яких пристроях застосовують ЛПД?
11. З яких матеріалів виготовляють ЛПД?

4.4 Діоди Ганна

Діод Ганна – це напівпровідниковий прилад, у якого під дією сильного електричного поля з'являється негативний диференціальний опір. Діоди Ганна застосовують для посилення та генерації змінних сигналів НВЧ-діапазону.

Свою назву діоди Ганна отримали за прізвиськом вченого, який вперше спостерігав фізичний ефект, використовуваний у цих приладах. У діоді Ганна немає *p-n*-переходу, діодами ці прилади називають тому, що вони, як і діоди, є двополюсними, тобто мають два виводи.

Ефект Ганна полягає в тому, що під час прикладення до кристала однорідного напівпровідника постійної напруги певної величини в ньому виникає змінний струм частоти НВЧ діапазону.

Але цей ефект спостерігається не у всіх напівпровідниках, а тільки в тих, які мають складну структуру зони провідності. Структуру необхідного вигляду мають такі матеріали як арсенід галію (GaAs), фосфід індію (In), телурид кадмію (CdTe) і деякі інші.

На рис. 4.8 наведено зонну діаграму арсеніду галію. Особливість зони провідності в тому, що в ній є дві так звані долини – нижня та верхня. Верхня долина відповідає більш високим енергіям зони провідності і відстоїть від нижньої долини на $\Delta W = 0,36$ еВ.

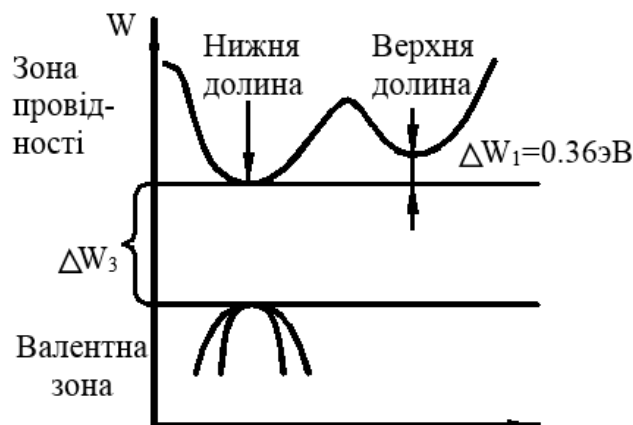


Рисунок 4.8 – Зонна енергетична діаграма арсеніду галію

Електрони, які знаходяться в нижній долині, називають «легкими» (чи «холодними»), тому що вони мають досить високу рухливість μ_1 . Значення

$$\mu_1 \approx 5000 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}.$$

Електрони верхньої долини називають «важкими» (чи «гарячими»), тому що їхня рухливість μ_2 істотно менше рухливості μ_1 . Значення

$$\mu_2 \approx 100 \dots 200 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}.$$

Позначимо концентрацію легких електронів у деякому зразку напівпровіднику з арсеніду галію n_1 , рухливість їх – μ_1 . Концентрацію важких електронів у цьому ж кристалі позначимо n_2 , рухливість їх – μ_2 . Повна

концентрація електронів $n_0 = n_1 + n_2$. Нехай до напівпровідника прикладене слабе електричне поле напруженістю E , меншою деякого граничного значення напруженості $E < E_{гр}$. У цьому випадку практично всі електрони знаходяться в нижній долині і можна вважати, що $n_1 \approx n_0$. Щільність дрейфового струму, що протікає при цьому в кристалі

$$I_1 = qn_0\mu_1E. \quad (4.4)$$

Залежність дрейфового струму від напруженості електричного поля або ВАХ розглянутого кристала показана на рис. 4.9.

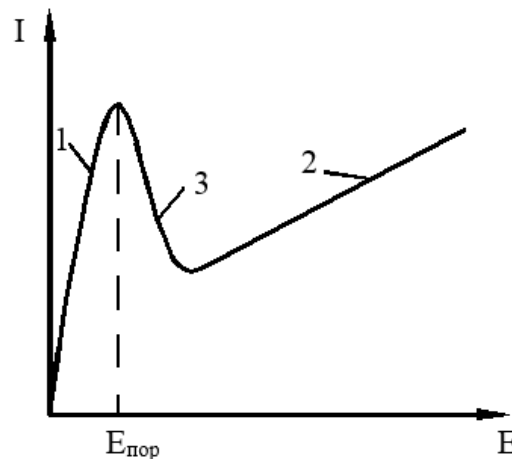


Рисунок 4.9 – ВАХ напівпровідника з багатодоменною структурою зони провідності

Ділянка 1 вольтамперної характеристики відповідає режиму слабого електричного поля.

Якщо в напівпровіднику створено сильне електричне поле $E_2 > E_{пор}$, то електрони під дією цього поля здобувають додаткову енергію $\Delta W/\Delta W_1$ (рис. 4.8), переходять у боковий домен і стають важкими. При сильних полях $E \gg E_{пор}$ можна вважати, що практично всі електрони отримують достатню додаткову енергію і з'являться в боковому домені. Тому концентрація їх $n_2 \approx n_0$. Щільність дрейфового струму в цьому випадку

$$I_2 = qn_0\mu_2E. \quad (4.5)$$

Режиму сильного електричного поля відповідає ділянка 2 вольтамперної характеристики (рис. 4.9).

Із середніми напруженостями електричного поля, які не набагато перевищують $E_{пор}$, деяка частина електронів знаходиться в нижньому домені, інша частина – у верхньому домені. Загальне значення їхньої концентрації

$$n_0 = n_1 + n_2$$

залишається незмінним. Щільність струму визначатиметься співвідношенням між концентрацією легких електронів n_1 і важких електронів n_2 .

Такий режим відповідає ділянці 3 вольтамперної характеристики (рис. 4.9). На цій ділянці кристал напівпровідника має *негативний диференціальний опір*. Цей опір обумовлений переходом електронів зони провідності з долини з високою рухливістю в долину з низькою рухливістю під дією сильного електричного поля.

Принцип роботи діода Ганна розглянемо на зразку арсеніду галію *n*-типу. Однорідно легований зразок має два омичних контакти, їх називають – катод (К) і анод (А) (рис. 4.10). Нехай на зразок подано постійну напругу, яка утворить у кристалі електричне поле напруженості E . Подана напруга такої величини, що напруженість поля E ненабагато перевищує граничне значення $E_{гр}$.

$$E > E_{гр}.$$

При цьому усі вільні електрони в кристалі є легкими і щільність струму через кристал має максимальне значення

$$I_{max} = qn_0\mu_1E. \quad (4.6)$$

Біля омичних контактів завжди існують дефекти кристалічних решіток, що обумовлює в цих місцях трохи підвищений опір кристалу. На цих приконтактних областях падає велика напруга і створюється дещо більша напруженість поля. Оскільки прикладена до зразка напруга постійна, то підвищення напруженості поля біля контактів неминуче призводить до зниження напруженості в обсязі кристалу (рис. 4.10, в). Таким чином у перший момент після подачі постійної напруги поле з напруженістю $E > E_{гр}$ буде біля контактів. Під дією цього поля електрони дрейфують від катода до анода. При цьому легкі електрони переходять з нижнього домену у верхній і стають важкими. Біля катода з'являється шар важких електронів, які утворюють негативний об'ємний заряд, який повільно дрейфує до анода. Ті легкі електрони, що знаходяться за шаром об'ємного негативного заряду з боку анода, швидко рухаються до анода. Це призводить до того, що з'являється шар некомпенсованих позитивних іонів донорів.

Як наслідок, у кристалі з'являється домен, що рухається від катода до анода, який складається з двох шарів об'ємних зарядів – шару негативно заряджених електронів і шару позитивно заряджених іонів донорів. Швидкість руху домена дорівнює швидкості важких електронів V_2 .

Всередині домену існує своє електричне поле $E_{дом}$ (рис. 4.11, а). Це поле збігається за напрямком з полем E кристала, тому в області домену результуюче електричне поле збільшується. Це призводить до зменшення поля поза доменом, а значить і до зменшення швидкості електронів поза доменом.

Швидкість домену $V_2 = \mu_2 E_2$ збільшується, а швидкість руху електронів $V_1 = \mu_1 E_1$ зменшується (E_2 – результуюча напруженість поля всередині домену, E_1 – напруженість поля поза доменом, рис. 4.11, б). У деякий момент часу ці швидкості порівнюються.

$$V_1 = V_2 = \mu_2 E_2 = \mu_1 E_1. \quad (4.7)$$

З цього моменту припиняється надходження в домен легких електронів, що наздоганяють його зі сторони катода, і «оголення» позитивних іонів з боку аноду. На цьому закінчується формування домену, і він із постійною швидкістю рухається до анода. Струм, що протікає при цьому через кристал

$$I_{\min} = qn_0\mu_1 E_1. \quad (4.8)$$

Оскільки $E_1 < E$, то $I_{\min} < I_{\max}$.

Мінімальне значення щільності струму зберігається протягом усього часу руху домену через кристал. Цей час називають часом прольоту і визначають співвідношенням:

$$t_{\text{пр}} = \frac{l}{V_2}, \quad (4.9)$$

де l – довжина кристала.

Коли домен досягає анода, він руйнується, і щільність струму збільшується до значення I_{\max} . Відразу після цього біля катода утвориться новий домен, струм зменшується до I_{\min} ; процес повторюється. Залежність струму, що проходить через кристал, від часу показана на рис. 4.12.

Струм є періодичною послідовністю імпульсів, частота яких визначається періодом T . У свою чергу

$$T = t_{\text{пр}},$$

тобто залежить для даного матеріалу від довжини зразка кристала l . Довжину l вибирають такою, щоб частота отриманих коливань струму відповідала НВЧ-діапазону.

Розглянутий режим роботи діода Ганна, у якому частоти коливань визначаються довжиною кристалу, називається пролітним режимом.

Існує ще ряд режимів, під час роботи на яких, домагаються незалежності частоти коливань від розміру кристала, чи отримують можливість регулювати частоту коливань у деяких межах.

Основними параметрами діода Ганна є частота коливань генерації, вихідна потужність і коефіцієнт корисної дії (ККД). Діоди Ганна широко застосовуються для генерації НВЧ-сигналів у діапазоні частот 1...90 ГГц. Вихідна потужність залежно від режиму роботи може складати від сотень міліват до сотень ват, ККД – до 20%.

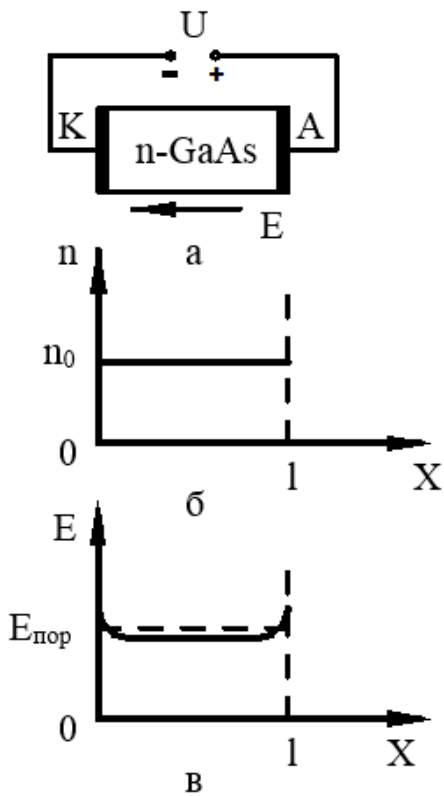


Рисунок 4.10 – Розподіл концентрації електронів і напруженості електричного поля у кристалі у перший момент після подачі постійної напруги

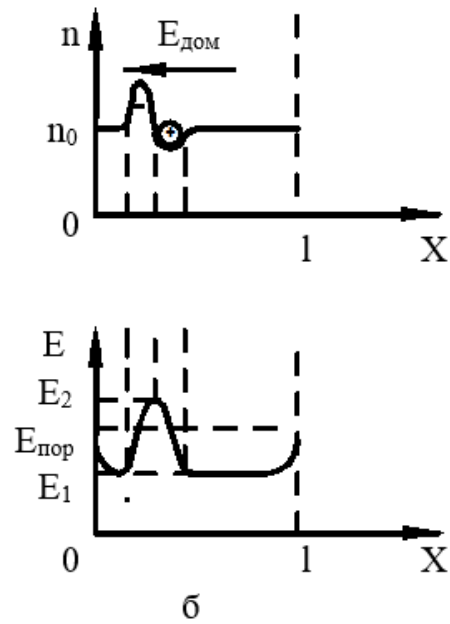


Рисунок 4.11 – Розподіл концентрації електронів і напруженості електричного поля у кристалі після утворення домена

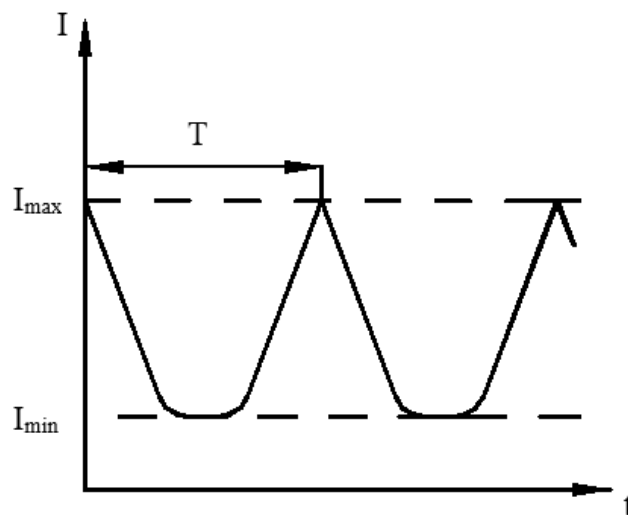


Рисунок 4.12 – Залежність струму через діод Ганна від часу

Контрольні запитання і завдання

1. Які напівпровідникові прилади називають діодами Ганна?
2. В чому полягає ефект Ганна?

3. Яку зонну діаграму повинен мати напівпровідниковий кристал, щоб у ньому спостерігався ефект Ганна?
4. Наведіть і поясніть зонну діаграму арсеніду галію n -типу.
5. Чому ефект Ганна спостерігається тільки при сильних електричних полях?
6. Яка напруженість електричного поля називається граничною?
7. Наведіть і поясніть залежність дрейфового струму в кристалі арсеніду галію від напруженості електричного поля (ВАХ).
8. Який устрій діода Ганна та схема його включення?
9. Поясніть, який струм протікає в діоді Ганна відразу після подачі постійної напруги?
10. Поясніть, як утворюється домен у діоді Ганна.
11. Поясніть розподіл концентрації електронів у кристалі діода Ганна після утворення домену.
12. Поясніть розподіл напруженості електричного поля в кристалі діода Ганна після утворення домену.
13. Поясніть, який струм проходить в діоді Ганна під час руху домена від катода до анода.
14. Наведіть і поясніть залежність від часу струму в діоді Ганна.
15. Що називається пролітним часом у діоді Ганна?
16. Від чого залежить пролітний час?
17. Який режим роботи діода Ганна називають пролітним?
18. Чим визначається частота коливань, яку генерує діод Ганна у пролітному режимі?
19. Якими параметрами оцінюють діод Ганна?

4.5 Тиристори

Тиристор – напівпровідниковий прилад, структура якого містить три або більше електронно-діркових переходів. Основна галузь його застосування – ключові схеми та пристрої перетворювальної техніки.

Устрій. Основу тиристора складає чотиришарова n - p - n - p -структура (рис. 4.13, а). Крайні n - і p -області називають емітерами, і вони, подібно емітеру біполярного транзистора, містять підвищену концентрацію домішок, тобто леговані більше, ніж внутрішні області. Внутрішні області називають відповідно n - базою і p - базою. Вони, подібні базі біполярного транзистора, мають малу ширину. Переходи Π_1 і Π_3 -емітерні, середній перехід Π_2 -колекторний. Електрод, що здійснює контакт із n -емітером, вважають катодом, а з p -емітером – анодом.

Якщо тиристор має лише два зовнішніх виводи – катод і анод, його називають *динистором*. Тиристор, що має, крім катода й анода, вивід від однієї з баз, частіше *p*-баз, називають *тринистором*. Чотириелектродний тиристор із зовнішніми виводами від двох баз називають *бинистором* чи *тетродним тиристором*.

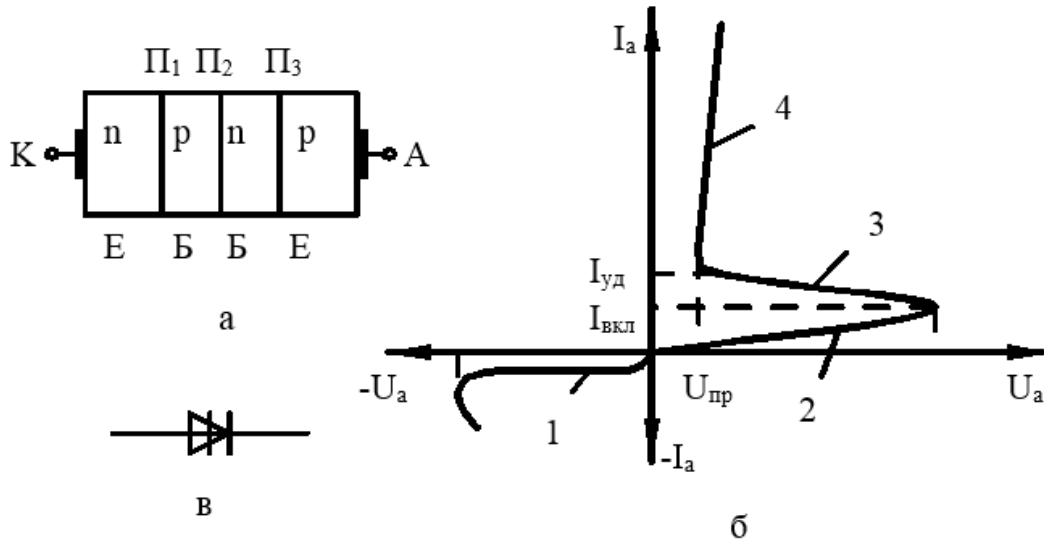


Рисунок 4.13 – Структура (а), вольтамперна характеристика (б) і умовне позначення (в) динистора

Вольтамперна характеристика динистора показана на рис. 4.13, б. Під час подачі негативної напруги на анод емітерні переходи Π_1 і Π_3 будуть закритими, а колекторний перехід Π_2 – відкритий. Опір динистора визначається в цьому режимі двома закритими *p-n*-переходами, включеними послідовно один з одним. ВАХ у цьому режимі подібна характеристиці діода зі зворотним зміщенням (область 1 рис. 4.13, б).

Струм, що проходить через прилад, дуже малий, і, як і у випадку діода, визначається процесами екстракції і теплової генерації неосновних носіїв у *p-n*-переходах. Якщо негативна анодна напруга перевищить величину $U_{проб}$, відбувається пробій емітерних переходів і прилад може вийти з ладу.

При позитивних анодних напругах характеристика має S-подібний вигляд і на ній можна виділити три області:

- в області 2 – напруга на приладі велика, а струм, що протікає, малий, такий стан приладу називають «закритим»;
- в області 4 – прилад «відкритий», через нього протікає великий струм з малою напругою;
- в області 3 – прилад виявляє негативний диференціальний опір, коли зростанню струму відповідає зменшення напруги. Це перехідний режим – з «закритого» стану у «відкритий».

За позитивної анодної напруги в області 2, меншій деякої напруги включення $U_{\text{вкл}}$ ($U_a < U_{\text{вкл}}$), емітерні переходи П1, П3 – відкриті, колекторний перехід П2 – закритий. Опір переходу П2 великий, і на ньому падає практично вся зовнішня напруга.

Переходи П1, П3 працюють подібно до емітерного переходу біполярного транзистора, а П2 – подібно колекторного переходу.

Електрони, інжектвані n -емітером у p -базу, дифундують до колектора і його електричним полем перекидаються в p -базу. Подальшому їхньому просуванню по динистору перешкоджає невеликий потенційний бар'єр між p -емітером і n -базою. Тому в n -базі відбувається накопичення негативного заряду електронів. Цей заряд знижує потенційний бар'єр p -емітеру і збільшує його інжекцію.

Аналогічні процеси відбуваються з дірками, інжектованими p -емітером у n -базу. Вони дифундують до колектора, під дією його прискорюючого поля переходять у p -базу і затримуються тут невеликим потенційним бар'єром відкритого емітерного переходу П1. У p -базі відбувається накопичення позитивного заряду дірок. У результаті цього знижується потенційний бар'єр n -емітера і зростає його інжекція.

Таким чином, емітерні переходи мов би «розраховують» один одного: збільшення інжекції переходу П3 викликає зростання інжекції переходу П1.

Іншими словами, у приладі існує внутрішній позитивний зворотний зв'язок. Дія позитивного зворотного зв'язку призводить до того, що при $U_a = U_{\text{вкл}}$ у приладі починається лавиноподібне зростання струму.

Починаючи з точки $U_a = U_{\text{вкл}}$ динистор переходить у хитливий стан – область 3 ВАХ, де він має негативний диференціальний опір.

З подальшим зростанням струму збільшуються заряди нерівноважних носіїв у базах: негативний заряд електронів у n -базі і позитивний заряд дірок у p -базі. Ці заряди зменшують зворотне зміщення колекторного переходу П2. Процес завершується тим, що структура стрибком переходить у стан, який відповідає області 4 ВАХ. В цій області надлишкові заряди в базах досягають такої величини, що відкривається колекторний перехід П2. Тепер прилад становить три послідовно включених p - n -переходи, які працюють у режимі прямого зміщення. Тому у відкритому стані динистор здатний пропускати великі струми з напругою в частки або одиниці вольт. Величина прямого струму визначається площею p - n -переходів і умовами охолодження. За відповідної конструкції значення прямого струму може доходити до 1000 А.

Умовне позначення динистора показана на рис 4.13, в.

Тринистор – це тиристор, одна з баз якого має невідпрямляючий вивід – омичний контакт (рис. 4.14, а).

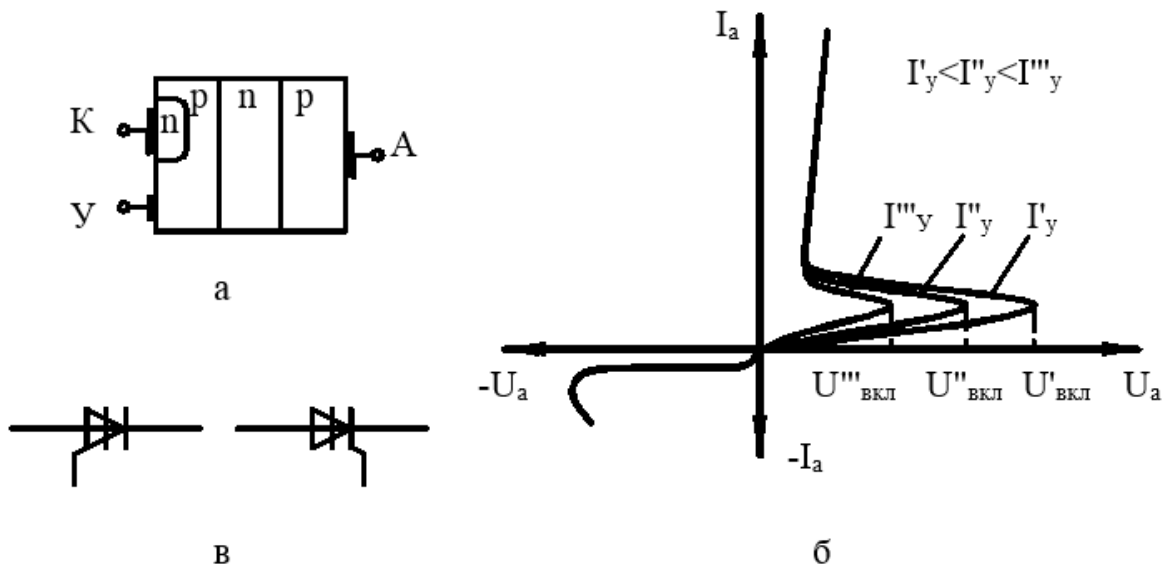


Рисунок 4.14 – Структура (а), вольтамперна характеристика (б) і умовне позначення (в) тринистора

Базовий вивід називають керуючим електродом і з його допомогою змінюють напругу включення $U_{вкл}$. Одержані при цьому вольтамперні характеристики наведені на рис. 4.14, б.

При подачі на керуючий електрод напруги можна змінювати струм найближчого до нього емітера, тим самим регулювати заряд неосновних носіїв у базі. Із зростанням струму керування I_k цей заряд збільшується, і включення відбувається при меншій анодній напрузі.

Струм I_k , що протікає в колі керуючого електрода, і затрачена на керування потужність малі, тому тринистор можна використовувати для посилення потужності електричних сигналів. Вхідним колом у цьому випадку є коло керуючого електрода, а опір навантаження включають в анод. Коефіцієнт підсилення за потужністю може бути порядку $10^4 \dots 10^5$.

Порівняно з транзисторами тринистори можуть забезпечувати більший коефіцієнт підсилення по струму, більший робочий струм (до тисяч ампер), великі робочі напруги (до декількох кіловольт).

Параметри тиристора. Основними параметрами тиристора є (рис. 4.13, б):

- напруга включення $U_{вкл}$ з нульовим струмом керуючого електрода I_k ; у різних приладів вона може складати величину від десятків до тисяч вольт;
- напруга відкритого приладу $U_{пр}$; у різних приладів – доли-одиниці вольт;
- струм включення $I_{вкл}$;
- утримуючий струм $I_{ут}$ – мінімальний струм, за якого прилад знаходиться у відкритому стані.

Дуже цінними властивостями тиристора є його ключові властивості, тобто швидка здатність переходити із закритого стану (малий струм, великий опір) у відкритий стан (великий струм, мала напруга) і навпаки.

Ключові властивості приладу оцінюються такими параметрами:

– час включення $\tau_{\text{вкл}}$, необхідний для переходу приладу із закритого у відкритий стан;

– час вимикання $\tau_{\text{вим}}$, необхідний для переходу з відкритого в закритий стан.

Ці часи визначаються процесами накопичення й розсмоктування надлишкових носіїв заряду в базах тиристора. Для малопотужних приладів вони складають доли-одиноці мікросекунд. У потужних приладів – трохи більше.

Сьогодні як вихідний матеріал тиристорних структур використовують тільки кремній.

Умовні позначення тиристорів із керуванням по аноду й катоду показані на рис. 4.14, в.

Симетричний тиристор (семістор). Динистори й тринистори відкриваються напругою однієї полярності, що не завжди зручно.

Так звані симетричні тиристори чи триаки (їх ще називають семісторами) можуть пропускати робочий струм у двох напрямках. Основою симетричного тиристора є п'ятишарова напівпровідникова структура *n-p-n-p-n* (рис. 4.15, а). Вона аналогічна двом динисторам, включеним паралельно.

Перевагою такого приладу є здатність його переходити із закритого стану у відкритий за будь-якої полярності напруги включення $U_{\text{вкл}}$.

Вольтамперні характеристики приладу наведені на рис. 4.15, б. Симетричний тиристор можна зробити керуючим, якщо одну з областей з електропровідністю *p*-типу оснастити керуючим електродом.

Умовне позначення симетричного тиристора показано на рис. 4.15, в.

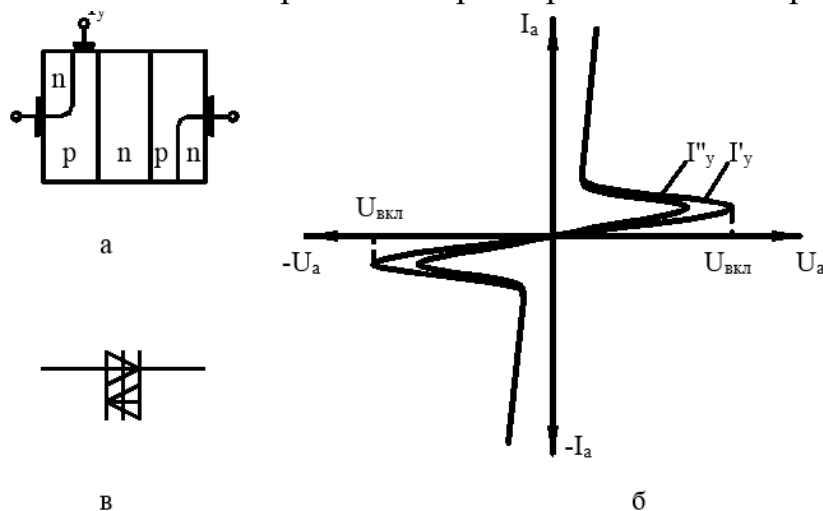


Рисунок 4.15 – Структура (а), вольтамперна характеристика (б) і умовне позначення (в) симетричного тиристора

Контрольні запитання і завдання

1. Який напівпровідниковий прилад називають тиристором?
2. Нарисуйте та поясніть структуру тиристора.
3. Як відрізняються за ступенем легування емітерні та базові області тиристора?
4. Чим відрізняються один від одного такі різновиди тиристорів, як динистор, тринистор, і біністор?
5. Наведіть вольтамперну характеристику динистора, покажіть на ній ділянку негативного диференціального опору.
6. Поясніть ВАХ динистора при позитивній анодній напрузі.
7. Виділіть і поясніть 3 області ВАХ динистора при позитивній анодній напрузі.
8. Поясніть фізичні процеси і ВАХ динистора при $U_a < U_{\text{вкл}}$.
9. Поясніть фізичні процеси і ВАХ динистора, коли анодна напруга U_a досягає величини напруги включення $U_{\text{вкл}}$.
10. Поясніть фізичні процеси і ВАХ динистора, коли він знаходиться у відкритому стані ($I_a > I_{\text{ут}}$).
11. Чому у відкритому стані динистор пропускає великі струми з невеликою напругою?
12. Нарисуйте умовне позначення динистора.
13. Наведіть і поясніть структуру динистора.
14. Поясніть фізичні процеси керування напругою включення в тринисторі.
15. Як можна використовувати тринистор для посилення електричних сигналів?
16. Перелічіть фізичні величини, що обумовлюють параметри тиристора, і покажіть їх на ВАХ.
17. Які параметри оцінюють ключові властивості тиристора?
18. Якими фізичними процесами в тиристорі визначаються час його включення та вимикання $\tau_{\text{вим}}$?
19. Наведіть умовне позначення тиристора.
20. Який прилад називають симетричним тиристором або семістором?
21. Наведіть і поясніть структуру симетричного тиристора.
22. Наведіть і поясніть вольтамперні характеристики симетричного тиристора.
23. Зобразіть умовне позначення симетричного тиристора.

5 ПРИЛАДИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ

Оптоелектронними називають пристрої електронної техніки, які забезпечують передачу й обробку інформації з використанням світлових променів.

Елементну базу оптоелектронних пристроїв складають:

- джерела світла, що перетворюють вхідні електричні сигнали у світлові сигнали;
- оптичні середовища й хвилеводи, у яких проводиться обробка чи передача світлових сигналів;
- фотоприймачі, у яких відбувається перетворення світлових сигналів в електричні, тобто вони відновлюють первісну форму електричних сигналів.

Джерело світла й фотоприймач можуть бути виконані в одному корпусі. Такий пристрій називають оптроном чи оптронною парою.

5.1 Джерела випромінювання. Світлодіоди, лазери

Оптичний діапазон електромагнітних коливань включає в себе:

- ультрафіолетове випромінювання, яке становить коливання з довжинами хвиль від 1 нм до 0,38 мкм ($1 \text{ нм} = 10^{-9} \text{ м}$; $1 \text{ мкм} = 10^{-6} \text{ м}$);
- видиме випромінювання, яке становить коливання з довжинами хвиль від 0,38 до 0,78 мкм;
- інфрачервоне випромінювання з довжинами хвиль від 0,78 мкм до 1 мм.

Оптичне випромінювання може бути когерентними (монохроматичними) і некогерентними. *Когерентним* вважають таке випромінювання, яке складається з електромагнітних коливань однієї довжини хвилі. Ці коливання мають визначений напрямок. *Некогерентне* випромінювання містить електромагнітні коливання різних значень довжини хвилі або, що теж саме, різних частот. Такі коливання не мають точної спрямованості.

Джерела випромінювання розрізняються, по-перше, за діапазоном того випромінювання, яке вони забезпечують. По-друге, когерентним чи ні є це випромінювання.

Світлодіоди – це напівпровідникові діоди, які випромінюють світло під час проходження через них прямого струму.

У режимі прямого зміщення *p-n*-переходу відбувається інжекція неосновних носіїв: дірки дифундують з *p*- у *n*-область, електрони – навпаки,

із n -області в p -область. Концентрація носіїв заряду біля p - n -переходу збільшується, що обумовлює їх підвищену рекомбінацію. В ході рекомбінації двох носіїв електрони із зони провідності переходять на більш низькі енергетичні рівні валентної зони і мають звільнитися від частини своєї енергії. Такий перехід може відбуватися безпосередньо з зони в зону (рис. 5.1, 1). Виділена при цьому енергія hf_1 не менше, ніж ширина забороненої зони ΔW_3 :

$$hf_1 \geq \Delta W_3.$$

Більш імовірною є рекомбінація через проміжні дозволені рівні в забороненій зоні – пастки (рис. 5.1). При цьому електрон якийсь час знаходиться на цьому рівні – пастці, рекомбінація з діркою відбувається в момент часу, коли вона виявляється в тому ж місці кристалу, де і рівень пастки. Виділена при такій рекомбінації енергія

$$hf_2 \leq \Delta W_3.$$

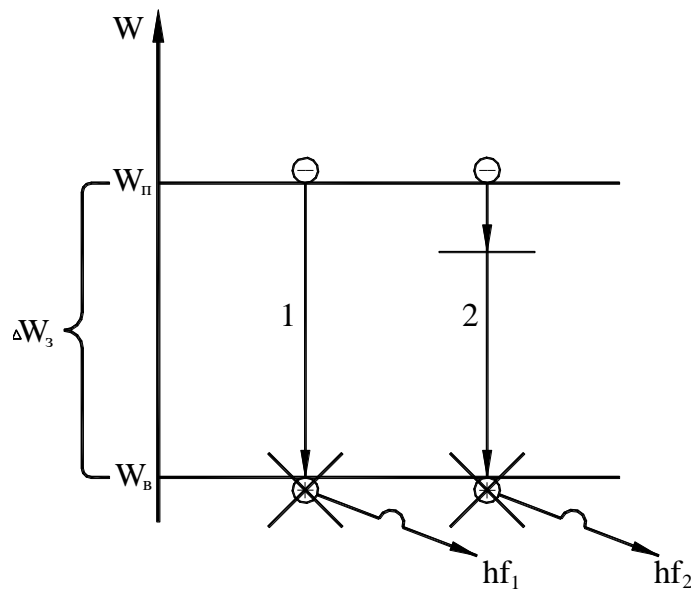


Рисунок 5.1 – Акти рекомбінації із зони в зону (1) і через проміжні рівні (2)

Рекомбінація називається випромінювальною, якщо енергія виділяється у вигляді кванта електромагнітного випромінювання. Якщо енергія виділяється у вигляді тепла, рекомбінацію називають безвипромінювальною.

Особливістю світлодіодів є те, що вони створюються в напівпровідникових кристалах, для яких найбільш імовірна випромінювальна рекомбінація.

Як видно з рис. 5.1, енергія квантів i , відповідно, довжина хвилі випромінювання світлодіоду, однозначно визначається шириною забороненої зони напівпровідникового матеріалу. Залежно від величини цього параметру випромінювання світлодіоду може знаходитися в інфрачервоній, видимій чи ультрафіолетовій області оптичного спектра. Для одержання інфрачервоного

випромінювання придатні напівпровідники з $\Delta W_3 < 1,61$ еВ; ультрафіолетового – з $\Delta W_3 > 3,18$ еВ; а для випромінювання у видимій частині спектра $1,61 < \Delta W_3 < 3,18$ еВ.

Германій, кремній і арсенід галію, що найбільш освоєні в електроніці, мають відповідні заборонені зони 0,72 еВ; 1,12 еВ і 1,43 еВ , і тому непридатні для одержання видимого випромінювання. Ширина забороненої зони визначає і колір світіння. Видиме випромінювання отримують у кристалах із шириною забороненої зони не менш 2 еВ. Найчастіше для цієї мети використовують карбід кремнію SiC (жовте світіння), фосфід галію GaP (зелене світіння).

Структури світлодіодів створюються в кристалах прямокутної чи напівсферичної форми (рис. 5.2). Конструкція має бути такою, щоб за можливості знизити втрати на відображення під час виведення світла. Герметизація світлодіодів забезпечується металевими корпусами з прозорими вікнами для виведення світла або шляхом їхнього запресовування у фокусуючі скляні лінзи.

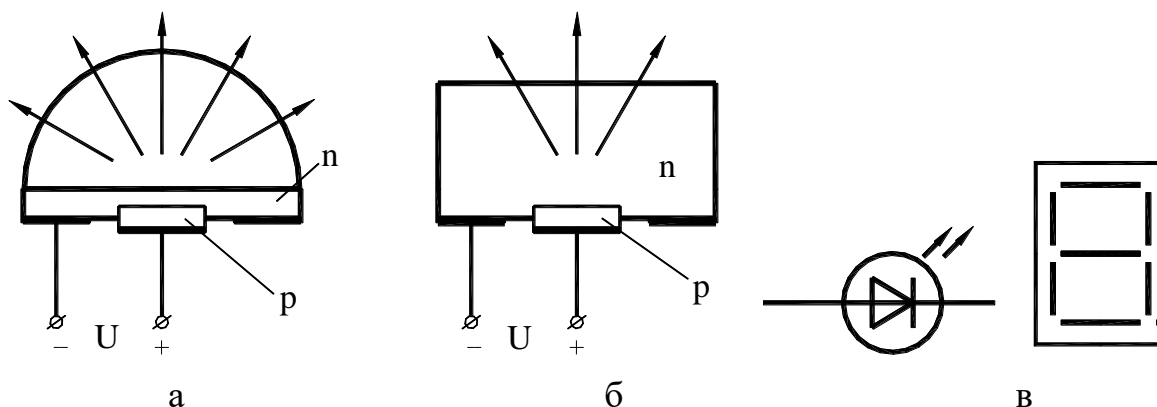


Рисунок 5.2 – Структури (а), умовне позначення світлодіодів (б), світлодіодна матриця (в)

Світлодіоди можуть мати не один, а кілька *p-n*-переходів на одному кристалі. Такі конструкції називають матричними (рис. 5.2, б). Подаючи пряме зміщення на різні сполучення *p-n*-переходів, можна отримувати різні букви, знаки, цифри. Так, на основі світлодіодів створюють знакові індикатори.

Характеристики. Основною характеристикою світлодіоду є *яскравісна характеристика* – залежність яскравості світіння V від струму I , що протікає через діод:

$$V = f(I).$$

Ця характеристика показана на рис. 5.3, а.

Характеристика нелінійна за малих і великих значень струму, що пояснюється особливостями рекомбінаційних процесів з малими і великими

концентраціями інжектованих носіїв заряду. У цілому, лінійність характеристики на значній ділянці зміни струму – дуже цінна якість світлодіоду.

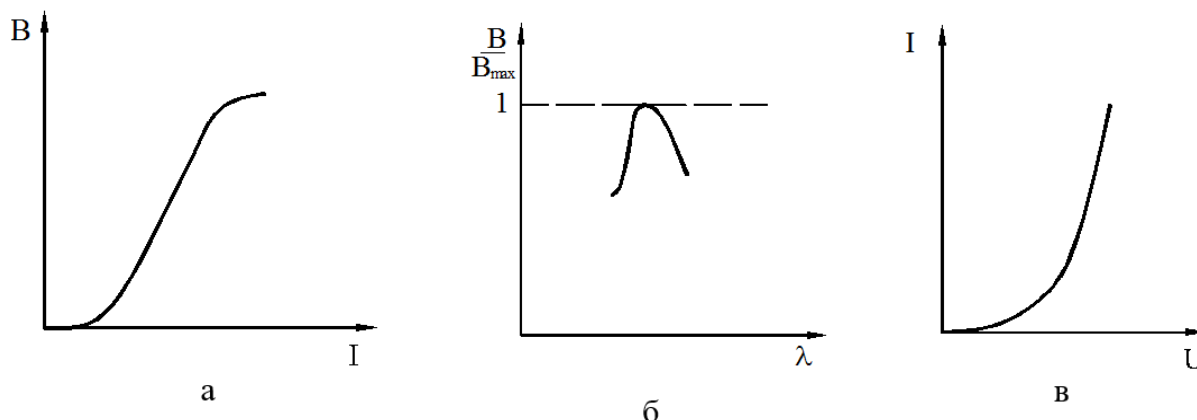


Рисунок 5.3 – Характеристики світлодіоду

Світлодіод дає некогерентне випромінювання, яке містить електромагнітні коливання різних частот. Залежність яскравості V від довжини хвилі випромінювання λ

$$V = f(\lambda),$$

має максимум. Ця залежність визначає *спектральну характеристику* світлодіоду (рис. 5.3, б). Максимум спектральної характеристики спостерігається на тих частотах, де енергія кванта фотона hf дорівнює ширині забороненої зони матеріалу. У зв'язку з різною шириною забороненої зони у різних напівпровідників різними виходять і частоти f (чи довжини хвиль λ), максимумів випромінювання.

Вольтамперна характеристика світлодіоду є залежністю струму I від прикладеної до діода напруги U

$$I = f(U).$$

Вона подібна ВАХ діода з прямим зміщенням і показана на рис. 5.3, в.

Параметри. Функціональні властивості світлодіоду оцінюють такими параметрами:

- яскравість випромінювання (до сотень $\text{кд}^*/\text{см}^2$); (*кд – кандела – одиниця яскравості)
- робоча напруга (одиниці вольт);
- максимально припустимий прямий струм (десятки міліампер);
- колір світіння;
- максимально припустима зворотна напруга (одиниці вольт);
- діапазон робочих температур (від -60 до $+70$ °С).

Світлодіоди надійні в експлуатації, довговічні, споживають невелику потужність, мають малі габарити й вагу. До їхніх недоліків можна віднести недостатню яскравість світіння, а також нелінійність яскравісної характеристики.

Застосовують світлодіоди як індикатори в радіоелектронній апаратурі, а також як елементи оптронних пар.

Лазери – це напівпровідникові прилади, що дають когерентне випромінювання.

У сучасній оптоелектроніці джерелами когерентного випромінювання є тільки лазери. Лазерне випромінювання винятково направлене й монохроматичне.

У напівпровідникових лазерах випромінювання, як і у світлодіодах, виникає в результаті випромінювальної рекомбінації електронів і дірок. Але випромінювальна рекомбінація у світлодіодах відбувається мимовільно, без якого-небудь спеціального електромагнітного впливу. Таку рекомбінацію називають мимовільною. Акти рекомбінації при цьому мають випадковий характер, і випромінювання виходить некогерентним.

Перехід електрона на більш низький енергетичний рівень з випромінюванням кванта світла може відбутися за допомогою спеціального електромагнітного впливу, наприклад, кванта світла з визначеною частотою. Таку рекомбінацію (такий перехід) називають *змушеною* чи *стимульованою*. При цьому випромінювання відбувається на тій же частоті і в тому ж напрямку, що і змушуюче його випромінювання, тобто є когерентним.

Для роботи лазеру необхідна перевага змушеної випромінювальної рекомбінації над поглинанням квантів світла. Ця перевага залежить від положення електронів на дозволених енергетичних рівнях напівпровідника. У рівноважних умовах у напівпровіднику кількість електронів на більш низьких рівнях завжди менша, ніж на більш високих. Для переваги вимушеної рекомбінації необхідно щоб верхні енергетичні рівні були заповнені електронами більше, ніж нижні.

Стан напівпровідника, за якого число електронів на одному з енергетичних рівнів із більшою енергією більше числа електронів на рівні з меншою енергією, називається *станом з інверсною населеністю*. Та частина напівпровідникового кристалу, у якій здійснена інверсія населеності, називається *активним середовищем*.

Одним із способів створення інверсної населеності в напівпровіднику є інжекція носіїв заряду при прямому включенні *p-n*-переходу. Цей спосіб використовують у так званих інжекційних лазерах.

Структура й принцип дії інжекційного лазера. Структура наведена на рис. 5.4. Він містить *p-n*-перехід, одна з областей якого містить велику

концентрацію домішок, тобто є виродженою. Під час подачі на p - n -перехід прямого зміщення відбувається інжекція неосновних носіїв заряду. З деяким значенням прямого струму, який називається *граничним*, в області p - n -переходу утвориться активне середовище. На рис. 5.4. область активного середовища з інверсною населеністю позначено цифрою 1. Тут створюються умови для переважно змушеної рекомбінації.

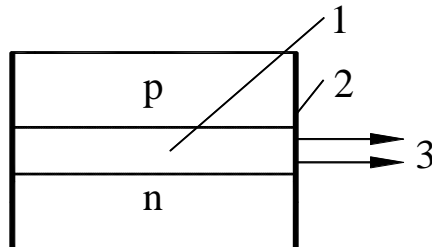


Рисунок 5.4 – Структура інжекційного лазера

Протилежні грані кристалу напівпровідника роблять суворо рівнобіжними й ретельно відполірованими (вони позначені цифрою 2 на рис. 5.4). У такому кристалі кожен квант світла проходить у площині p - n -переходу декілька разів, відбиваючись від рівнобіжних торців. Це істотно збільшує кількість актів змушеної рекомбінації. Після багаторазового проходження уздовж p - n -переходу світло йде з напівпровідника.

Ті кванти світла, що рухаються суворо перпендикулярно торцям кристалу, проходять активну область багато разів і створюють велику лавину квантів світла. Ті кванти світла, що рухаються не вздовж p - n -переходу, ідуть з активної області і не викликають змушеної рекомбінації.

Випромінювання (3 на рис. 5.4) лазера когерентне і точно спрямоване.

Для виготовлення інжекційних лазерів використовують такі напівпровідникові матеріали як арсенід галію, фосфід індію й ін.

Характеристика й параметри лазера. Найважливішими характеристиками лазера є спектральна і яскравісна.

Спектральну характеристику показано на рис. 5.5, а.

Вона є залежністю інтенсивності випромінювання (як правило, у відносних одиницях) від довжини хвилі λ .

$$I_{\text{вип.}} = f(\lambda).$$

Яскравісна характеристика – залежність інтенсивності випромінювання від струму I , який проходить через лазер

$$I_{\text{вип.}} = f(I).$$

Вона показана на рис. 5.4, б і є майже лінійною залежністю в діапазоні струмів вище граничного, коли забезпечуються умови для вимушеної рекомбінації.

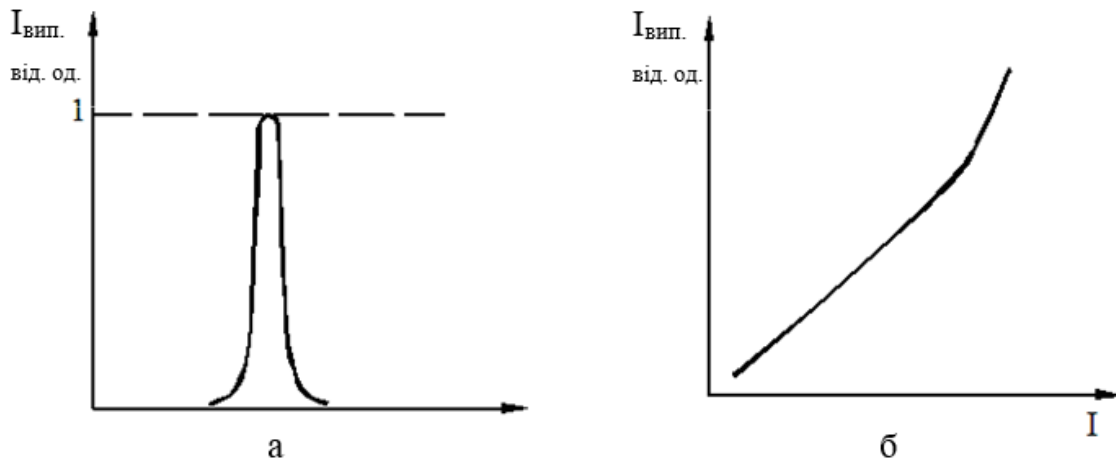


Рисунок 5.5 – Спектральна і яскравісна характеристики лазера

Параметри. До параметрів лазера належать такі величини, як гранична щільність струму й коефіцієнт корисної дії (ККД).

Гранична щільність струму залежить від температури інжекційного лазера. Для її зменшення необхідно глибоке охолодження лазера. Наприклад, у лазерів з арсеніду галію гранична щільність струму при $T = 4,2\text{K}$ складає 10^2 A/cm^2 , а при $T = 77\text{K}$ – 10^4 A/cm^2 .

За низьких температур інжекційні лазери з GaAs можуть працювати як в імпульсному, так і в безупинному режимі, а при кімнатній температурі тільки в імпульсному режимі.

ККД інжекційних лазерів – кілька десятків відсотків.

Контрольні запитання і завдання

1. Які пристрої називають оптоелектронними?
2. З яких пристроїв складається елементна база оптоелектроніки?
3. На які піддіпазони розділяють оптичний діапазон?
4. Яке випромінювання називають когерентним, а яке некогерентним?
5. Який прилад називають світлодіодом?
6. Покажіть на зонній діаграмі акти рекомбінації з зони в зону і через пастки.
7. У режимі якого зміщення працює світлодіод?
8. Яку рекомбінацію називають випромінювальною, а яку безвипромінювальною?
9. Яка рекомбінація відбувається у світлодіодах?
10. Від чого залежить діапазон частот випромінювання світлодіоду?
11. Матеріали, із якою шириною забороненої зони використовують для одержання видимого випромінювання?

12. Від чого залежить кольоровість випромінювання?
13. Зобразіть і поясніть структури світлодіода.
14. Що називають діодними матрицями і для чого їх застосовують?
15. Наведіть і поясніть яскравісну характеристику світлодіода.
16. Наведіть і поясніть спектральну характеристику світлодіода.
17. Наведіть і поясніть ВАХ світлодіода.
18. Перелічіть і поясніть параметри світлодіода.
19. Які прилади називають лазерами?
20. Чим відрізняється лазерне випромінювання від випромінювання світлодіода?
21. Яку рекомбінацію називають мимовільною?
22. Яку рекомбінацію називають змушеною?
23. Що називають станом з інверсною населеністю?
24. Яку область напівпровідника називають активним середовищем?
25. З якою метою створюють у напівпровідниках стан з інверсною населеністю?
26. Які лазери називають інжекційними?
27. Наведіть і поясніть структуру інжекційного лазера
28. Поясніть принцип дії інжекційного лазера
29. Наведіть і поясніть характеристики інжекційного лазера
30. Якими параметрами оцінюють інжекційний лазер?

5.2 Фотоелектронні прилади

Фотоелектронні прилади призначені для перетворення сигналів, що надходять у вигляді випромінювання, в електричні сигнали.

Серед напівпровідникових фотоприладів найбільш широко застосовують фоторезистори, фотодіоди й фототранзистори. Їхня робота заснована на явищі внутрішнього фотоефекту.

Внутрішній фотоефект полягає в генерації електронно-діркових пар у напівпровідниках під дією випромінювання. Це призводить до зміни електропровідності напівпровідника або виникнення ЕРС.

Фоторезистори (*ФР*) – це резистивні елементи, опір яких визначається інтенсивністю перетворених світлових сигналів.

Устрій ФР показаний на рис. 5.6.

На пластину 1 ізолятора наносять шар фоточутливого матеріалу 2 і омичні контакти 3 для зовнішніх виводів. Як матеріали для фотошару використовують

сірчистий свинець PbS, сірчистий кадмій CdS, селенід кадмію CdSe і деякі інші напівпровідники.

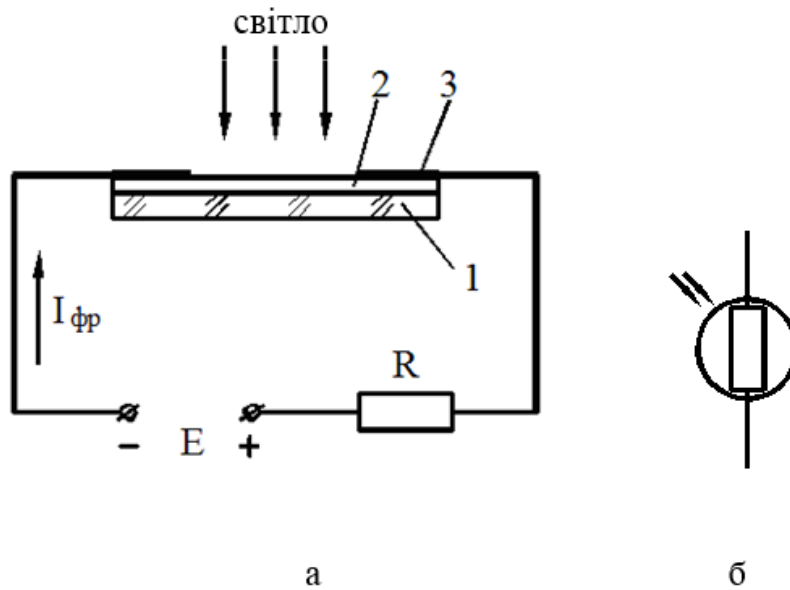


Рисунок 5.6 – Пристрій, схема включення (а) і умовне позначення (б) фоторезистора

Опір ФР, який вимірюваний у темряві, називають темновим. Він досить великий і складає, зазвичай, $10^4 \dots 10^6$ Ом і більше. Тому при подачі напруги $U_{фр}$ на неосвітлений ФР у його колі протікатиме невеликий темновий струм I_T .

Якщо ФР опромінити світлом, енергія квантів якого перевищує ширину забороненої зони матеріалу фотошару ΔW_z , то в ньому генеруватимуться пари фотоносіїв (електрони й дірки). Опір ФР різко зменшиться. Струм під час освітлення $I_{фр}$ дорівнює сумі темнового струму I_T і фотоструму I_ϕ :

$$I_{фр} = I_T + I_\phi. \quad (5.1)$$

Із заданою напругою $U_{фр}$ значення фотоструму пропорційне світловому потоку Φ (у люменах), що падає на фотошар:

$$I_{фр} = K_\Sigma \Phi, \quad (5.2)$$

де K_Σ – коефіцієнт пропорційності. Він називається інтегральною чуттєвістю і є важливим параметром ФР.

Характеристики ФР. Експлуатаційні властивості ФР визначаються його спектральними, світловими і статичними вольтамперними характеристиками.

Спектральна характеристика ФР – це залежність фотоструму від довжини хвилі λ монохроматичного світла з постійним світловим потоком:

$$I_\phi = f(\lambda) \text{ при } \Phi = \text{const.}$$

Вигляд спектральних характеристик ФР, які відрізняються матеріалами фотошару, показано на рис. 5.7, а.

Видно, що на всіх цих характеристиках є чітко виражений максимум.

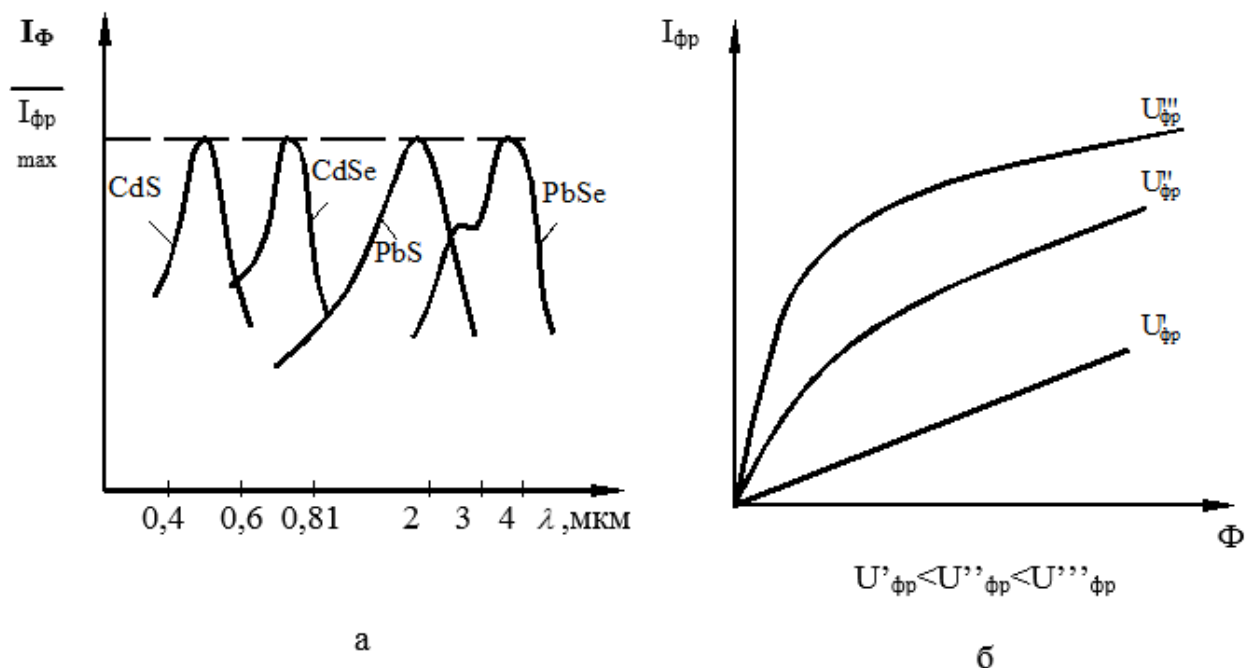


Рисунок 5.7 – Спектральні й світлова (загальна) характеристики фоторезисторів

Максимум фотоструму досягається в ході опромінення ФР світлом із такими довжинами хвиль, енергія квантів яких ненабагато перевищує ширину забороненої зони ΔW_3 фотошару. Енергія квантів:

$$W_{\text{кв}} = hf = h \frac{c}{\lambda}, \quad (5.3)$$

де h – постійна Планка;

f – частота електромагнітних коливань падаючого випромінювання;

c – швидкість світла;

λ – довжина хвилі падаючого випромінювання.

Енергія квантів відповідно до формули (5.3) обернено пропорційна довжині хвилі. Тому для матеріалів із малою шириною забороненої зони ΔW_3 максимум фотоструму розташовуватиметься в довгохвильовій області спектра. Для матеріалів із великою шириною забороненої зони ΔW_3 – у короткохвильовій області.

Хід спектральної характеристики можна пояснити так. Під час зміщення від максимуму в бік великих довжин хвиль енергія кванта зменшується і стає недостатньою для утворення фотоносіїв. Тому із зростанням довжини хвилі падаючого випромінювання величина фотоструму різко зменшиться. Спад фотоструму в області малих довжин хвиль пояснюється тим, що короткохвильове випромінювання проникає у фотошар тільки на невелику глибину. Фотоносії, що утворилися поблизу поверхні фотошару, швидко рекомбінують і не вносять помітного внеску у величину фотопровідності.

Світлова характеристика ФР є залежність фотоструму I_Φ від світлового потоку Φ з постійною напругою

$$I_\Phi = f(\Phi) \quad \text{при} \quad U_{\Phi p} = \text{const.}$$

Характеристики показані на рис. 5.7,б; їхня нелінійність – недолік ФР.

Режим роботи ФР вибирається, як правило, у межах початкової, близької до лінійної, ділянки світлової характеристики. При цьому світлові сигнали перетворюються в електричні з мінімальними перекручуваннями форми сигналу.

Статичні ВАХ – це залежність фотоструму I_Φ від напруги $U_{\Phi p}$ з постійним світловим потоком Φ

$$I_\Phi = f(U_{\Phi p}) \quad \text{при} \quad \Phi = \text{const.}$$

Ця характеристика – лінійна, що є перевагою ФР (рис. 5.8).

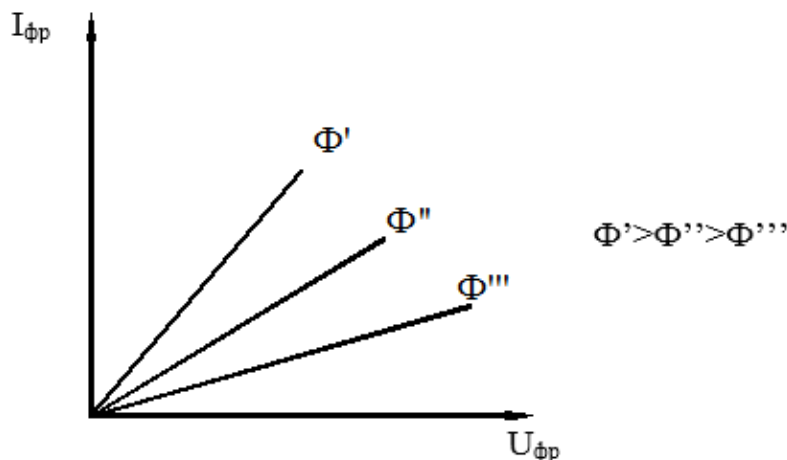


Рисунок 5.8 – Статичні вольтамперні характеристики фоторезистора

Параметри ФР:

- інтегральна чутливість: $K_\Sigma = \frac{I_\Phi}{\Phi}, \frac{\text{мкА}}{\text{лм}}$;
- питома інтегральна чутливість: $K = \frac{I_\Phi}{\Phi U_{\Phi p}}, \frac{\text{мкА}}{\text{лмВ}}$;
- величина темнового опору : R_T ;
- максимальна робоча напруга: $U_{\text{раб max}} (U_{\text{раб max}} \leq 500 \text{ В})$.

Якщо світловий сигнал (випромінювання), що падає на ФР мінється в часі, тобто є змінним, то ФР виявляє інерційність. Фотострум I_Φ не повторює форму вхідного світлового сигналу. На рис. 5.9, як приклад, показано зміну світлового потоку Φ у вигляді одиночного імпульсу (рис. 5.9, а). Фотострум I_Φ має форму, що відрізняється від форми світлового потоку Φ (рис. 5.9, б). Фотострум зростає протягом визначеного часу зростання $t_{\text{н}}$, і спадає – за час спаду $t_{\text{сп}}$. Інерційність ФР обумовлена кінцевим часом життя носіїв заряду, а також механізмами їх рекомбінації. Тому ФР працюють до частот у десятки кілогерц.

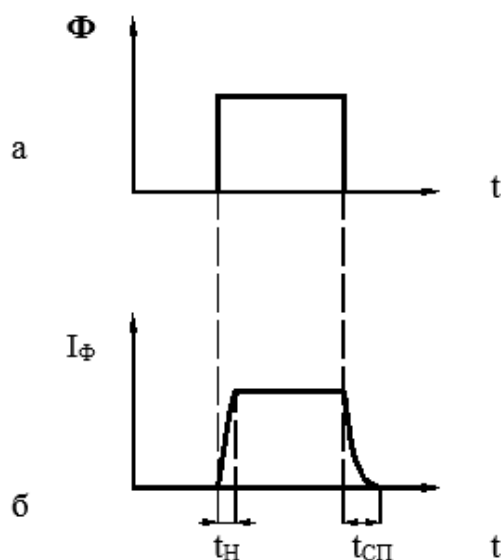


Рисунок 5.9 – Форма фотоструму фоторезистора зі змінним в часі світловим потоком

Властивості ФР залежать від температури, як у будь-якого напівпровідника.

Перевагою ФР є їхня дешевизна, простота виготовлення, малі габарити та вага.

Недоліки – невисока чутливість, нелінійність світлової характеристики, інерційність, низька термостабільність.

На основі ФР створюють різноманітні схеми вимірювальної техніки, телекерування та сигналізації. Один із прикладів застосування ФР – датчики систем автоматичного керування вуличним освітленням. Оскільки опір освітленого ФР на два – три порядки менше темного, то їх використовують також у ключових схемах.

Фотодіод (ФД) – це напівпровідниковий діод, зворотний струм якого залежить від падаючого на нього випромінювання.

Устрій ФД. Від звичайних діодів відрізняється в основному тим, що в їхніх корпусах вбудовуються прозорі для світла вікна. Проникаюче через ці вікна світло впливає на кристал ФД і викликає зміну струму в їхніх зовнішніх виводах. При цьому використовується два варіанти освітлення кристалів ФД – паралельно площини *p-n*-переходу (рис. 5.10, а) і перпендикулярно площини переходу (рис. 5.10, б). Як матеріали для ФД використовують монокристали кремнію, германію, арсеніду галію.

Принцип дії ФД. У робочому режимі ФД на його *p-n*-перехід подається зворотне зміщення. Тому, якщо ФД не освітлений, через нього протікає звичайний зворотний струм I_0 *p-n*-переходу, утворений неосновними носіями.

Під час освітлення p - n -переходу і прилягаючих до нього областей у кристалі ФД генеруються фотоносії – електрони й дірки. Оскільки вони утворюються парами, то незалежно від місця утворення, один із них буде неосновним. Отже, під час освітлення в кристалі ФД зростає концентрація неосновних носіїв. Це призводить до пропорційного збільшення зворотного струму p - n -переходу. Отримане при цьому збільшення струму визначають як фотострум ФД.

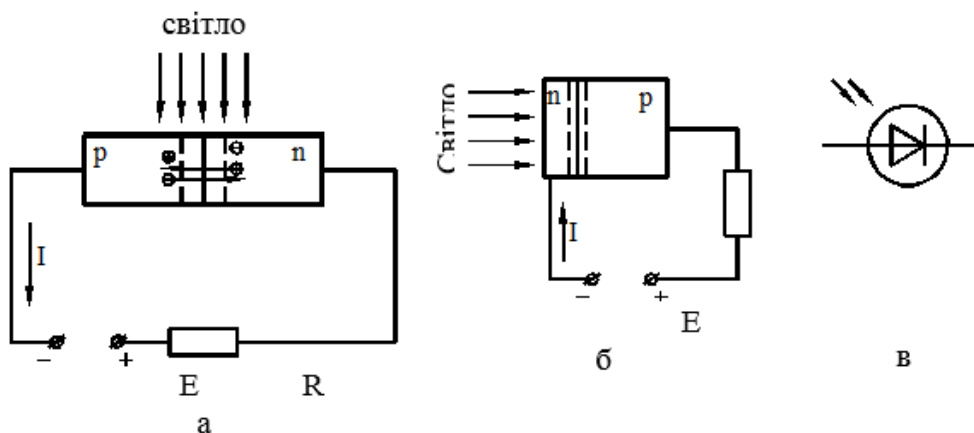


Рисунок 5.10 – Пристрій, схеми включення (а, б) і умовне позначення (в) фотодіоду

Якщо за аналогією з ФР ввести інтегральну чутливість K_{Σ} , тобто для ФД I_{ϕ} визначається формулою (5.2). Тоді повний струм ФД у робочому режимі

$$I_{\phi d} = I_0 + I_{\phi} = I_0 + K_{\Sigma} \Phi. \quad (5.4)$$

Характеристики ФД – вольтамперні, спектральні та світлові, як і у ФР.

ВАХ фотодіоду $I_{\phi} = f(U)$ при $\Phi = \text{const}$, вони показані на рис. 5.11, а. У робочій області, що збігається з третім квадрантом системи координат, характеристики ФД нагадують статичні ВАХ біполярного транзистора в схемі з СБ. У першому квадранті, який відповідає прямому зміщенню ФД, характеристики для різних світлових потоків практично зливаються. У такому режимі ФД не використовують.

Світлова характеристика $I_{\phi} = f(U)$ при $U = \text{const}$ – практично лінійна, на відміну від світлової характеристики ФР. Лінійність світлової характеристики – перевага ФД.

Спектральна характеристика $I_{\phi} = f(\lambda)$ при $\Phi = \text{const}$ має максимум. Його положення на характеристиці залежить від матеріалу ФД.

Параметри ФД:

- інтегральна чутливість K_{Σ} вище, ніж у ФР;
- граничну інтегральну чутливість у ФД не вводять, тому що фотострум I_{ϕ} практично не залежить від напруги в робочому режимі;

- темновий струм I_0 , мкА;
- припустима зворотна напруга $U_{зв доп}$.

Частотні властивості ФД кращі, за ФР. У ході використання спеціальних конструкцій ФД із тонкою базою і широким $p-n$ -переходом ($p-i-n$ -діоди) вдається домогтися того, що генерація та поділ електронно-діркових пар відбуваються безпосередньо в самому переході. Такі ФД можуть працювати до частот у тисячі мегагерц.

До недоліків ФД належить велика залежність фотоструму від температури. ФД можуть працювати майже у всіх областях застосування ФР, забезпечуючи за більшістю показників кращі результати.

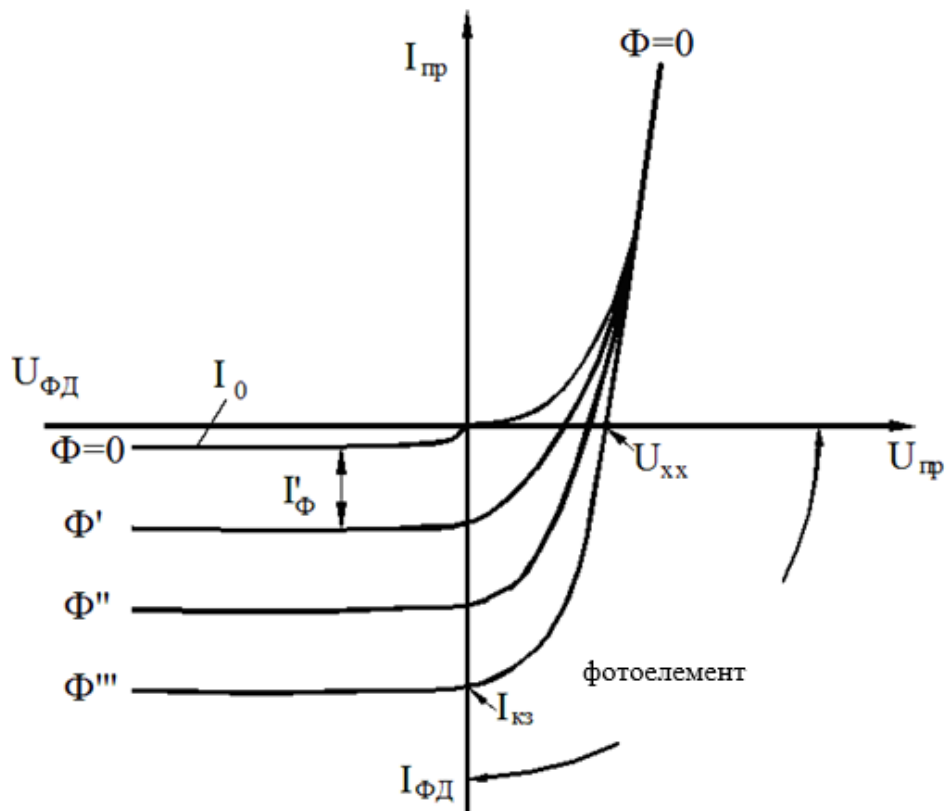


Рисунок 5.11 – Вольтамперні характеристики фотодіода й фотоелемента

Фотоелемент (ФЕ) – це фотодіод із великою площею $p-n$ -переходу, який застосовується для перетворення світлової енергії (звичайно, сонячної) в електричну енергію.

В процесі послідовного з'єднання великої кількості фотоелементів отримують фотоелектричні генератори або батареї для живлення електронних пристроїв, промислових чи побутових установок.

Основними матеріалами для фотоелементів є кремній, арсенід галія, селен.

Принцип дії ФЕ ілюструє рис. 5.12.

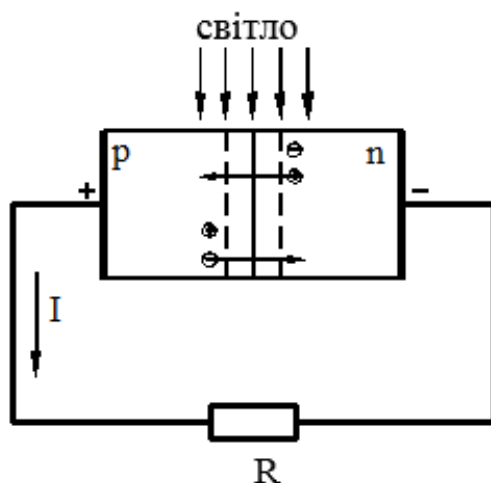


Рисунок 5.12 – Структура і схема включення фотоелемента

Структура ФЕ подібна структурі ФД, тобто в конструкції передбачене прозоре вікно для висвітлення p - n -переходу і прилягаючих до нього областей. Під дією падаючого випромінювання, як і у випадку ФД, у структурі ФЕ утворюються фотоносії – електронно-діркові пари. Під дією внутрішнього поля p - n -переходу відбувається своєрідне «сортування» фотоносіїв.

Дірки зі складу пар фотоносіїв, що утворилися в n -шарі, перекидаються в p -область, тому що внутрішнє поле p - n -переходу є прискорюючим для неосновних носіїв. Аналогічно електрони з p -області перекидаються в n -область. Тому p -шар освітленого фотоелемента заряджається позитивно, а в n -області накопичується негативний заряд. На зовнішніх виводах ФЕ виникає ЕРС. Під час підключення до фотоелемента навантаження R через нього проходить електричний струм.

Характеристики ФЕ. Найважливішою є *вольтамперна характеристика*. На рис. 5.11 робоча область ФЕ обмежується четвертим квадрантом системи координат. На ВАХ при заданому значенні світлового потоку, наприклад, Φ''' , можна визначити такі величини, як струм короткого замикання $I_{кз}$ і напругу холостого ходу $U_{хх}$. Струм $I_{кз}$ протікає в колі ФЕ, коли відсутній резистор навантаження. Напруга $U_{хх}$ встановлюється на зажимах ФЕ за відсутності струму.

Світлові характеристики показані на рис. 5.13 як залежності струму короткого замикання $I_{кз}$ або напруги холостого ходу $U_{хх}$ від світлового потоку ФЕ:

$$I_{кз} = f(\Phi) \quad \text{або} \quad U_{хх} = f(\Phi).$$

Спектральна характеристика ФЕ має максимум, положення якого визначається матеріалом. У кремнієвих ФЕ максимум спектральної характеристики збігається з максимумом спектрального розподілу сонячного світла. Тому кремнієві ФЕ широко використовуються в сонячних батареях.

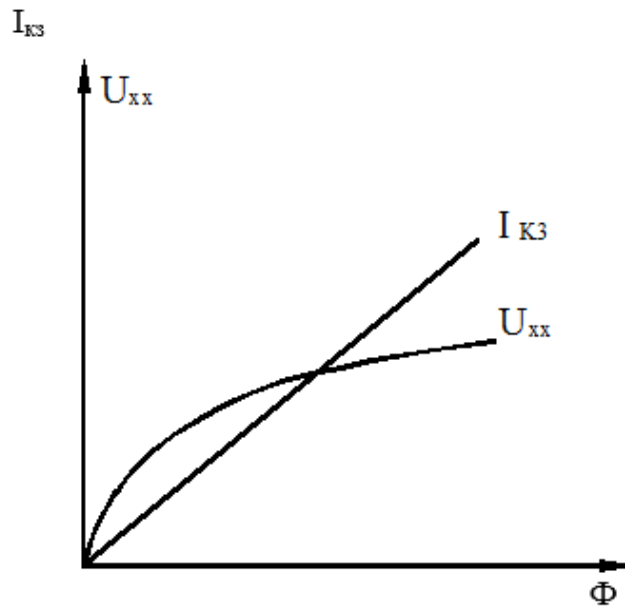


Рисунок 5.13 – Світлові характеристики фотоелемента

До основних *параметрів* фотоелементів належать:

- фотоерс або ЕРС холостого ходу U_{xx} (рис. 5.11). U_{xx} збільшується із зростанням освітленості фотоелементу, але не може бути більше висоти потенційного бар'єру $p-n$ -переходу. Для кремнієвих фотоелементів $U_{xx} = 1$ В;
- струм короткого замикання I_{kz} (рис. 5.11), він залежить від освітленості та площі $p-n$ -переходу і складає зазвичай десятки mA/cm^2 ;
- питома електрична потужність, що віддається в навантаження з одиниці площі $p-n$ -переходу, вона складає $7 \dots 10 \dots 10 \text{ мВт}/\text{cm}^2$ для кремнієвих ФЕ;
- ККД фотоелемента дорівнює відношенню вихідної потужності до потужності падаючого світла, зазвичай, ККД не перевищує $10 \dots 12 \%$.

Фототранзистори (ФТ) – це транзистори, що реагують на випромінювання і здатні підсилювати фотострум.

Структура й принцип дії ФТ. Структура, схема подачі напруги та освітлення біполярного ФТ показані на рис. 5.14.

У нормальному робочому режимі зовнішню напругу E_k на ФТ подають так, щоб забезпечити пряме зміщення емітерного та зворотне зміщення колекторного переходу.

За відсутності освітлення ФТ поводить як звичайний біполярний транзистор у схемі з СЕ при струмі бази $I_b = 0$. Струм колектору $I_{кт}$ у цьому випадку визначається виразом:

$$I_{кт} = (\beta + 1)I_{кбо}, \quad (5.5)$$

де β – коефіцієнт підсилення струму бази транзистора в схемі з СЕ;

$I_{кбо}$ – власний некерований струм колектора.

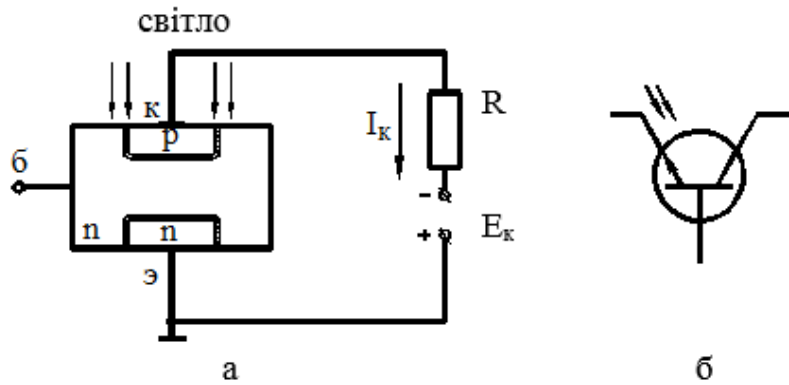


Рисунок 5.14 – Схема включення (а) фототранзистора і його умовне позначення (б)

Під дією світла в базах ФТ утворюються пари фотоносіїв – електрони та дірки. Пари, що утворилися, розділяються полем колекторного переходу. Дірки втягуються полем в область колектора, що призводить до появи звичайного фотоструму I_{ϕ} . Електрони залишаються в базовій області, створюючи в ній надлишковий негативний заряд. Цей заряд зменшує висоту потенційного бар'єра емітерного переходу, викликаючи тим самим додаткову інжекцію дірок у базу.

Далі все відбувається, як і в звичайному транзисторі: інжектвані дірки дифундують до колекторного переходу, втягуються його полем у колектор і створюють компоненту $I_{k\phi}$ колекторного струму, який додається до компоненти I_{ϕ} .

Таким чином, струм у колекторі створюється:

- дірками, утвореними в результаті генерації електронно-діркових пар під дією випромінювання (як у фотодіоді);
- дірками, інжектваними з емітера в базу через зниження потенційного бар'єра емітерного переходу електронами, які утворюються в базі під час генерації електронно-діркових пар під дією випромінювання.

Фотострум I_{ϕ} і власний некерований струм колектора $I_{k\delta 0}$ мають однаковий напрямок і створюють власний струм колектора фототранзистора за наявності освітлення:

$$I_{k\Sigma} = I_{k\delta 0} + I_{\phi}, \quad (5.6)$$

де $I_{\phi} = K_{\Sigma}\Phi$, як і у випадку фотодіоду.

Оскільки ФТ включений за схемою з СЕ, то струм у його колекторному колі при $I_{\delta} = 0$, визначається виразом:

$$I_k = (\beta+1)I_{k\Sigma} = (\beta+1)I_{k\delta 0} + (\beta+1)K_{\Sigma}\Phi. \quad (5.7)$$

Перший доданок у виразі (5.7) – це некерований темновий струм $I_{k\delta}$ (5.5), другий доданок – струм, керований світловим потоком $I_{k\phi}$.

$$I_{k\phi} = (\beta+1)K_{\Sigma}\Phi = K_{\Sigma T}\Phi, \quad (5.8)$$

де $K_{\Sigma T} = (\beta+1)K_{\Sigma}$.

Коефіцієнт $K_{\Sigma T}$ можна розглядати як інтегральну чутливість ФТ. Вона в $(\beta+1)$ раз більша, ніж інтегральна чутливість фотодіода K_{Σ} . В цьому головна перевага фототранзисторів.

Характеристики та параметри. Вихідні статичні ВАХ фототранзистора показані на рис. 5.15.

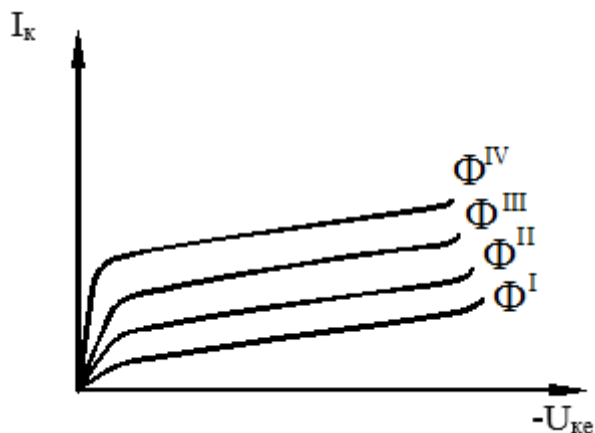


Рисунок 5.15 – Вихідні вольтамперні характеристики фототранзистора

Вони подібні вихідним характеристикам звичайного транзистора в схемі з СЕ з тією різницею, що роль базового струму відіграє світловий потік Φ .

Схема включення транзистора з вільною базою має істотний недолік: вона дуже нестабільна в ході зміни температури. Це пояснюється тим, що зі збільшенням температури різко змінюється режим роботи транзистора внаслідок значного (експонентного) збільшення струму $I_{кбо}$.

Вивід бази ФТ використовують для температурної стабілізації режиму (при цьому є деяке зменшення чутливості транзистора).

Можливо й інше використання базового електрода – подача електричних сигналів на ФТ. Це дозволяє ускладнити виконувани ФТ функції: його вихідний струм керуватиметься як світловим, так і електричними сигналами.

Спектральні й світлові характеристики ФТ подібні аналогічним характеристикам фотодіоду.

Параметри ФТ:

- інтегральна чутливість $K_{\Sigma T}$ (до 500 мА/лм);
- робоча напруга $U_{ке}$ (10...15...15В);
- темновий струм $I_{кт}$ (до сотень мкА);
- робочий струм I_k (десятки мА);
- припустима потужність розсіяння $P_{к доп}$ (десятки мВт).
- гранична частота.

Основний недолік ФТ – відносно високий рівень власних шумів.

За цим параметром біполярні фототранзистори гірші польових фототранзисторів, у яких роль $p-n$ -затвору виконує фотодіод. У польових фототранзисторів істотно нижчий рівень власних шумів.

Контрольні запитання і завдання

1. Які прилади називають фотоелектронними?
2. У чому полягає явище внутрішнього фотоефекта?
3. Що називають фоторезистором?
4. Зобразіть і поясніть устрій ФР.
5. Поясніть принцип дії ФР.
6. Чим визначається величина темного струму ФР?
7. Від чого залежить величина фотоструму?
8. Наведіть і поясніть світлові характеристики ФР.
9. Наведіть і поясніть спектральні характеристики ФР
10. Наведіть і поясніть статичні ВАХ ФР.
11. Наведіть і поясніть параметри ФР.
12. Поясніть причини інерційності ФР.
13. Перелічіть переваги та недоліки ФР.
14. Які прилади називають фотодіодами?
15. Наведіть і поясніть устрій ФД.
16. Поясніть принцип дії ФД.
17. Наведіть і поясніть статичні ВАХ ФД.
18. Наведіть і поясніть світлову та спектральну характеристики ФД.
19. Перелічіть і поясніть параметри ФД.
20. Поясніть залежність фотоструму ФД від температури.
21. Які прилади називають фотоелементами?
22. Поясніть принцип дії ФЕ.
23. Наведіть і поясніть ВАХ ФЕ.
24. Наведіть і поясніть світлову та спектральну характеристики ФЕ.
25. Перелічіть і поясніть параметри ФЕ.
26. Які прилади називають фототранзисторами?
27. Наведіть структуру та схему включення ФТ.
28. Поясніть принцип дії ФТ.
29. Чому інтегральна чутливість ФТ вище, ніж у ФД?
30. Наведіть і поясніть вихідні статичні ВАХ ФТ.
31. Як можна використовувати у ФТ базовий електрод?
32. Перелічіть і поясніть параметри ФТ.

5.3 Оптрони

Оптрон – це прилад, що складається з джерела випромінювання та приймача випромінювання, між якими є прямий оптичний зв'язок.

Оптрон, який містить один випромінювач і один приймач, називають оптопарою.

Облаштування оптрону. Як випромінювач в оптроні може бути використаний світлодіод, напівпровідниковий лазер, електролюмінісцентний випромінювач і ін. Як другий елемент оптопари-фотоприймача – можуть бути використані фоторезистор, фотодіод, фототранзистор, фототиристор тощо. Залежно від виду фотоприймального елементу розрізняють резисторні, діодні, транзисторні та тиристорні оптопари. Випромінюючий і фотоприймальний елементи оптопари розміщують у загальний корпус.

Випромінювач і фотоприймач пов'язані між собою оптично, але електрично вони ізольовані один від одного. Приклади схемного позначення різних оптопар показані на рис. 5.16.

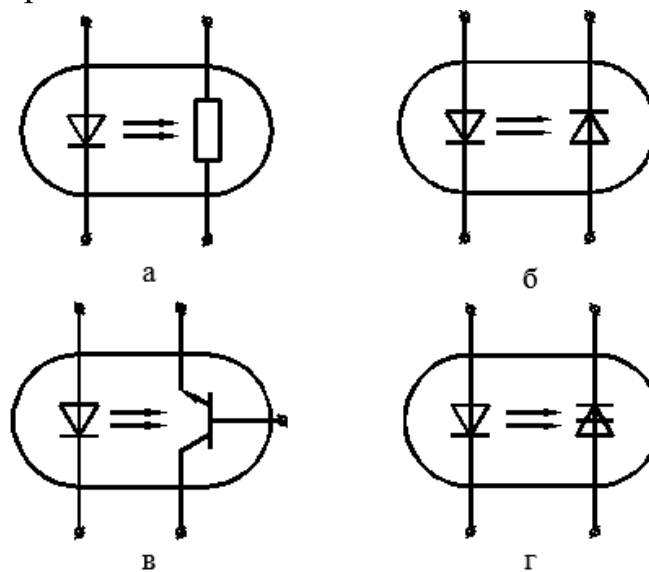


Рисунок 5.16 – Схемні позначення резисторної (а), діодної (б), транзисторної (в) і тиристорної (г) оптопар

Принцип дії оптрона засновано на подвійному перетворенні енергії. У випромінювачах енергія електричного сигналу перетворюється в оптичне випромінювання. У фотоприймачах, навпаки, оптичний сигнал обумовлює протікання електричного струму або появу напруги.

Зміна входного сигналу викликає зміну потужності випромінювання, отже змінюється світловий потік, що падає на фотоприймач. Під час зміни опромінення фотоприймача відбувається або зміна опору фоторезистора, або зміна зворотного струму фотодіода, або поява фотоерс фотоелемента.

Якість оптрона значною мірою залежить не тільки від властивостей випромінювача та приймача, але й від властивостей оптичного каналу. Передача енергії від випромінювача до фотоприймача має бути досить ефективною, тобто мати мінімальні втрати.

В оптронах використовують такі види оптичних каналів:

– передача по повітрю (цей зв'язок дешевий і забезпечує добру електричну ізоляцію);

– передача по повітрю, але з використанням оптичного фокусування за допомогою оптичних лінз (у цьому випадку втрати на відображення менші, ніж при прямому зв'язку через повітря);

– передача з використанням спеціальних світловодів, що забезпечує найкращі параметри оптичного каналу.

Під час роботи оптрона обов'язкова погодженість фотоприймача, випромінювача та каналу за спектральними характеристиками. Максимум спектральної чутливості фотоприймача має збігатися з максимумом випромінювання випромінювача. При цьому передача випромінювання по каналу має бути максимально ефективною.

Характеристики оптрона. Вхідна характеристика – це характеристика відповідного випромінювача. Вихідна характеристика визначається фотоприймачем. Передатна характеристика – це залежність вихідного струму від вхідного

$$I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}}).$$

Як правило, передатні характеристики оптронів нелінійні. Це обумовлено нелінійністю випромінювальної (чи яскравісної) характеристик випромінювача та нелінійністю світлової характеристики фотоприймача.

Параметри оптронів можна розділити на такі групи:

– вхідні параметри (випромінювача);

– вихідні параметри (фотоприймача);

– передатні параметри (параметри передачі сигналу з входу на вихід);

– гранична частота, що визначає швидкодію оптрона;

– параметри ізоляції.

Вхідні та вихідні параметри були розглянуті в розділах, присвячених випромінюючим і фотоелектронним приладам.

Основним параметром, що характеризує передачу сигналу з входу на вихід, є коефіцієнт передачі по струму

$$K_I = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}}, \quad (5.9)$$

де $\Delta I_{\text{вих}}$, $\Delta I_{\text{вх}}$ – збільшення вихідного і вхідного струмів.

Швидкодія оптрона значною мірою визначається інерційністю його елементів.

Параметрами електричної ізоляції є максимально допустима напруга ізоляції $U_{із}$ між входом і виходом; опір ізоляції $R_{із}$ між входом і виходом.

Переваги оптронів:

- забезпечення безконтактного (оптичного) керування електронними пристроями;
- можливість забезпечення високої електричної ізоляції входу та виходу при сильному оптичному зв'язку;
- висока захищеність від різних зовнішніх полів;
- односпрямованість потоку інформації.

В оптронах є і визначні недоліки:

- невисокий ККД через подвійне перетворення енергії;
- залежність параметрів від зміни температури;
- досить високий рівень власних шумів.

Основна область застосування оптронів – пристрої гальванічної розв'язки між різними колами радіоелектронних схем. Крім того, оптрони мають ключові властивості.

Контрольні запитання і завдання

1. Які прилади називають оптронами?
2. Наведіть і поясніть облаштування оптронів резистивного, діодного, транзисторного та тиристорного типів.
3. Поясніть принцип дії оптрона, вибравши його визначений тип.
4. Які оптичні канали використовують в оптронах?
5. Як мають бути погоджені в оптроні властивості випромінювача, фотоприймача та каналу?
6. Перелічіть і поясніть характеристики оптрона.
7. Перелічіть і поясніть параметри оптрона.
8. Перелічіть і поясніть переваги оптрона.
9. Перелічіть і поясніть недоліки оптрона.

6 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО МІКРОСХЕМИ

6.1 Конструктивно-технологічні особливості мікросхем

Найважливішою тенденцією розвитку радіоелектронної апаратури є безупинне зростання функціональної й конструктивної складності апаратури. При цьому збільшується кількість радіоелементів і компонентів, що входять у закінчений пристрій. З підвищенням складності апаратури знижується її найбільш важливий показник якості – надійність. *Надійність* визначається як *імовірність безвідмовної роботи* елемента, пристрою за визначений час функціонування або інтенсивністю відмовлень (середньою частотою відмовлень). *Інтенсивність відмовлень* λ показує кількість відмовлень, що відбуваються протягом однієї години, і вона вимірюється у 1/год. Імовірність безвідмовної роботи окремого елемента P та інтенсивність відмовлень λ пов'язані між собою співвідношенням:

$$P = e^{-\lambda t},$$

де t – час функціонування елемента, за який визначається ймовірність безвідмовної роботи.

З теорії надійності випливає, що ймовірність безвідмовної роботи цілого пристрою (апарата, комплексу апаратури) P_{Σ} дорівнює спільній імовірності безвідмовної роботи усіх N елементів, що складають його.

$$P_{\Sigma} = P_1 P_2 \dots P_N = \exp[-(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_N)t].$$

Пристрій, що складається з 100 елементів з інтенсивністю відмовлень 10^{-3} (яка характерна, наприклад, для електронних ламп), має ймовірність безвідмовної роботи протягом 1 години $P = \exp(-0,1) = 0,905$, а за 10 годин – $P = 0,368$, що явно недостатньо. Радикальне вирішення цієї проблеми стало можливим тільки з появою у 60-х роках інтегральних мікросхем (ІС) і нового науково-технічного напрямку – мікроелектроніки.

Швидкий і широкий розвиток мікроелектроніки обумовлений високою надійністю ІС. Підвищена надійність ІС порівняно з електронними вузлами на дискретних компонентах пояснюється сумісністю матеріалів, елементів і компонентів; відсутністю внутрішніх міжелементних паяних з'єднань (усі міжелементні з'єднання усередині мікросхеми утворюються в процесі її виготовлення); груповою технологією виготовлення; неможливістю неправильного застосування елементів і компонентів, що входять до складу ІС; захищеністю елементів; герметизацією та іншими факторами, що діють у комплексі.

Інтегральні мікросхеми (ІС) характеризуються високою щільністю розміщення елементів на кристалі (більш 10^4 мм⁻²) і відсутністю малонадійних паяних міжелементних з'єднань, що обумовлює стабільність, повторюваність електричних параметрів, а головне – гарантує високу надійність ІС. Інтенсивність відмовлень мікросхем лежить у межах $\lambda=10^{-7} \dots 10^{-9}$, причому, це значення належить до всієї ІС, а до неї може входити більш 10^7 елементів. Внаслідок цього прилади мікроелектронної апаратури, що поєднують до $10^8 \dots 10^{10}$ елементів, виявляються працездатними і мають цілком прийнятну надійність. Це найважливіша перевага мікроелектронної елементної бази, особливо великих інтегральних схем (ВІС) і надвеликих інтегральних схем (НВІС).

З іншого боку, наприклад, треба побудувати електронний пристрій, що містить 10^8 дискретних транзисторів (це кількість транзисторів, яку містять три кристали мікросхеми Pentium – 4). Кожен транзистор характеризується середньою потужністю 15 мВт, середнім розміром 1 см³, інтенсивністю відмовлень 10^{-6} 1/год і вартістю 50 коп. Як наслідок, отримаємо пристрій, що розсіює потужність 1,5 МВт, займає об'єм 100 м³, має масу 100 т, а вартість тільки транзисторів дорівнюватиме 50 млн. грн. Для складання цього пристрою потрібно не менш 10 людино-років, а середня частота виходу з ладу складає одну відмову за 40 секунд. Працювати такий пристрій, певна річ, не буде.

Об'єднання (інтегрування) в одній мікросхемі $10^4 \dots 10^8$ елементів не тільки підвищує надійність радіоелектронної апаратури, а зменшує її габарити, вагу, споживану потужність і вартість.

Низька вартість мікросхем порівняно з подібними за функціями пристроями на дискретних елементах обумовлена груповим характером технології створення елементів ІС і міжелементних з'єднань у них. Основні витрати приходяться на розробку мікросхем та на підготовку виробництва (виготовлення шаблонів, комплектація устаткування, витратні матеріали й ін.), так, що при високому серійному випуску (понад мільйон штук на рік) вартість ІС, що містить понад 10^5 транзисторів порівняна з вартістю одного транзистора в корпусі.

Суть групової технології полягає в одночасному поетапному формуванні структур усіх елементів, що належать до ІС. Групова технологія ІС заснована на таких нових процесах, як літографія; локальне перелегування напівпровідника й протравлення різних шарів через вікна в масках; нанесення тонких шарів різних матеріалів на підкладки й ін. Незважаючи на високу вартість устаткування для проведення таких процесів, саме вони визначають економічну доцільність розвитку мікроелектроніки.

Найважливішим параметром радіоелектронної апаратури є стійкість до механічних впливів, вона оцінюється числом значень земного прискорення g , що може бути прикладене до конструкції. Тому істотне значення мають малі розміри конструкцій ІС порівняно з деталями колишньої, наприклад, лампової апаратури. Зменшення розмірів компонентів у $10 \dots 100$ разів забезпечує збільшення припустимих механічних впливів у $10^2 \dots 10^4$ разів. Це пояснює той факт, що ІС при випробуваннях витримують прискорення, що доходять до $20000 g$ практично без відмовлень.

В останні роки розробляються все більш складні багатофункціональні великі і надвеликі мікросхеми, їхня номенклатура й обсяги виробництва безупинно зростають, а випуск простих цифрових і аналогових мікросхем скорочується. За ступенем інтеграції, швидкодії, складності, виконуваних функцій, можна судити про рівень розвитку технології виробництва ІС.

Мікросхеми є основною елементною базою сучасної радіоелектронної апаратури.

Термінологія в мікроелектроніці. На сьогодні у мікроелектроніці прийнята така термінологія.

Мікроелектроніка – науково-технічний напрямок, що охоплює проблеми розробки, дослідження, конструювання й виробництва функціональних вузлів, блоків і пристроїв радіоелектронних засобів (РЕЗ) у мініатюрному інтегральному виконанні.

Інтегральна мікросхема (мікросхема) – мікроелектронний виріб, що виконує визначену функцію перетворення та обробки сигналу й має високу щільність пакування електрично з'єднаних елементів (або елементів і компонентів) й кристалів, який з погляду вимог до випробувань, приймання, постачання й експлуатації розглядається як єдине ціле.

Щільність пакування інтегральної мікросхеми – відношення кількості елементів і компонентів мікросхеми до її об'єму (об'єм виводів не враховується).

Мікропроцесор – програмно-керований пристрій, що здійснює процес обробки цифрової інформації й керування ним, побудований на основі однієї або декількох великих мікросхем.

Елемент інтегральної схеми – частина мікросхеми, що реалізує функцію якого-небудь електрорадіоелемента, яка виконана неподільно від кристалу або підкладки і не може бути виділена як самостійний виріб із погляду вимог до випробувань, приймання, постачання й експлуатації. Під електрорадіоелементом розуміють транзистор, діод, резистор, конденсатор. Елемент не може бути відокремленим від ІС, як самостійний виріб.

Компонент інтегральної мікросхеми – частина мікросхеми, що реалізує функцію якого-небудь радіоелемента й може бути виділена як самостійний виріб із погляду вимог до випробувань, приймання, постачання й експлуатації. Компонент може бути відокремленим від виготовленої мікросхеми.

Напівпровідникова інтегральна мікросхема – мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника.

Плівкова інтегральна мікросхема – мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані у вигляді плівок. Окремими випадками плівкових мікросхем є тонкоплівкові й товстоплівкові мікросхеми.

Гібридна інтегральна мікросхема – мікросхема, що містить крім елементів компоненти й кристали. Частковим випадком гібридної мікросхеми є багатокристална мікросхема.

Підкладка інтегральної мікросхеми – заготівка, призначена для нанесення на неї елементів гібридних і плівкових мікросхем, міжелементних і(чи) міжкомпонентних з'єднань, а також контактних площадок.

Плата інтегральної мікросхеми – частина підкладки або уся підкладка гібридної плівкової мікросхеми, на поверхні якої нанесені плівкові елементи мікросхеми, міжелементні й міжкомпонентні з'єднання й контактні площадки.

Напівпровідникова пластина – заготівка з напівпровідникового матеріалу, яка використовується для виготовлення напівпровідникових мікросхем

Кристал інтегральної мікросхеми – частина напівпровідникової пластини, в об'ємі і на поверхні якої сформовані елементи напівпровідникової мікросхеми, міжелементні з'єднання і контактні площадки.

Контактна площадка інтегральної мікросхеми – металізована ділянка на платі або на кристалі, що служить для приєднання виводів компонентів і мікросхем, перемичок, а також для контролю її електричних параметрів і режимів.

Корпус інтегральної мікросхеми – частина конструкції мікросхеми, призначена для захисту мікросхеми від зовнішніх впливів і для з'єднання із зовнішніми електричними колами за допомогою виводів.

Безкорпусна інтегральна мікросхема – мікросхема, не захищена корпусом і призначена для використання в гібридних мікросхемах, блоках і апаратурі, що герметизуються.

Вивід безкорпусної інтегральної мікросхеми – провідник, з'єднаний з контактною площадкою кристалу мікросхеми і призначений для електричного сполучення і механічного кріплення безкорпусної мікросхеми під час її з'єднання із зовнішніми електричними колами. Виводи можуть бути твердими

(кулькові, стовпикові, балкові) і гнучкими (стрічкові, дровові). Гнучкі виводи для механічного кріплення не застосовуються.

Мікроскладання – мікроелектронний виріб, що виконує визначену функцію і складається з елементів, компонентів і(або) інтегральних мікросхем корпусних і безкорпусних й інших електрорадіоелементів, який розроблено виробниками конкретної радіоелектронної апаратури для поліпшення показників її мініатюризації.

Мікроблок – мікроелектронний виріб, який крім мікроблок може містити мікросхеми і (або) компоненти.

Серія інтегральних мікросхем – сукупність мікросхем, що можуть виконувати різні функції, мають єдине конструктивно-технологічне виконання і призначені для спільного застосування.

Мікропроцесорна інтегральна мікросхема – мікросхема, що виконує функцію мікропроцесора або його частини.

Мікропроцесорний комплект – сукупність мікропроцесорних й інших мікросхем, сумісних за архітектурою, конструктивним виконанням й електричними параметрами, яка забезпечує можливість спільного застосування.

Базовий мікропроцесорний комплект – мінімальний склад мікропроцесорного комплекту, необхідний для побудови основних вузлів мікропроцесора або контролера.

Контрольні запитання і завдання

1. Яким показником характеризується надійність радіоелектронної апаратури?
2. Чому апаратура на дискретних компонентах має невисоку надійність?
3. Що таке мікроелектроніка?
4. Які особливості ІС обумовили їх широке застосування у радіоелектронній апаратурі?
5. Поясніть причини механічної міцності мікросхем.
6. Дайте визначення основних термінів, що використовуються в мікроелектроніці: інтегральна мікросхема, елемент, компонент, напівпровідникова мікросхема, кристал, гібридна мікросхема, тонкоплівкова мікросхема, товстоплівкова мікросхема, підкладка, плата, цифрова мікросхема, аналогова мікросхема та інше.
7. Що таке серія ІС?
8. Чим мікроскладання відрізняється від гібридної мікросхеми?

6.2 Класифікація виробів мікроелектроніки

Мікроелектроніка підрозділяється на *інтегральну* й *функціональну*. Сучасна мікроелектроніка, головним чином, є інтегральною. В основу інтегральної мікроелектроніки покладено схемотехнічний принцип. Це означає, що електричні схеми мікроелектронних виробів (мікросхем) розробляються на базі електрорадіоелементів (резисторів, конденсаторів, діодів, транзисторів тощо) і на основі теорії електричних кіл. У мікросхемах елементи об'єднуються (інтегруються) в об'ємі напівпровідника або на поверхні діелектричної підкладки.

Мікроелектронні пристрої, у яких для виконання функцій використовуються різні (не тільки електричні) фізичні ефекти – оптичні, акустичні, п'єзоелектричні, магнітні, теплові й ін. – називаються *пристроями функціональної мікроелектроніки*. У пристрої функціональної мікроелектроніки неможливо виділити область, що відповідає окремому електрорадіоелементу.

До конструктивно-допоміжних виробів мікроелектроніки, що забезпечують мікромініатюрне виконання апаратури, належать мініатюрні пристрої індикації, перемикачі, мікроз'єднувачі, гнучкі кабелі, комутаційні плати, дискретні мікрокомпоненти.

Залежно від функцій, які виконують мікросхеми, їх поділяють на цифрові та аналогові.

Цифрові мікросхеми призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом дискретної функції. Цифрові мікросхеми використовуються для побудови логічних пристроїв, наприклад, електронно-обчислювальних машин (ЕОМ). Сигнали (або інформація) у сучасних ЕОМ приймають два рівні напруги або струму: низький або високий. Це відповідає у двійковій системі обчислювання символам 0 і 1.

Аналогові мікросхеми призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом безперервної функції. В аналогових мікросхемах часто вихідні сигнали подібні за формою до вхідних сигналам, наприклад, у підсилювачах.

Залежно від технології виготовлення, мікросхеми можуть бути напівпровідникові, плівкові або гібридні.

Напівпровідникові мікросхеми містять активні й пасивні елементи, що виготовлені в одному монокристалі напівпровідника. Частина з'єднань між елементами здійснюється в об'ємі, а частина – на поверхні захисного шару кристалу.

Гібридні мікросхеми містять плівкові елементи (резистори, конденсатори й провідники, що з'єднують елементи й компоненти) та безкорпусні активні

компоненти (діоди, транзистори й напівпровідникові мікросхеми), які розміщені на поверхні діелектричної підкладки. Гібридні мікросхеми можуть містити також пасивні мініатюрні компоненти: резистори, конденсатори, котушки індуктивності та ін.

Гібридні мікросхеми за технологією виготовлення поділяються на тонкоплівкові й товстоплівкові.

У *тонкоплівковій схемі* товщина плівок, із яких виготовляють елементи, не перевищує 1 мкм. Плівки виготовляють переважно методами вакуумного розпилення й осадження. *Товстоплівкова схема* має товщину плівок 10...70 мкм. Елементи товстоплівкової схеми виготовляються методами трафаретного друку.

Стандартизовано кількісні і якісні міри оцінки складності мікросхем. *Ступінь інтеграції ІС* характеризується числом елементів і компонентів, що містяться в ній, і оцінюється як $k = \lg N$, де N – число елементів і компонентів ІС, а значення k заокруглюється до найближчого більшого цілого. Відповідно за цим ІС, наприклад, третього ступеня інтеграції містить від 101 до 1000 елементів і компонентів. В ході якісної оцінки складності мікросхеми (мала, середня, велика, найбільша) визначення залежать від числа елементів, від різновиду ІС (цифрова чи аналогова), від типу технології її виготовлення. Взаємна відповідність якісних оцінок і числа елементів мікросхем наведена в табл. 6.1

Таблиця 6.1 – Класифікація мікросхем за ступенем інтеграції

Ступінь інтеграції	Вид ІС	Технологія виготовлення ІС	Кількість елементів і компонентів на кристалі
Мала інтегральна мікросхема (МІС)	Цифрова	Біполярна, уніполярна	1...300
	Аналогова	Біполярна	1...30
Середня інтегральна мікросхема (СІС)	Цифрова	Уніполярна	101...1000
	Цифрова	Біполярна	101...500
	Аналогова	Біполярна, уніполярна	31...100
Велика інтегральна мікросхема (ВІС)	Цифрова	Уніполярна	1001...10000
	Цифрова	Біполярна	501...2000
	Аналогова	Біполярна, уніполярна	101...300
Надвелика інтегральна мікросхема (НВІС)	Цифрова	Уніполярна	Понад 10000
	Цифрова	Біполярна	Понад 2000
	Аналогова	Біполярна, уніполярна	Понад 300

Найбільший ступінь інтеграції мають напівпровідникові мікросхеми на МДН-транзисторах, слідом за ними йдуть напівпровідникові мікросхеми на біполярних транзисторах, потім тонкоплівкові й, нарешті, товстоплівкові.

Контрольні запитання і завдання

1. Що належить до виробів мікроелектроніки?
2. Які мікросхеми належать до виробів інтегральної мікроелектроніки?
3. Які мікроелектронні вироби належать до пристроїв функціональної мікроелектроніки?
4. Як поділяються мікросхеми за функціями, які вони виконують?
5. Дайте визначення аналогової мікросхеми.
6. Що таке цифрова інтегральна мікросхема?
7. Як поділяються мікросхеми за технологією виготовлення?
8. Якими якісними й кількісними характеристиками визначається складність мікросхем?
9. Яка кількісна відмінність між ступенями інтеграції аналогових і цифрових мікросхем?
10. Яка кількісна відмінність між ступенями інтеграції біполярних і уніполярних ІС?

6.3 Система умовних позначень мікросхем

Аналогові та цифрові мікросхеми випускаються у вигляді серій.

Умовне позначення серій ІС, що виробляються на підприємствах СНД, складається з літер і цифр. Цифрове позначення серій напівпровідникових мікросхем починаються цифрами 1, 5, 6, 7 (позначення 7 надано безкорпусним ІС). Гібридним ІС відповідають цифри 2, 4, 8; іншим – 3.

Наступні три (чи дві) цифри в позначенні серії вказують порядковий номер розробки даної серії. Повне умовне позначення ІС містить після найменування серії сполучення з двох літер, що відбиває функціональне призначення мікросхеми. Перша літера позначає підгрупу, до якої належить мікросхема, – генератори (Г), підсилювачі (У), логічні елементи (Л) і т.д.; друга літера позначає вид мікросхеми, тобто конкретне її функціональне призначення – підсилювач високої частоти (УВ), операційний підсилювач (УД), логічний елемент І-НІ (ЛА) тощо. Далі йде цифра, яка позначає номер розробки мікросхеми даного виду, оскільки в межах серії може бути декілька ІС, які подібні за функцією, що вони виконують. Іноді наприкінці умовного позначення ІС додається буква, за допомогою якої однотипні мікросхеми розрізняють за значенням окремих параметрів, (наприклад, коефіцієнта підсилення, коефіцієнта шуму та ін.), експлуатаційних режимів тощо. Ці розходження викликані технологічними розкидами під час виготовлення мікросхем.

Мікросхеми, призначені для широкого застосування мають перед позначенням серії літеру «К». Мікросхеми, які призначені для використання в апаратурі особливого призначення й мають відповідати певним специфічним вимогам, у позначенні не мають літери «К». Випускаються також безкорпусні мікросхеми, що за своїми параметрами є аналогами відповідних серій звичайних ІС. Вони служать компонентами більшості гібридних ІС і мікроскладань. У їхньому найменуванні (крім 700-х серій) перед номером серії присутня літера «Б» (безкорпусна), наприклад, КБ555; КБ1561ЛА3-1. Цифра наприкінці позначення (через дефіс) характеризує варіант виконання зовнішніх виводів безкорпусної ІС: 1 – гнучкі дротові виводи; 2 – стрічкові (павучкові) виводи; 3 – тверді («кулькові») виводи; 4 – на загальній пластині (нерозділені); 5 – розділені кристали без втрати орієнтації (наприклад, наклеєні на липку стрічку); 6 – кристали з контактними площадками без виводів.

Мікросхеми з однаковими кристалами, але які відрізняються конструктивним виконанням і матеріалом корпусу, мають однакове цифрове позначення серії, але перед цим цифровим позначенням додаються літери, що позначають тип корпусу та матеріал, із якого він виготовлений: Б – як уже було сказано, – безкорпусна ІС; Р – корпус пластмасовий типу 2; М – керамічний типу 2; Е – металополімерний типу 2; С – склокерамічний типу 2; А – пластмасовий корпус типу 4 (планарний); И – склокерамічний типу 4 (планарний); Н – керамічний мікрокорпус; Ф – пластмасовий мікрокорпус (кристалоносій).

За чотирирозрядним номером серії можна говорити про функціональне призначення даної серії ІС: друга цифра чотиризначного номера 0 означає, що мікросхема призначена для комплектації побутової апаратури; 1 – аналогові ІС; 2 – фоточутливі перетворювачі; 4 – операційні підсилювачі; 5 – серії цифрових мікросхем; 6 – серії ІС пам'яті; 8 – серії мікропроцесорів.

Позначення аналогів, що випускаються за кордоном дуже численні і різноманітні. В європейських країнах діє система позначень, яку надає міжнародна організація Association International Pro Electron. Це код, який складається із трьох літер, цифр й однієї або двох літер. Перша літера означає принцип перетворення сигналів: S – цифровий; T – аналоговий; U – аналого-цифровий. Друга літера не має спеціального призначення (обирається фірмою виробником). Третя літера, як правило, визначає діапазон робочих температур. Потім іде серійний номер, який складається з чотирьох або більше цифр. За цифрами може слідувати літера або дві літери, що позначають модифікації основного типу мікросхеми за параметрами або типом корпусу.

Однак багато фірм-виробників ІС мають свої способи позначення мікросхем. Як правило, на початку стоять літери, які вказують на фірму-виробника, потім йде цифро-літерний код позначення ІС, а наприкінці стоять літери, що визначають модифікацію схеми, умови експлуатації або тип корпусу. Багато фірм виготовляють ІС за ліцензіями, тоді ІС може мати позначення фірми розробника або перші літери вказують виробника, а цифрове позначення не змінюється. За цих умов важко визначити виробника ІС за їхнім умовним позначенням.

В процесі розшуку мікросхем-аналогів, що випускаються закордонними фірмами, виникають труднощі, не тільки пов'язані з різноманітністю систем позначень, які використовують різні фірми, але і з необхідністю визначення параметрів мікросхем, призначення зовнішніх виводів тощо. Це пов'язано з тим, що мікросхеми виготовляють згідно з іншими стандартами і технічними вимогами, використовують технології виготовлення, методи вимірювань, випробувань тощо, які відрізняються. Ця проблема вирішується завдяки довідникам, довідковим матеріалам провідних фірм виробників ІС на компакт-дисках, інформації, яку можливо отримати через мережу Internet і ін.

Контрольні запитання і завдання

1. Як позначаються безкорпусні ІС?
2. Що таке серія мікросхем?
3. Поясніть систему умовних позначень мікросхем країн СНД.
4. Як можна встановити за позначенням варіант виконання виводів безкорпусних ІС?
5. На що вказують букви, що містяться спочатку номера розробки ІС?
6. Розшифруйте позначення мікросхем: КР1533ЛА3; КФ1407УД2; 740УД3; К435УР1; К64001УК1
7. Як позначаються мікросхеми виробництва закордонних фірм?
8. Які труднощі виникають і з чим вони пов'язані під час розшуку закордонного аналога мікросхеми?

6.4 Корпуси інтегральних мікросхем

Корпус захищає елементи й компоненти мікросхеми від впливу зовнішніх механічних і кліматичних факторів (пил, вологість, світло, газ) і забезпечує необхідний тепловий режим цих елементів і компонентів. Конструкція корпусу має забезпечити зручність і надійність монтажу кристалів і плат, надійне електричне з'єднання контактних площадок мікросхеми з виводами корпусу,

надійне кріплення корпусу під час монтажу. Окрім цього, конструкція корпусу повинна мати високу надійність, корозійну й радіаційну стійкість, а також бути простою у виготовленні й дешевою.

На сьогодні розроблено велику кількість конструкцій корпусів для мікросхем. Для забезпечення автоматизованого складання й герметизації мікросхем, автоматизованого їхнього монтажу в радіоелектронну апаратуру та взаємозаміни, корпуси мікросхем мають стандартні конструкції.

Сьогодні встановлено шість основних типів корпусів, що відрізняються розташуванням зовнішніх виводів (вивідних площадок) щодо площини основи. Типи й підтипи корпусів наведено в табл. 6.2, а спрощене зображення корпусів різних типів – на рис. 6.1.

Таблиця 6.2 – Типи корпусів мікросхем

Корпус		Розташування виводів (вивідних площадок) щодо площини основи
Тип	Підтип	
1	11	Перпендикулярне, в один ряд
	12	Перпендикулярне, у два ряди
	13	Перпендикулярне, у три ряди
	14	Перпендикулярне, по контуру прямокутника
	15	Перпендикулярне, в один ряд або у відформованому вигляді у два ряди
2	21	Перпендикулярне, у два ряди
	22	Перпендикулярне, в чотири ряди в шаховому порядку
3	31	Перпендикулярне, по одній окружності
	32	Перпендикулярне, по одній окружності, корпус овальний
4	41	Паралельне, по двох протилежних сторонах
	42	Паралельне, по чотирьох сторонах
	43	Паралельне, відформовані з двох боків
	44	Паралельне, відформовані з чотирьох боків
	45	Паралельне, відформовані під корпус із чотирьох боків
5	51	Перпендикулярне, для бічних вивідних площадок із чотирьох сторін
	52	Перпендикулярне, для бічних площадок по двох сторонах
6	61	Перпендикулярне, у чотири ряди і більш
	62	Перпендикулярне, у два ряди і більш з боку кришки корпусу

Корпуси типу 1 мають прямокутну форму і виводи, які перпендикулярні площині основи та розташовані в межах проекції тіла корпусу на площину основи. Залежно від розташування рядів виводів, розрізняють чотири підтипи корпусів першого типу.

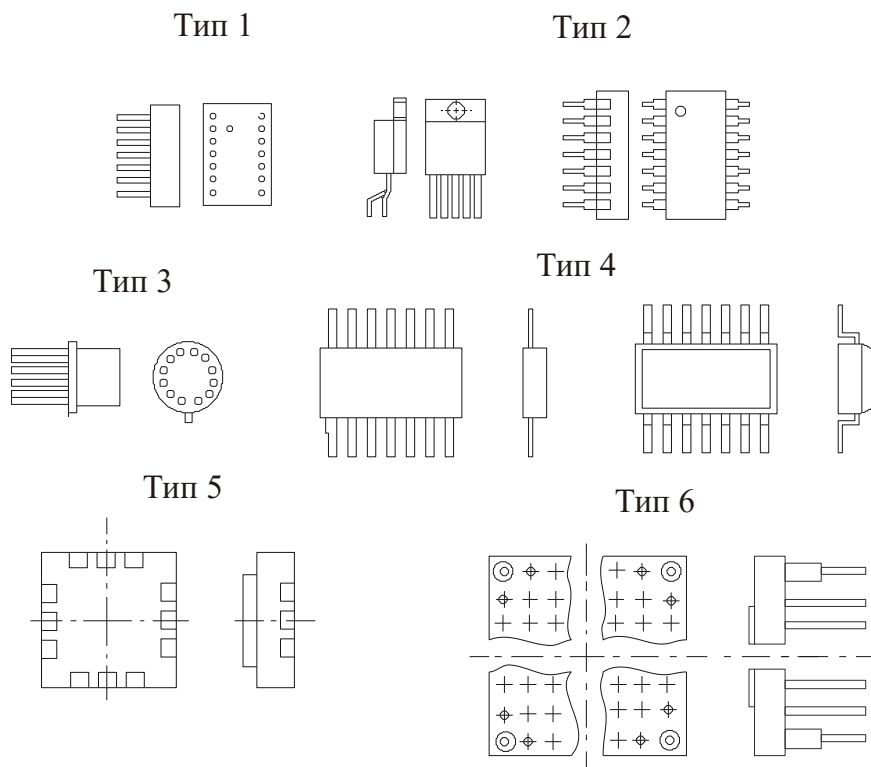


Рисунок 6.1 – Типи корпусів мікросхем

Корпуси типу 2 мають прямокутну форму і виводи, які розташовані перпендикулярно площині основи корпусу, але виходять за межі проекції тіла корпусу.

Круглий корпус типу 3 має виводи, які перпендикулярні площині основи і розташовані в межах проекції тіла корпусу на площину основи. Корпус підтипу 3.1 – круглий, підтипу 3.2 – овальний.

Корпуси типу 4 (планарні) мають виводи, що розташовані в площині основи і виходять за межі проекції тіла мікросхеми. Перед монтажем мікросхеми виводи формуються, щоб забезпечити щільне прилягання їх до площини контактних площадок.

Корпуси типу 5 – прямокутні, плоскі, «безвивідні» (їх іноді називають «кристалоносіями»). Електричні з'єднання мікросхеми здійснюються за допомогою металізованих контактних площадок, які розташовані по периметру корпусу.

Корпуси типу 6 – квадратні корпуси з виводами, що розміщені перпендикулярно площині основи. Ці корпуси призначені для ВІС і НВІС.

Корпуси одного типу мають різні габаритні розміри й крок виводів, вони поділяються на підтипи. Перші дві цифри у позначенні корпусу визначають підтип (12, 21, 31, 41, 51, 61).

Умовне позначення, наприклад, корпуса типу 4 з 14 виводами, які розташовані з двох протилежних боків планарного корпусу другого типорозміру (підтипу) із реєстраційним номером 3, наведено на рис. 6.2.

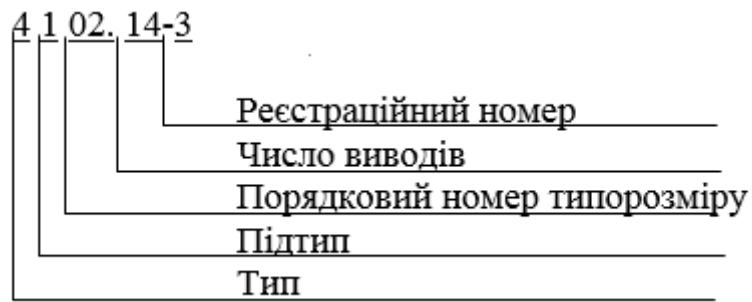


Рисунок 6.2 – Система умовних позначень корпусів мікросхем

Виводи корпусів мікросхем у поперечному перерізі можуть бути круглої, квадратної або прямокутної форми. Крок виводів прямокутних корпусів складає 0,625; 1; 1,5; 1,7 і 2,5 мм. Для круглих корпусів кутовий крок дорівнює $360/n$ градусів, де n – число виводів мікросхеми.

Для правильного монтажу мікросхем корпус має *ключ* (позначку), яким позначається перший вивід. Це може бути гострий кут, точка на корпусі, ширший ніж інші вивід або якісь інші позначки чи особливості корпусу.

Для поверхневого монтажу розроблено спеціальні конструкції мініатюрних корпусів. Вони мають вкорочені виводи. Це значно зменшує значення паразитних індуктивностей, ємностей і опорів. Мініатюрні корпуси різняться розмірами, конфігурацією, розташуванням і формою виводів. До них належать корпуси підтипів 43, 44, 45, 51. Особливістю корпусів підтипу 45 є те, що виводи у них зігнуті під корпус і мають L – подібну форму, а крок виводів у них складає 1,27, 1 і 0,63 мм. Корпуси цих підтипів придатні для автоматизованого монтажу.

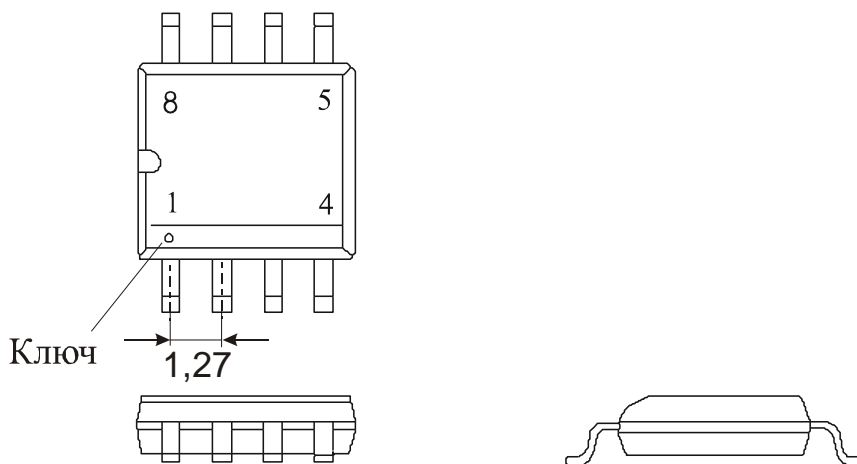


Рисунок 6.3 – Конструкція пластмасового корпусу 4303 для поверхневого монтажу

Корпуси мікросхем іноземних фірм мають крок виводів, кратний за розміром 1,27 мм. З кількістю виводів з одного боку корпуса до 8 (для корпусів

із кроком 2,5 мм) різниця не помітна навіть при автоматичному встановленні мікросхем на плату. З більшою кількістю виводів з одного боку, автоматичне встановлення неможливе. А з кількістю виводів з одного боку більшій ніж 14 потрібна переробка друкованої плати. Це необхідно враховувати під час заміни мікросхем виробництва країн СНД на мікросхеми, що виробляють фірми країн дальнього зарубіжжя, або під час розробки апаратури з їхнім застосуванням.

За конструктивно-технологічним виконанням розрізняють чотири основних різновиди корпусів.

Металоскляний корпус має металеву кришку й скляну (чи металеву) основу з ізоляцією й кріпленням виводів склом. Кришка герметично приєднується до основи зварюванням чи паянням.

У металоскляному виконанні випускаються корпуси першого, третього та четвертого типів. Для захисту гібридних інтегральних мікросхем широко застосовується металоскляний корпус першого типу. Наприклад, корпус 1203 (рис. 6.4, а) складається із металевої основи, у якій містяться виводи, і металевої кришки. Виводи ізолювані і герметизовані склом. Після монтажу мікросхеми виконується з'єднання основи із кришкою контактним зварюванням. Подібну конструкцію мають корпуси третього типу, які використовуються для захисту напівпровідникових мікросхем (рис. 6.4, б). Корпус складається з балона (кришки) і основи. Виводи вплавлено у скляну пігулку, яка у свою чергу сплавлена з металевим фланцем. З'єднання кришки із фланцем здійснюється холодним або електроконтактним зварюванням. Конструкцію металоскляного корпусу четвертого типу наведено на рис. 6.5. Монтажна площадка, контактні площадки та виводи подібних корпусів мають золоте покриття товщиною 2...5 мкм для забезпечення паяння, зварювання виводів і поліпшення паяння під час складання. Для виготовлення металоскляних корпусів використовують дорогі та дефіцитні матеріали: золото, нікель-кобальтові сплави (ковар) для виготовлення складових елементів корпусу й виводів. Унаслідок цього, їх використовують для герметизації ІС спеціального призначення, ВІС і НВІС із великою кількістю виводів.

Металокерамічні корпуси складаються з металевої або керамічної основи, металевої кришки і керамічних деталей, у які впресовано або впаяно металеві виводи. У металокерамічному виконанні випускають корпуси другого, п'ятого і шостого типів, які використовуються для герметизації напівпровідникових ІС. Металокерамічні корпуси забезпечують добре відведення тепла від кристалу.

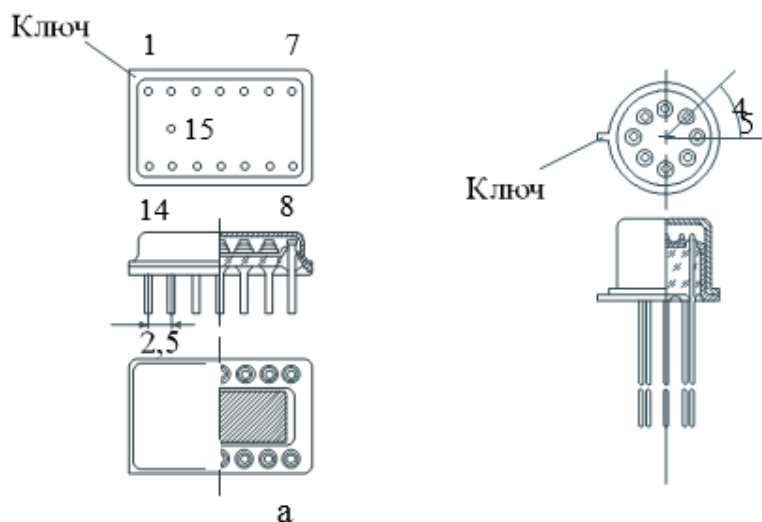


Рисунок 6.4 – Конструкція металоскляних корпусів:
а – підтипу 1203; б – підтипу 3104

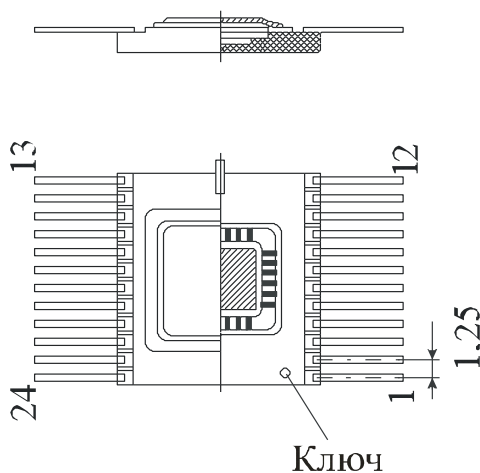


Рисунок 6.5 – Конструкція металокерамічного корпусу 4118

Керамічні корпуси використовуються для другого й п'ятого типів корпусів. Ці корпуси мають менші захисні властивості і надійність внаслідок більшої крихкості керамічної основи й кришки. Керамічні корпуси виготовляють із декількох шарів кераміки, на які методами товстоплівкової технології наносять струмопровідникові доріжки та контактні площадки внутрішні та зовнішні. Внутрішні контактні площадки потрібні для з'єднання з контактними площадками кристалу, а до зовнішніх контактних площадок приварюють виводи. Керамічні корпуси п'ятого типу мають короткі виводи. Завдяки цьому приблизно утричі підвищується верхня робоча частота ІС, що міститься в ній, порівняно з тим, якби ІС була розміщена в іншому корпусі. *Склокерамічний* корпус має керамічні кришку й основу, кришка з'єднується з основою склом. Виводи також герметизуються низькотемпературним склом. Деталі керамічних корпусів виготовляють із алюмооксидної кераміки або кераміки на основі оксиду берилію.

Пластмасовий корпус виготовляється опресуванням пластмасою кристалу, який поміщено на штамповану рамку виводів. Найбільш дешевими є конструкції пластмасових корпусів (рис. 6.6). Це пов'язано з меншою вартістю матеріалів і технологією виготовлення корпусів. Операції формування монолітного корпусу й герметизації ІС суміщені. Пластмасові корпуси забезпечують чудовий захист від механічних впливів. Проте пластмаса має низькі вологозахисні властивості. У процесі експлуатації ІС порушується герметичність з'єднання металу із пластмасою. Під час циклічної зміни температури через відмінність температурних коефіцієнтів лінійного розширення металу й пластмаси виникають мікрошпарини. Крізь ці мікрошпарини волога проникає до нутра корпусу. Пластмасові корпуси погано відводять тепло від мікросхем. Вони використовуються в апаратурі, що експлуатується у приміщенні, або має загальну герметизацію, або в апаратурі, до якої не висуваються високі вимоги з надійності.

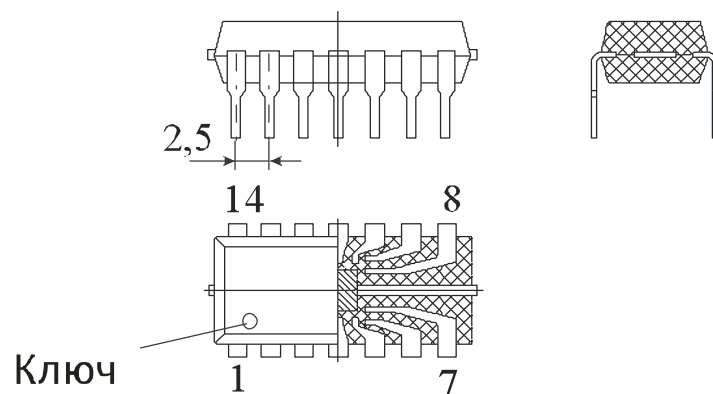


Рисунок 6.6 – Конструкція пластмасового корпусу 2102

Корпуси мікросхем, що виробляють закордонні фірми, позначаються літерами, які вказують тип корпусу й матеріали, що в них застосовані. Наведемо кілька прикладів позначення найбільш поширених корпусів.

Корпуси із дворядним розташування виводів, що подібні корпусам другого типу:

DIP (Dual In Line Package, Plastic) – пластмасовий із дворядним розташуванням виводів;

DIC (Dual In Line Package, Metall Ceramic) – металокерамічний із дворядним розташуванням виводів;

CERD (Ceramic Dual In Line Package) – керамічний із дворядним розташуванням виводів.

Ці корпуси отримали велике розповсюдження у апаратурі широкого застосування.

Корпуси, які подібні корпусам першого типу:

SIP (Single In Line Package, Plastic) – пластмасовий з однорядним розташуванням виводів.

HSIP, Multivatt, TO-220 (подібний до корпусу транзистора) – застосовують для потужних мікросхем.

Мікросхеми у корпусах типу SIP використовують переважно для побутової апаратури. Їхнім недоліком є обмежена кількість виводів і невисока механічна міцність.

Значне поширення мають корпуси для поверхневого монтажу, що подібні до корпусів підтипів 43 і 44. Це корпуси типу SOP (Small Outline Package, Plastic) – пластмасові малогабаритні. Вони мають ще такі позначення SO, SOIP, SOIC, SOT. Цифра, що стоїть після літер вказує кількість виводів.

Зі збільшенням функціональної складності мікросхем збільшується кількість виводів і складність конструкції корпусів. Вартість корпусу HBIC може дорівнювати вартості кристала, що в ньому міститься.

Контрольні запитання і завдання

1. Яке призначення корпусу?
2. Які вимоги висуваються до конструкції корпусу мікросхеми?
3. Скільки типів корпусів існує відповідно до стандарту?
4. За якими ознаками визначається тип і підтип корпусів?
5. Охарактеризуйте різні типи корпусів.
6. Який крок виводів мають корпуси?
7. Як визначити перший вивід корпусу мікросхеми?
8. Які типи корпусів призначені для поверхневого монтажу?
9. Який крок виводів мають корпуси мікросхем закордонних фірм?
10. З якою кількістю виводів з одного боку мікросхеми потрібно враховувати неоднаковий крок виводів при її заміні на закордонний аналог?
11. Поясніть систему умовних позначень корпусів ІС.
12. Як розрізняють корпуси за конструктивно-технологічним виконанням?
13. Наведіть ескіз і охарактеризуйте особливості металоскляного корпусу.
14. Охарактеризуйте властивості металокерамічних корпусів?
15. Чим відрізняються керамічний і склокерамічний корпуси?
16. Які переваги має пластмасовий корпус?
17. Охарактеризуйте недоліки пластмасового корпусу й причини, що їх викликають.
18. Як позначаються корпуси мікросхем виробництва закордонних фірм?

7 ГІБРИДНІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ Й ОБЛАСТІ ЇХНЬОГО ЗАСТОСУВАННЯ

7.1 Принципи побудови й області застосування гібридних мікросхем і мікроскладань

Гібридна інтегральна схема (ГІС) – це ІС, у якій застосовуються плівкові пасивні елементи (резистори, конденсатори) і навісні компоненти (резистори, котушки індуктивності, дроселі, трансформатори, конденсатори і безкорпусні напівпровідникові прилади – діоди, транзистори, кристали напівпровідникових ІС різного ступеня інтеграції). У гібридних ІС електричні зв'язки між елементами, компонентами й кристалами здійснюються за допомогою плівкових і(або) дротових провідників.

Приклад реалізації ГІС наведено на рис. 7.1.

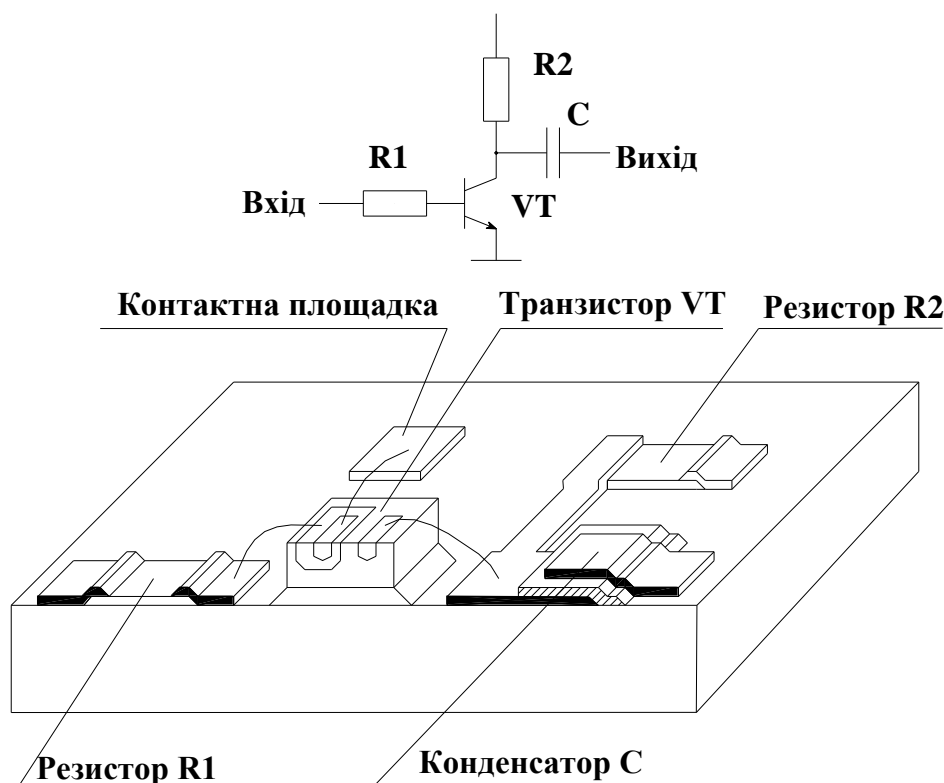


Рисунок 7.1 – Електрична принципова схема (а),
структура гібридної мікросхеми (б)

У конструкції, зображеній на рис. 7.1, використовуються плівкові резистори R1 і R2 і конденсатор С, безкорпусний навісний транзистор із дротовими виводами і периферійні контактні площадки 1, 2, 3, 4. Підкладка, з

розташованими на її поверхні плівковими елементами, плівковими комутаційними провідниками і контактними площадками, називається *платою*.

Гібридна інтегральна схема, як правило, виконує певне функціональне перетворення інформації (наприклад, підсилення, демодуляція, фільтрація, перетворення аналогових сигналів у цифровий код тощо).

Бурхливий розвиток напівпровідникової технології призвів до створення великої кількості різноманітних типів як аналогових, так і цифрових напівпровідникових ІС. Однак, не всі пристрої можна виготовити за допомогою напівпровідникової технології, тому що її можливості з формування стабільних пасивних елементів із широким діапазоном номіналів обмежені. Якщо для створення мікроелектронного виробу необхідні пасивні елементи й компоненти високої якості, то його переважно виконують у вигляді ГІС.

Гібридні ІС і їхні технології знаходять широке застосування в сучасній електронній апаратурі. Цей клас мікросхем має такі переваги – це можливість використання найрізноманітніших активних компонентів, що дозволяє створювати схеми з різними функціональними можливостями. Номінальні значення пасивних елементів ГІС можуть змінюватися в широких межах, а відтворення номіналу може бути досягнуте з високою точністю. Елементи гібридних мікросхем характеризуються високою температурною й часовою стабільністю. Крім того, час розробки мікросхеми й підготовки виробництва відносно невеликі і не потребують великих коштів.

У гібридному виконанні можна виготовити ІС достатньо великої потужності, що важливо під час створення аналогових пристроїв, керуючих потужними вихідними колами.

Технологія ГІС широко використовується в ІС частинного застосування й у мікроскладаннях (МЗБ).

Мікросхеми частинного застосування призначені для використання в конкретній апаратурі і випускаються малими серіями. Їхня необхідність обумовлена особливими вимогами до електричних параметрів, характеристик і конструкцій: наприклад, виконання специфічних функціональних перетворювачів; забезпечення підвищеної точності й стабільності або підвищення рівня потужності. В ІС частинного застосування необхідні функціональні перетворення можуть здійснюватися на основі сучасних досягнень акустоелектроніки, оптоелектроніки, магнітоелектроніки з використанням оригінальних конструкторсько-технологічних рішень.

Мікроскладання (МЗБ) за своїм технологічним виконанням не відрізняються від гібридних ІС. За ступенем інтеграції, за своєю функціональною

складністю мікроскладання, як правило, відповідають великим ГІС (ВГІС). Мікроскладання не виробляються як самостійні вироби для широкого застосування, а є мікроелектронними виробами частинного застосування, що розробляються для конкретної апаратури, для поліпшення його показників мікромініатюризації. До складу мікроскладань можуть входити і мікросхеми у корпусах. На відміну від гібридних ІМС мікроскладання може не мати власного корпусу. У цьому випадку захист його елементів і компонентів здійснюється на рівні блоку, який може складатися з декількох мікрозбірок.

Контрольні запитання і завдання

1. Що таке гібридна інтегральна мікросхема?
2. У яких випадках доцільне застосування ГІС?
3. Які переваги й особливості властиві ГІС?
4. Що таке ІС частинного застосування?
5. Що таке мікроскладання?

7.2 Підкладки

Важливим складовим елементом ГІС є підкладка. Підкладка виконує роль основи, на якій формуються елементи і монтуються компоненти гібридної ІС, забезпечує електричну ізоляцію елементів ГІС, а також відводить тепло від усієї конструкції.

Для забезпечення електричної ізоляції між елементами й компонентами мікросхеми на постійному струмі й у широкому діапазоні частот змінного струму матеріал підкладки повинен мати високий об'ємний ρ_v і поверхневий ρ_s питомі опори, низьку діелектричну проникність ϵ і низький тангенс кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta$, високу електричну міцність $E_{\text{пр}}$.

Як основа, на якій розміщуються елементи й компоненти, матеріал підкладки повинен мати високу механічну міцність при невеликій товщині й високий коефіцієнт теплопровідності для ефективною передачі тепла від елементів і компонентів, що гріються, (резисторів, діодів, транзисторів, мікросхем) до корпусу мікросхеми або блоку (для мікроскладань). Міцність підкладки потрібна як у процесі експлуатації, так й у процесі виготовлення (поділ на плати, встановлення плати в корпус, проведення зварювання або паяння та ін.).

Технологічні операції, що використовуються в процесі виготовлення гібридних мікросхем, потребують від матеріалу підкладки таких властивостей та характеристик:

- стійкість до впливу високих температур у процесі нанесення тонких плівок і термообробки паст у ході формування товстих плівок;
- високу хімічну інертність до матеріалів, що осаджуються: до складу підкладки не повинні входити речовини, які можуть вступати в реакцію з плівками і впливати на їхні властивості, змінюючи параметри плівкових елементів;
- хімічну стійкість до впливу реактивів у процесі підготовки поверхні підкладки перед нанесенням плівок, під час електрохімічних обробок і хімічного осадження плівок;
- здатність до механічної обробки (полірування, різання);
- температурні коефіцієнти лінійного розширення (ТКЛР) матеріалу підкладки і нанесених на неї плівок мають різнитися незначно для забезпечення у плівках досить малих механічних напружень, які можуть викликати розшаровування й розтріскування плівок під час охолодження підкладки після нанесення плівкових елементів;
- мінімальну пористість; у процесі нагрівання із пор виділяються адсорбовані гази, що впливають на структуру й властивості плівок; висока щільність матеріалу підкладки дозволяє виключити інтенсивне газовиділення й усунути забруднення атмосфери в камері установки для напилення при нанесенні тонких плівок;
- низьку вартість вихідного матеріалу й технології його обробки.

Залежно від призначення гібридних мікросхем до підкладок висувуються ще ряд додаткових вимог. Наприклад, для мікросхем, що працюють у НВЧ діапазоні підкладки повинні мати високу (більш 8) діелектричну проникність ϵ , мале значення (менш 10^{-3}) тангенса кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta$ і малу їхню залежність від частоти й температури.

Структура матеріалу підкладки й стан її поверхні значно впливають на структуру тонких плівок і параметри плівкових елементів. Велика шорсткість поверхні знижує надійність тонкоплівкових резисторів і конденсаторів, тому що мікронерівності зменшують товщину резистивних і діелектричних плівок в окремих місцях. При товщині плівок близько 100 нм допускається висота мікронерівностей приблизно 25 нм. Отже, обробка поверхні підкладки для тонкоплівкових мікросхем має відповідати 14-му класу чистоти.

Товсті плівки мають товщину 10...50 мкм, тому підкладки для товстоплівкових ІС можуть мати мікронерівності до 1...2 мкм, що відповідає

8 – 10 класу чистоти. Для забезпечення доброї адгезії пасти до підкладки висота мікронерівностей має бути 50...200 нм.

Габаритні розміри підкладок стандартизовані. На стандартній підкладці груповим методом виготовляється декілька плат плівкових мікросхем. Геометричні розміри плат нормовані так, щоб при розподілі підкладки на плати не було відходів. Безвідходний розподіл стандартної підкладки на 2, 3, 4, 6, 8, 12 і більше частин дає нормований типорозмір плат. Типорозміри плат, що рекомендуються до застосування, наведені в табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Рекомендовані розміри плат

	Ширина, мм		Довжина, мм	
	Номінальне значення	Відхилення	Номінальне значення	Відхилення
1	96	-0,3	120	-0,3
2	60		96	
3	48		60	
4	30		48	
5	24	-0,2	30	-0,2
6	20		24	
7	16	-0,1	20	-0,1
8	12		16	
9	10		16	
10	10		12	
11	5		6	
12	2,5		4	
13	16	-0,2	60	-0,3
14	32		60	
15	8	-0,1	15	-0,1
16	8		10	
17	24	-0,2	60	-0,3
18	15	-0,1	48	
19	20	-0,2	48	

Розміри плат №3–10 відповідають посадковим місцям стандартних корпусів. Плати інших типорозмірів використовуються в безкорпусних ГС і мікробірках. Для ГС частинного застосування найчастіше використовується вихідна підкладка з геометричними розмірами 60×48 мм (типорозмір №3). Розміри плат мають тільки мінусові допуски в межах 0,1...0,6 мм. Товщина підкладок становить 0,35...0,6 мм.

Реально не існує матеріалу, який одночасно задовольняв би всі перераховані вимоги. Вибір підкладки в кожному конкретному випадку

заснований на компромісному рішенні з урахуванням найбільшої важливості тих чи інших властивостей.

Для виготовлення підкладок гібридних мікросхем застосовують такі матеріали: безлужне скло електровакуумне С41-1 (алюмосилікатне) і С48-3 (боросилікатне), керамічні вакуумні матеріали ВК94-1 (старе позначення 22 ХС), ВК100-1 (полікор), берилієву кераміку (брокерит), ситали СТ-50-1, СТ-38-1, СТ-32-1, сапфір, плавлений кварц і деякі інші.

Параметри матеріалів, найчастіше використовуваних для підкладок, наведені в табл. 7.2.

Таблиця 7.2 – Електрофізичні параметри матеріалів підкладок ГІС і МЗБ

Матеріал діелектрика	Питомий опір, Ом/кв	Діелектрична проникність	Діелектричні втрати на частоті 10^6 Гц	Коефіцієнт теплопровідності, Вт/(м · °С)	Коефіцієнт лінійного поширення, $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
Боросилікатне скло С48-3	10^{14}	3,2...8	$1,5 \cdot 10^{-3}$	1,5	4,8
Алюмооксидна кераміка ВК100-1 типу «Полікор» (99,8% Al_2O_3)	10^{14}	10,5	$1,8 \cdot 10^{-3}$	30...45	7,0...7,5
Алюмооксидна кераміка ВК94-1 (96% Al_2O_3)	$3 \cdot 10^{12}$	10,3	$6 \cdot 10^{-4}$	10	6...7,5
Кварцове скло	10^{16}	4	$3,8 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-5}$	7...15	5,5
Ситали	$10^{13} \dots 10^{14}$	6,5	$10^{-3} \dots 6 \cdot 10^{-3}$	1,5...4	5
Берилієва кераміка (брокерит) (99,5% BeO)	10^{14}	6,4...9,5	$1,6 \cdot 10^{-3}$	210	7

Скло має дуже гладку поверхню і має гарну адгезію (зчеплення) з усіма матеріалами, застосовуваними для виготовлення гібридних мікросхем. До недоліків підкладок із скла належать погана теплопровідність, сильне газовиділення під час нагрівання і невисока механічна міцність.

Ситали – це склокерамічні матеріали, отримані шляхом кристалізації скла спеціально підібраного складу. Вони займають проміжне положення між звичайним склом і керамікою. До складу скла, схильного до кристалізації, належать речовини, які утворюють зародки кристалізації. Цим стимулюється процес кристалізації у всьому об'ємі. Розмір кристалів становить 0,05...1 мкм. Між кристалами знаходиться аморфна зв'язка.

Ситали відрізняються від скла своєю кристалічною будовою, а від кераміки – значно меншим розміром кристалічних зерен.

Ситали мають ряд переваг перед склом. Вони добре обробляються, витримують різкі перепади температури, мають високий електричний опір, а за механічною міцністю в 2...3 рази міцніші. Температура початку деформації у ситалі значно вище, ніж у скла. Ситали мають високу опірність до стирання, високу хімічну стійкість до кислот, дуже малу пористість, дають незначну об'ємну усадку, стійки до проникнення газів і мають мале виділення газів при високих температурах. Ці переваги обумовили сьогодні застосування ситалу як основного матеріалу для підкладок тонкоплівкових інтегральних мікросхем.

Кераміка є порівняно недорогим матеріалом, має низькі діелектричні втрати, високу діелектричну проникність, малі температурні зміни діелектричних параметрів. Недоліком кераміки є значна шорсткість поверхні. Мікронерівності кераміки досягають 2 мкм, що ускладнює одержання відтворюваних номіналів тонкоплівкових елементів. Тому у виробництві тонкоплівкових ІС керамічні підкладки використовують рідко. Їх попередньо покривають тонким шаром окису танталу або безлужного скла (скляна глазур) для одержання гладкої поверхні. Однак, це значно зменшує теплопровідність підкладок і підвищує їхню вартість.

Для виготовлення товстоплівкових ІС найчастіше застосовують дешеву високоглиноземну кераміку ВК94-1 (96% Al_2O_3) і ВК100-1 (99,8% Al_2O_3), полікор. Полікор – це полікристалічний корунд, що має особливо щільну структуру. Він має підвищену механічну міцність і теплопровідність, що дозволяє використовувати полікор під час виготовлення потужних гібридних мікросхем і мікроскладань із великим тепловиділенням. Для найбільш потужних гібридних ІС застосовують підкладки з берилієвої кераміки, брокериту (99,5% BeO), яка має дуже високу теплопровідність. Недоліком брокериту є токсичність пилу, який утворюється під час виготовлення підкладок.

У МЗБ високої функціональної щільності підкладки можуть виготовлятися з металів і полімерів. Металева основа служить несучою конструкцією й елементом, що відводить тепло. Найчастіше полімерна плівка виконує функцію комутаційної плати. На полімерну плівку наносять систему провідників для електричного зв'язку між компонентами й елементами. Кількість шарів провідників і відповідно кількість шарів полімерної плівки визначається складністю мікроскладання. Для виготовлення комутаційних плат використовують і багатошарову кераміку.

Контрольні запитання і завдання

1. Назвіть властивості й характеристики, яким має відповідати матеріал підкладки?
2. Яким вимогам відповідає поверхня підкладок?

3. За яким принципом підкладка поділяється на плати?
4. Назвіть матеріали, із яких виготовляють підкладки.
5. Охарактеризуйте властивості підкладок із скла.
6. Що таке ситал? Які особливості ситалових підкладок?
7. Охарактеризуйте властивості підкладок із кераміки.

7.3 Елементи тонкоплівкових гібридних мікросхем і мікроскладань

Плівкові резистори є найбільш розповсюдженими елементами ГІС і МЗБ. Вони характеризуються такими параметрами: номінальним опором $R_{\text{ном}}$ припустимим відхиленням від номіналу $\pm \left(\frac{\Delta R}{R_{\text{ном}}} \right)_{\text{доп}}$, де $\Delta R = R_{\text{ном}} - R_{\text{іст}}$ (тут $R_{\text{іст}}$ – істинне значення опору), температурним коефіцієнтом опору α_R , коефіцієнтом старіння $K_{\text{ст}}$, розсіюваною потужністю P , робочою напругою $U_{\text{раб}}$, паразитними індуктивністю і ємністю, інтервалом робочих температур $T_{\text{мін}} \dots T_{\text{макс}}$ та ін.

Плівковий резистор розташовується на поверхні діелектричної підкладки. Конструктивно резистор складається з резистивної плівки визначеної конфігурації, і контактних площадок. На рис. 7.2 і 7.3 показано найбільш розповсюджені конфігурації таких резисторів.

У ГІС застосовуються тонкоплівкові і товстоплівкові резистори з простою прямокутною і складною формами.

Резистор прямокутної форми (смужковий) (рис. 7.2) застосовується для реалізації плівкових резисторів з малим опором. Резистор є ділянкою резистивної плівки шириною b і товщиною δ , довжина якої l обмежена двома контактними площадками, що перекривають резистивну плівку на ділянках l_k .

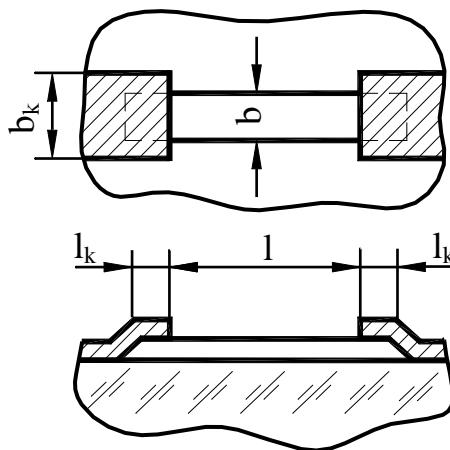


Рисунок 7.2 – Резистор прямокутної форми (смужковий)

Резистори складної форми типу меандр (рис 7.3, а) і з послідовним з'єднанням резистивних смужок (рис. 7.3, б) застосовують у тонкоплівкових ГІС для формування високоомних резисторів.

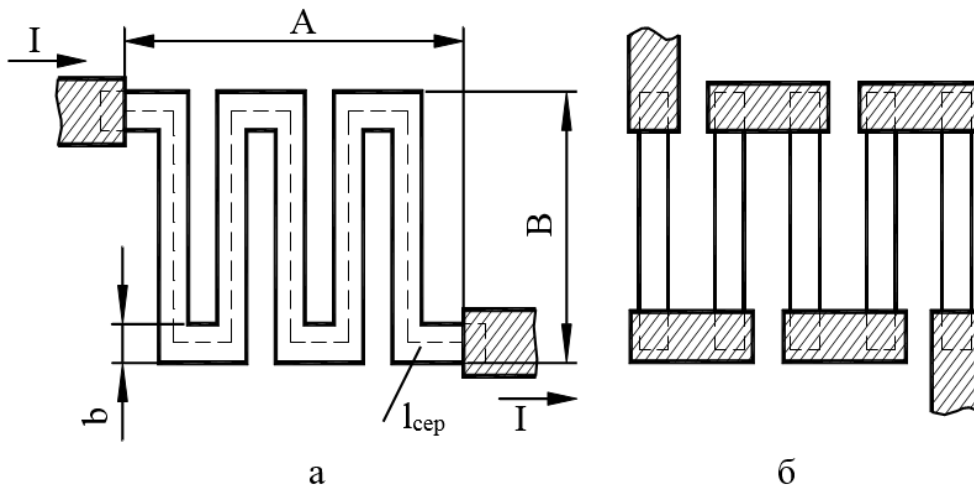


Рисунок 7.3 – Резистори складної форми типу меандр (а) і з послідовним з'єднанням резистивних смужок (б)

Опір плівкового резистора прямокутної форми визначається за формулою:

$$R = \rho_v \frac{l}{b \cdot \delta} + 2R_k, \quad (7.1)$$

де ρ_v – питомий об'ємний опір резистивного матеріалу;

l – довжина резистора;

b – ширина резистора;

δ – товщина резистивної плівки;

R_k – перехідний опір областей контактів резистивної і провідної плівок.

У більшості випадків опором областей контактів можна зневажити, тому що він значно менший опору резистивної плівки.

Питомий об'ємний опір плівки ρ_v , температурний коефіцієнт опору плівки α_v залежать від товщини плівки і технологічних факторів під час її формування.

Резистори, для виготовлення яких застосовується однаковий матеріал, формуються одночасно й мають однакову товщину резистивної плівки. Тому для порівняльної оцінки опору плівок користуються поняттям питомого поверхневого опору ρ_s . *Питомий поверхневий опір* чисельно дорівнює опору квадратної ділянки плівки будь-якого розміру

$$\rho_s = \frac{\rho_v}{\delta}.$$

Питомий поверхневий опір має розмірність Ом на квадрат (Ом/кв). Змінюючи товщину плівки, у певних межах можна задавати величину ρ_s незалежно від питомого об'ємного опору. Використання питомого поверхневого опору є зручним для розрахунку опору R плівкових елементів.

Опір тонкоплівкового резистора прямокутної форми можна розрахувати за формулою

$$R = \rho_s \frac{l}{b} = \rho_s K_\phi, \quad (7.2)$$

де $K_\phi = l/b$ – коефіцієнт форми, який визначає число квадратів зі стороною b , що укладаються на довжині смужки l (рис. 7.4).

Формула (7.2) є основною для розрахунку опору резисторів.

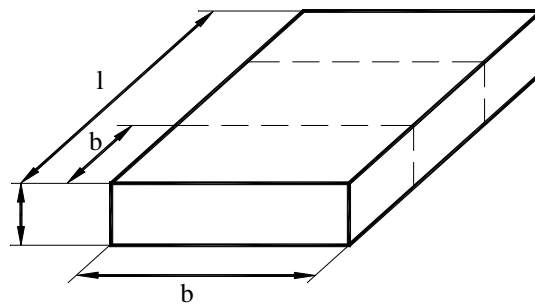


Рисунок 7.4 – Визначення опору плівкового резистора прямокутної форми

Питомий поверхневий опір тонких плівок для матеріалів, що широко застосовуються, становить 100...10000 Ом/кв. Коефіцієнт форми прямокутних резисторів $K_\phi = 0,1 \dots 100$. Резистори високого опору мають великі значення K_ϕ . Підвищення K_ϕ можливе під час зменшення b і збільшення l . Мінімальні значення ширини резистивної плівки b обмежені можливостями технології, вимогами до точності опору і розсіюваної потужності, а максимальні значення довжини l – обмежені як можливостями технології, так і габаритними розмірами резисторів. Наприклад, під час формування тонкоплівкових резисторів за допомогою вільних масок не рекомендується $K_\phi > 10$, тому що довгі щілини в масках знижують жорсткість її конструкції, а це у свою чергу збільшує похибку номіналу резистора. Низькі значення K_ϕ найчастіше визначаються технологічними обмеженнями на мінімальну відстань між контактними площадками резисторів.

Розміри контактної області l_k мають вибиратися такими, щоб при найгірших сполученнях геометричних розмірів резистивного шару і контактних площадок резистивна і провідна плівки перекривалися, забезпечуючи малий перехідний опір контакту в низькоомних резисторах ($R < 10$ Ом).

Температурний коефіцієнт опору (ТКО) характеризує вплив температури на опір плівкового резистора. Він визначається в основному нестабільністю питомого поверхневого опору. Відношення $\frac{1}{b} = K_{\phi}$ зі зміною температури змінюється дуже мало внаслідок того, що резистивний шар жорстко зчеплений з підкладкою, яка має малий ТКЛР (зазвичай менше $1 \cdot 10^{-5} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$). Таким чином, ТКО плівкового резистора α_R приблизно дорівнює температурному коефіцієнту питомого поверхневого опору α_{ps} . Величина α_{ps} залежить від складу матеріалу, товщини плівки й умов її формування. Відносна зміна опору плівкового резистора під час зміни його температури на ΔT становить:

$$\left(\frac{\Delta R}{R} \right)_T = \alpha_{ps} \cdot \Delta T = \alpha_{ps} (T - T_H),$$

де $T_H = 20^{\circ}\text{C}$ – нормальна температура.

Старіння плівкового резистора обумовлює часову нестабільність опору. Вона практично обумовлена старінням матеріалу плівки. Питомий опір матеріалу плівки змінюється в процесі експлуатації і збереження мікросхеми внаслідок поступової зміни структури плівки і її окислення. Із збільшенням навантаження (потужності, яка розсіюється резистором) і підвищенням робочої температури інтенсивність старіння матеріалу зростає.

Після відповідної термообробки (штучного старіння) резистивних плівок відносна зміна опору за час експлуатації або збереження складає 1...2 %.

Навантажувальна здатність плівкових резисторів обумовлюється питомою потужністю розсіювання резистивної плівки P_0 і площею її поверхні S . Потужність, що розсіюється плівковим резистором

$$P = P_0 \cdot S.$$

Для зменшення розмірів резистора бажано збільшувати питому розсіювану потужність P_0 . Однак значення питомої потужності обмежується максимальною температурою резистивної плівки $T_{R\text{макс}}$. Залежно від матеріалу величина P_0 складає 10...20 мВт/мм². Тому резистори, які розсіюють значну потужність, мають велику площу.

Частотні властивості плівкових резисторів обумовлюють паразитні індуктивність L_R і ємність C_R . Індуктивність (нГн) резистора прямокутної форми за умов $l > b$ і $b \gg \delta$ можна оцінити за формулою:

$$L_R = 2l \left(\ln \frac{2l}{b} + 0,22 \frac{b}{l} + 0,5 \right),$$

де l, b – розміри резистора, мм.

Повний опір резистора Z_R на високих частотах визначається з формули:

$$Z_R = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_R)^2} .$$

Вплив індуктивної складової опору резистора ωL_R виявляється в низькоомних резисторах на досить високих частотах.

Паразитна ємність плівкового резистора найчастіше обумовлюється ємностями резистивного шару і контактних площадок. Найбільший вплив ємностей на повний опір виявляється у високоомних резисторах.

Резистори складної форми використовуються в тонкоплівкових ІС для одержання великих опорів. Застосування складної форми дозволяє, з одного боку, зменшити габарити високоомного резистора, а з іншого – оптимально розташувати елементи резистора на вільних ділянках поверхні підкладки.

У конструкціях резисторів зі складною конфігурацією щільність струму у згинах нерівномірна, вона більш висока у внутрішніх частинах куточків (рис. 7.5.). Це знижує стабільність і надійність таких резисторів через нагрівання, й скорочує електричну довжину $l_{\text{сеп}}$ плівкового резистора і зменшує його опір у згинах. Нерівномірний розподіл щільності струму спостерігається в межах трьох квадратів області згину: для згину під прямим кутом $R_{\text{зг}}=2,55\rho_s$, для П – подібного згину $R_{\text{зг}}=4\rho_s$.

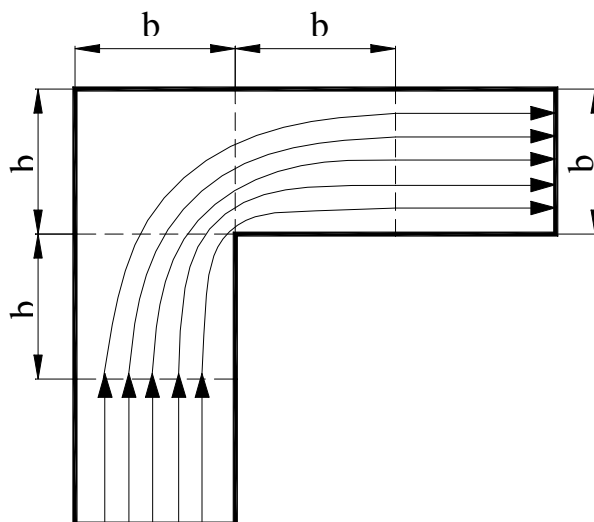


Рисунок 7.5 – Розподіл щільності струму в прямокутному згині плівкового резистора

Опір резисторів складної форми можна подати як суму опорів прямокутних ділянок і згинів:

$$R = \sum_{i=1}^{K_{\text{П}}} R_{\text{П}i} + \sum_{j=1}^{K_{\text{З}}} R_{\text{З}j} ,$$

де $\sum_{i=1}^{K_{\Pi}} R_{\Pi i}$ – сумарний опір прямолінійних ділянок;

K_{Π} – число прямолінійних ділянок;

$R_{\Pi i}$ – опір i -ї прямокутної ділянки;

$\sum_{j=1}^{K_3} R_{3j}$ – сумарний опір згинів;

K_3 – число згинів;

R_{3j} – опір j -го згину.

Для наближеного розрахунку опору резистора з формою типу меандр можна скористатися формулою

$$R \approx \rho_s \frac{l_{\text{сер}}}{b} = \rho_s \cdot K_{\text{сер}},$$

де $l_{\text{сер}}$ – середня довжина резистивної плівки (рис. 7.3, а);

$K_{\text{сер}}$ – середня величина коефіцієнта форми.

Підгонка номіналів елементів після їхнього одержання є важливою перевагою плівкової технології. Підгонка застосовується, якщо технологія виготовлення не дозволяє отримати плівкові елементи з заданою точністю. Підгонка може бути груповою та індивідуальною.

Групова підгонка провадиться одночасно для всіх резисторів. Здійснюється вона оксидуванням, травленням. Досяжна точність групової підгонки – одиниці відсотків.

Індивідуальна послідовна підгонка елементів компенсує систематичні і випадкові похибки технологічного процесу. Завдяки цьому досягається висока точність номіналів елементів. Застосовують плавну і східчасту підгонку опорів резисторів. Плавна підгонка забезпечує точність до сотих часток відсотка, а східчаста – до одиниць відсотків. Підгонка елементів може бути передбачена топологією. У цьому випадку коректують форму резистивної плівки шляхом усунення частини резистивного матеріалу. Конструкції резисторів, із пивною підгонкою, наведені на рис. 7.6.

Ступенева підгонка опорів тонкоплівкових резисторів здійснюється усуненням металевих перемичок у секціях, що підганяються. У конструкціях резисторів, зображених на рис. 7.7, а, б, до опорів основного резистора додають опір секцій з постійним (рис. 7.7, а) чи змінним (рис. 7.7, б) кроком (крок – довжина секції). У конструкції (рис. 7.7, в) опір додаткової секції збільшується зі зменшенням кількості шунтів.

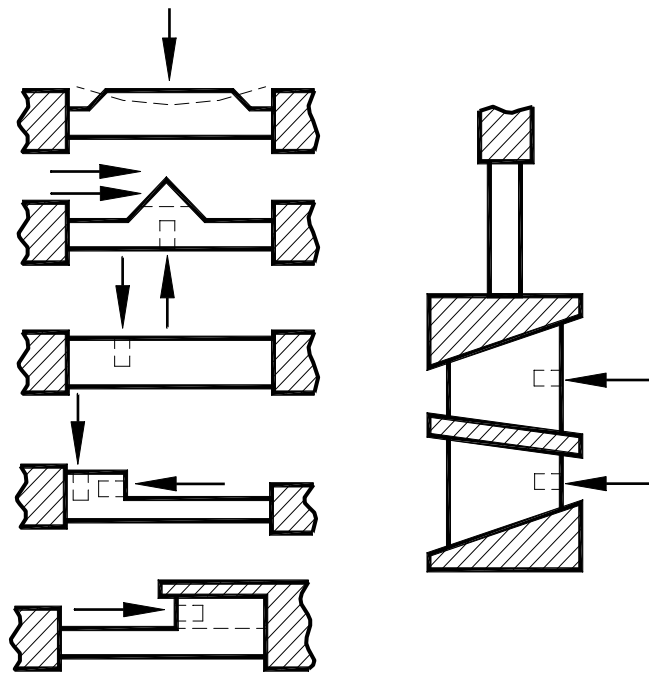


Рисунок 7.6 – Конструкція резисторів із плавною підгонкою опору

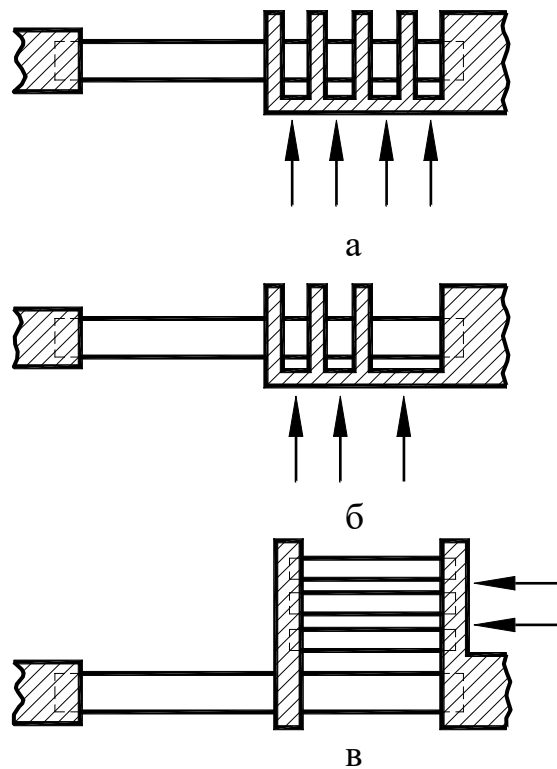


Рисунок 7.7 – Ступенева підгонка опору тонкоплівкових резисторів

Найбільш продуктивним і широко застосовуваним у промисловості є метод лазерної підгонки. Перевагою його є висока точність, обумовлена можливістю точного дозування впливу лазерного променя на плівку, і простота автоматизації процесу. За допомогою лазерного променя можна вилучати

частину резистивної плівки або опромінювати плівку, нагріваючи її без руйнування з метою зміни структури. В обох випадках точність підгонки опору може становити 0,1%. Комбінуючи поперечний і поздовжній рух променя по плівці (рис. 7.8), можна підганяти резистори з великим відхиленням опору від номіналу.

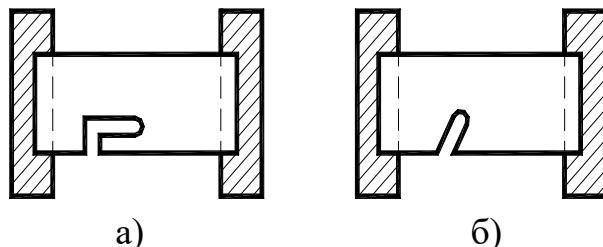


Рисунок 7.8 – Підгонка резисторів з великим відхиленням опору від номіналу:
а – з участками грубої і точної підгонки; б – з комбінованою підгонкою

Провідникові й резистивні матеріали використовуються для виготовлення елементів комутації і пасивних елементів ГІС.

Елементи комутації (провідники і контактні площадки) служать для електричного з'єднання компонентів і елементів ГІС між собою, а також для приєднання до виводів корпусу.

Для виводів безкорпусних активних і пасивних компонентів і для приєднання контактних площадок до виводів корпусу ІС використовують мікродріт з алюмінію або золота. При цьому недоліком золота є висока вартість, а алюмінію – низька механічна міцність, що знижує міцність з'єднання.

До матеріалів, що використовуються як плівкові провідники і контактні площадки, висуваються такі вимоги: висока електропровідність; добра адгезія до підкладки, висока корозійна стійкість; забезпечення низького контактного опору; можливість паяння або зварювання виводів навісних компонентів і дровових перемичок; сумісність технології нанесення плівкових комутаційних елементів із технологією виготовлення інших елементів та ін. У ГІС, які мають високу надійність, використовується золото з підшаром хрому, ніхрому або титану. Підшар забезпечує високу адгезію, а золото – потрібну електропровідність, високу корозійну стійкість, можливість паяння та зварювання. За менш високих вимог до надійності провідники виготовляють із плівок міді або алюмінію з підшаром хрому, ніхрому, ванадію або титану. Для запобігання окисдування міді й поліпшення умов паяння або зварювання мідні контактні площадки покривають хромом, нікелем, золотом або ванадієм. Алюміній має досить високу корозійну стійкість і може використовуватися без захисного покриття, якщо приєднання навісних компонентів і створення

зовнішніх контактів здійснюється зварюванням. Для забезпечення можливості паяння плівку із алюмінію покривають нікелем або ванадієм. Товщина мідних і алюмінієвих провідників становить 1 мкм, а товщина нікелевого чи золотого покриття – десятки – соті частки мікрметра.

До матеріалів для резистивних плівок висувають підвищені вимоги до величини ρ і α_ρ , їх часової стабільності, потужності розсіювання та ін.

Як резистивні матеріали тонкоплівкових резисторів використовують чисті метали, сплави, з'єднання і композиційні матеріали.

З чистих металів для одержання плівкових резисторів найбільше застосування отримали хром і тантал. Зі сплавів найчастіше використовують плівки ніхрому (X20H80), які отримують методом термічного випарювання й конденсації у вакуумі. Хімічний склад плівок помітно відрізняється від складу сплаву, який випаровується, що обумовлено розходженням у тисках парів Ni і Cr при температурі випару. Зазвичай використовується тонка ніхромовна плівка, що має $\rho_s=40\dots400\text{ Ом/кв}$ і $\alpha_\rho=-3\cdot 10^{-4}\dots+2\cdot 10^{-4}\text{ K}^{-1}$. Такі плівки мають досить добру адгезію до діелектричної підкладки і високу стабільність властивостей. Найбільш стабільні характеристики вдається отримати, якщо температура підкладки становить $T_{\text{п}}=350\dots400^\circ\text{C}$ ($\rho_s=10\dots100\text{ Ом/кв}$, $\alpha_\rho=(2\dots100)\cdot 10^{-5}\text{ K}^{-1}$).

Для одержання плівок із високим значенням ρ_s , до металевої основи додають діелектрики або напівпровідники, тобто цілеспрямовано утворюють структурні дефекти, що збільшують розсіювання електронів. До таких сплавів належать резистивні сплави, що містять Si: PC-3710 ($\approx 39\%$ Cr; 8...11% Ni; інше – Si), PC-3001 (28...32% Cr; 0,7...1,8% Fe; інше – Si) та ін.

Сплав PC-3710 ($\rho_s=500\dots2000\text{ Ом/кв}$) застосовується для виготовлення тонкоплівкових резисторів у ІС загального і спеціального призначення, а сплав PC-3001 ($\rho_s=800\dots3000\text{ Ом/кв}$) – для одержання прецизійних тонкоплівкових резисторів. Сплави випускаються у вигляді порошків із розміром часток 0,04...0,07 мм. У них крім силіцидів, можуть мати місце й оксиди типу SiO_2 , Cr_2O_3 , Fe_2O_3 .

Структура плівок може бути різною – від аморфної до великокристалічної; усе залежить від конкретних умов нанесення й обробки плівок, складу вихідного сплаву, складу середовища, швидкості нанесення плівки, температури підкладки, температури спікання тощо. Наприклад, плівки зі сплаву PC-3710, які було напилено на ситалову підкладку із $T_{\text{п}}=350^\circ\text{C}$, мають аморфну структуру з $\rho_s=600\text{ Ом/кв}$ і негативний $\alpha_\rho=-2\cdot 10^{-4}\text{ K}^{-1}$. Збільшення температури підкладки $T_{\text{п}}$ сприяє переходу структури від аморфного до полікристалічного стану, призводить до поступового підвищення ρ_s за рахунок

збільшення в структурі відносної частки CrSi_2 , а також до підвищення α_p і переходу його від негативних значень до позитивних: при $T_{\text{п}}=400^\circ\text{C}$ і $\rho_s=1000$ Ом/кв, $\alpha_p=0$; при $T_{\text{п}}=525^\circ\text{C}$ і $\rho_s=1200$ Ом/кв, $\alpha_p=4\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$.

У мікроелектроніці для тонкоплівкових резисторів широке застосування знаходять багатокомпонентні резистивні сплави типу МЛТ, що містять Si, Cr, Ni, Al, W. Вони мають високу стійкість до окислювання і впливу хімічно активних середовищ. Плівки сплавів МЛТ різних номерів при товщині 0,1...1 мкм дозволяють отримати $\rho_s=400\text{...}200000$ Ом/кв і $\alpha_p=(2,5\text{...}4)\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$. Наприклад, плівки з МЛТ (43,6% Si, 17,6% Cr, 14,1% Fe і 24,7% W) мають $\rho_s=350\text{...}500$ Ом/кв, $\alpha_p=5\cdot 10^{-5}\text{K}^{-1}$, $\Delta R/R \leq 0,1\%$ після термообробки.

Двокомпонентними матеріалами, що містять Si, для тонкоплівкових резисторів ІС служать дісиліциди Mo і Cr і сплави Si і Cr із різним відсотком компонентів: MoSi_2 ($\rho_s=200$ Ом/кв, $\alpha_p=-1,25\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$), CrSi_2 ($\rho_s=1300$ Ом/кв, $\alpha_p=2\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$), $\text{Si}_57\text{Cr}_{43}$ ($\rho_s=2000$ Ом/кв, $\alpha_p=-1,5\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$), $\text{Si}_{73}\text{Cr}_{27}$ ($\rho_s=20000$ Ом/кв, $\alpha_p=-14\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$), РС-4800 (48% Cr, 52% Si; $\rho_s=100$ Ом/кв, $\alpha_p=2\cdot 10^{-4}\text{K}^{-1}$) і ін. Плівки отримують розпилюванням в атмосфері Ar із наступним спіканням в азоті при $T_{\text{п}}=500\text{...}560^\circ\text{C}$.

У технології ІС для тонкоплівкових резисторів також широко використовуються кермети (кераміко-металеві або металодіелектричні композиції). Це суміші діелектричних, керамічних складових (SiO , SiO_2 , MgO , Al_2O_3 , скла та ін.) із провідниковою фазою з металів (Au, Cr, Re, ніхрому, силіцидів хрому). Структура керметів складається з провідних часток, які оточені прошарками аморфних або кристалічних оксидів. Істотною перевагою керметних плівок є можливість змінювання їх питомих опорів у широких межах. Найбільшого поширення набула композиція Cr-Si, тонкі плівки якої виготовляються методом вибухового випару з наступною термообробкою для стабілізації властивостей. Під час термообробки відбувається витиснення окисного прошарку між зернами й утворення замість нього сполучення Cr_3Si . У результаті опір ізоляційних прошарків між зернами замінюється опором контактування.

Кермет випускається трьох видів – К-20С, К-30С, К-50С, що містять відповідно 10, 30, 50% SiO_2 і 90, 70, 50% порошку Cr.

Для одержання високотемпературних керметних плівок використовують системи $\text{Re-Al}_2\text{O}_3$ і $(\text{Re-W})\text{-Al}_2\text{O}_3$, що забезпечують $\rho_s=100$ кОм/кв, $\alpha_p<1\cdot 10^{-3}\text{K}^{-1}$.

Плівкові конденсатори. Поряд з резисторами ГІС у деяких випадках використовуються плівкові конденсатори. Для характеристики конденсаторів застосовують такі основні параметри: номінальна ємність $C_{\text{ном}}$ і припустимі

відхилення від номіналу $\pm \left(\frac{\Delta C}{C} \right)_{\text{доп}}$, %; температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ) α_C ; коефіцієнт старіння $K_{\text{ст}}$; робоча напруга $U_{\text{раб}}$; добротність Q чи тангенс кута втрат $\text{tg}\delta$; опір ізоляції $R_{\text{із}}$; діапазон робочих частот; діапазон робочих температур та ін.

До конструкції конденсаторів висуваються наступні конструктивно-технологічні вимоги: мінімальні габарити; відтворюваність характеристик у процесі виробництва; сумісність технологічних процесів виготовлення конденсаторів з технологічними процесами виготовлення інших елементів ГІС.

Конструктивно плівкові конденсатори є тришаровою структурою метал-діелектрик-метал (МДМ) і складаються з нижньої і верхньої обкладок, розділених шаром діелектричного матеріалу (рис. 7.9).

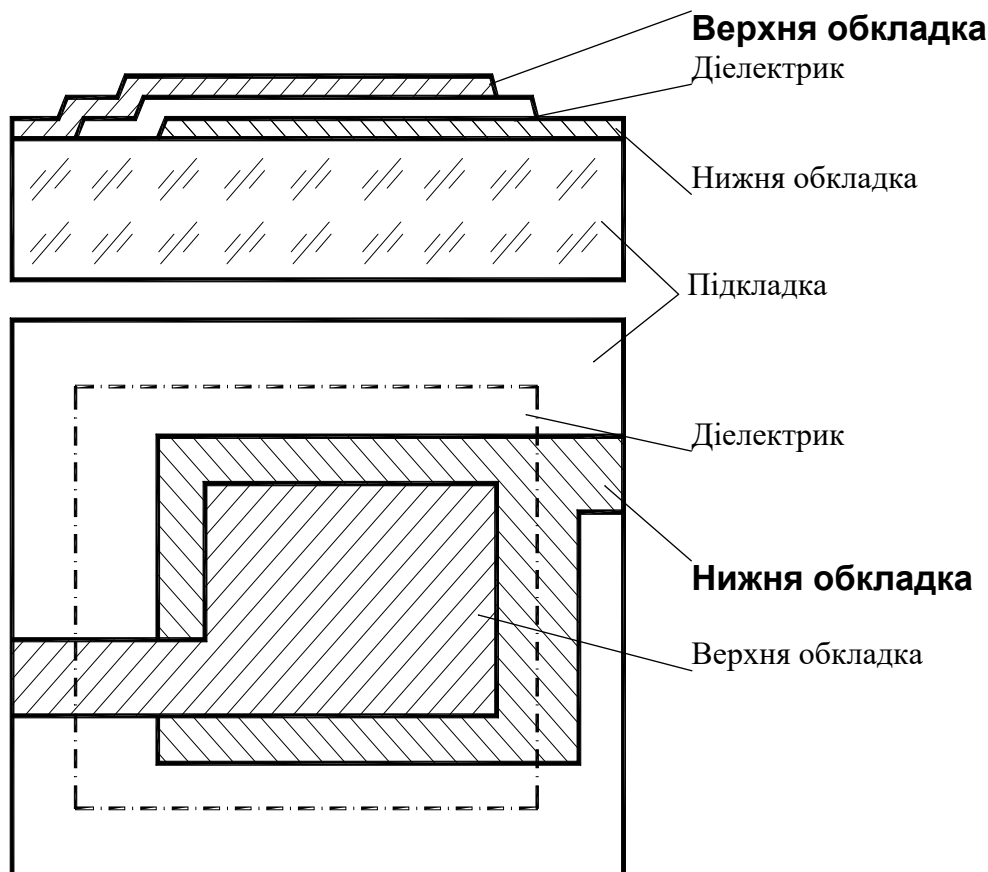


Рисунок 7.9 – Тонкоплівковий конденсатор

Конструкція, зображена на рис. 7.9, характерна для конденсаторів з відносно великою ємністю (сотні – тисячі пФ). Її особливістю є те, що контур верхньої обкладки цілком вписується в контур нижньої. Площа взаємного перекриття обкладок $S=BL$. У цій конструкції неточність сполучення контурів

обкладок не позначається на ємності. Контур діелектрика виходить за межі обох обкладок. Це виключає можливість замикання обкладок.

Плівковий конденсатор великої ємності може мати складну конфігурацію. Це дозволяє під час розробки топології мікросхеми цілком використовувати вільні ділянки площі підкладки.

Для конденсаторів невеликої ємності (десятки пФ) з активною площею від 1 до 5 мм² обкладки конденсатора можна виконувати у вигляді двох провідників, що пересікаються й розділені плівкою діелектрика.

Ємність плівкового конденсатора

$$C = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{S}{d} = C_0 S ,$$

де S – площа взаємного перекриття обкладок;

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – діелектрична постійна;

ε – відносна діелектрична проникність діелектрика;

d – товщина діелектрика;

$$C_0 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{d} \text{ – питома ємність.}$$

У разі розрахунку геометричних розмірів конденсаторів малої площі ($S=1\dots 5$ мм) необхідно враховувати збільшення ємності конденсатора, викликане впливом крайового ефекту (збільшення напруженості електричного поля на краях обкладок). Площа конденсатора має бути зменшена.

$$S = \frac{C}{K C_0} ,$$

$$\text{де } K = 1,25 - 0,063 \left(\frac{C}{C_0} - 1 \right).$$

Питома ємність C_0 обумовлюється діелектричною проникністю матеріалу діелектрика ($\varepsilon=3\dots 25$) і товщиною діелектрика d . Мінімальне значення d обмежене електричною міцністю діелектрика і дефектами структури діелектричної плівки. При товщині діелектрика менш 0,1 мкм, у ньому можливе утворення пір, що може призвести до короткого замикання обкладок або виникнення ділянок з підвищеною напруженістю електричного поля. Максимальне значення d обмежене механічною міцністю отримуваної структури. Із зростанням товщини плівки збільшується рівень механічних напруг, обумовлених різним ТКЛР плівки діелектрика і підкладки. Зі збільшенням d необхідно враховувати товщину верхньої обкладки для запобігання її розривів на сходинках (рис. 7.9). Товсті металеві плівки теж відшаровуються через великі механічні напруги. Оптимальна товщина діелектрика становить 0,3...0,7 мкм.

Максимальну ємність тонкоплівкових конденсаторів обмежують величиною 10000 пФ. З більшою ємністю конденсатор займає дуже багато місця на платі і має невисоку надійність, тому що імовірність появи дефектів у діелектрику пропорційна площі S.

Температурний коефіцієнт ємності α_C обумовлюється температурним коефіцієнтом діелектричної проникності діелектрика. Для більшості використовуваних діелектричних матеріалів α_C знаходиться в межах від $-60 \cdot 10^{-6}$ до $+500 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Коефіцієнт старіння характеризує зміну ємності конденсатора внаслідок зміни властивостей плівкового діелектрика і матеріалу обкладок з часом. Для застосовуваних матеріалів він дорівнює $(1 \dots 5) 10^{-5} \text{ год}^{-1}$.

Робоча напруга U_p плівкового конденсатора забезпечується підбором матеріалу діелектричної плівки з необхідним значенням електричної міцності (пробивної напруженості електричного поля) $E_{пр}$ і необхідною товщиною плівки d. Для більшості діелектричних матеріалів $E_{пр} = (1 \dots 9) \cdot 10^6 \text{ В/см}$. Товщина діелектрика, вибирається з умови забезпечення заданої робочої напруги:

$$d = \frac{K_3 U_p}{E_{пр}},$$

де $K_3 = 3 \dots 10$ – коефіцієнт запасу; більше значення K_3 береться для розрахунку конденсаторів підвищеної надійності.

Добротність плівкового конденсатора Q залежить від його конструкції і використовуваних матеріалів і обумовлюється: втратами в діелектрику, втратами в обкладках і виводах.

$$Q = \frac{1}{\text{tg}\delta_d + \text{tg}\delta_{об}},$$

де $\text{tg}\delta_d = \omega C r_d$ – тангенс кута діелектричних втрат у діелектрику; для більшості використовуваних матеріалів на частоті 1 МГц $\text{tg}\delta_d = 10^{-2} \dots 10^{-3}$;

$\text{tg}\delta_{об} = \omega C (r_0 + r_v)$ – тангенс кута втрат в обкладках і виводах.

Опір обкладок r_0 залежить від конструкції конденсатора, провідності матеріалу обкладок і їх конфігурації і геометричних розмірів, а також розподілу ліній струму в обкладках.

Добротність плівкових конденсаторів $Q = 10 \dots 100$.

Матеріали для конденсаторів. Характеристики конденсаторів обумовлюються властивостями застосовуваних матеріалів. До діелектрика конденсаторів висуваються такі вимоги: високі значення діелектричної проникності ϵ , електричної міцності $E_{пр}$ і опору ізоляції $R_{із}$, малі значення

температурного коефіцієнта діелектричної проникності α_c і діелектричних втрат $\text{tg}\delta$, добра адгезія, сумісність з технологічними процесами виготовлення інших елементів мікросхеми.

Для виготовлення діелектричних тонких плівок застосовують монооксиди кремнію Si і германію Ge, оксиди алюмінію Al_2O_3 , танталу Ta_2O_5 , титану TiO_2 , деякі різновиди скла (табл. 7.3)

Таблиця 7.3 – Електрофізичні параметри матеріалів для тонкопліткових конденсаторів

Матеріал		Параметри							
для напilenня діелектрика	для напilenня обкладок	питомий поверхневий опір обкладок $\rho_s, \text{Om}/\square$	питома ємність $C_0, \text{пФ}/\text{см}^2$	робоча напруга, $U_{\text{роб}}, \text{В}$	діелектрична проникність ϵ для $f=1\text{кГц}$	тангенс кута діелектричних утрат $\text{tg}\delta$ для $f=1\text{кГц}$	електрична міцність $E_{\text{пр}}, \text{В}/\text{см}$	робоча частота, МГц	температурний коефіцієнт ємності, $\alpha_c, 1/^\circ\text{C}$
Монооксид кремнію	Алюміній А99	0,2	5000	60	5,0–6,0	0,01–0,02	$(2-3)\cdot 10^6$	500	$2\cdot 10^{-4}$
			10000	30					
Монооксид германію			5000	10	11-12	0,005–0,007	$1,0\cdot 10^6$	300	$3\cdot 10^{-4}$
			10000	7					
			15000	5					
Боросилікатне скло			2500	24	4	0,001–0,0015	$(3-4)\cdot 10^6$	300	$0,35\cdot 10^{-4}$
			5000	15					
			10000	10					
Скло електровакуумне С41-1			15000	8	5,2	0,002–0,003	$(3-4)\cdot 10^6$	300	$(0,5-1)\cdot 10^{-4}$ для $T = -60\div 25^\circ\text{C}$, $(1,5-1,8)\cdot 10^{-4}$ для $T = 25\div 155^\circ\text{C}$
			20000	10–12,6					
			30000	6,3–10					
			40000	6,3					

Діелектрик конденсатора формується методом термічного напilenня, іонно-плазмового і реактивного розпilenня.

Матеріал обкладок конденсатора повинен мати низький електричний опір; низьку міграційну рухливість атомів; добру адгезію до підкладок і плівок, що були виготовлені раніше; ТКЛР, близький до ТКЛР плівок підкладки й діелектрика; високу корозійну стійкість. Виходячи з цих умов, для обкладок застосовують алюміній з підшаром титану або ванадію.

Застосування пліткових конденсаторів у ГІС та МЗБ зменшується. Це пов'язано з недостатньою їх надійністю, відносно великими розмірами й

ускладненням технології виготовлення. Замість них застосовують спеціальні навісні малогабаритні конденсатори.

Контрольні запитання і завдання

1. Наведіть конструкції тонкоплівкових резисторів.
2. Як визначається опір резистора простої форми (смушкового)?
3. Що таке питомий поверхневий опір? Яку він має розмірність?
4. Визначте опір смужкового резистора за таких умов: $l = 5\text{мм}$, $b = 1\text{мм}$, $\rho_s = 200\text{ Ом/кв}$.
5. Визначити питомий поверхневий опір резистивної плівки за таких умов: $l = 10\text{мм}$; $b = 2\text{мм}$; $R = 2\text{кОм}$.
6. Які фактори обмежують геометричні розміри тонкоплівкового резистора.
7. Чим визначається коефіцієнт старіння плівкового резистора?
8. Чим характеризуються частотні властивості плівкових резисторів?
9. У яких випадках застосовуються резистори складної форми?
10. Як визначити опір резистора складної форми?
11. Для чого застосовується підгонка резисторів?
12. Від чого залежить ТКО плівкового резистора? Які види підгонки тонкоплівкових резисторів існують?
13. Яким вимогам має відповідати матеріал для тонкоплівкових провідників і контактних площадок?
14. Які матеріали застосовуються для тонкоплівкових провідників і контактних площадок?
15. Які матеріали застосовуються для тонкоплівкових резисторів?
16. Охарактеризуйте метали та сплави, які використовуються для тонкоплівкових резисторів?
17. Охарактеризуйте склад та особливості резистивних сплавів типу РС.
18. Що таке кермет?
19. Якими характеристиками характеризується тонкоплівковий конденсатор?
20. Наведіть конструкцію тонкоплівкового конденсатора.
21. Які фактори визначають ємність конденсатора?
22. Які фактори визначають стабільність ємності конденсатора?
23. Від чого залежить добротність тонкоплівкового конденсатора?
24. Які матеріали застосовуються в тонкоплівковому конденсаторі?

7.4 Виготовлення тонкоплівкових ГІС

Процес виготовлення тонкоплівкових ГІС містить у собі підготовку поверхні підкладки, нанесення плівок на підкладку і формування конфігурацій тонкоплівкових елементів, контроль і підгонку елементів, розрізання підкладок на плати, монтаж плати у корпус, монтаж навісних компонентів, функціональний контроль, герметизація, випробування, маркування і захист корпусу (рис. 7.10). Важливе значення в ході створення ГІС мають контрольні операції, а також підготовка виробництва: виготовлення комплекту масок і фотошаблонів, придбання, вхідний контроль компонентів ГІС і вихідних матеріалів.

Очищення підкладок. Забруднення на поверхні підкладки можуть спричинити паразитні електричні зв'язки та короткі замикання в електричних колах, корозію матеріалів плівок, локальні погіршення адгезії до підкладки, підвищену проникність вологи.

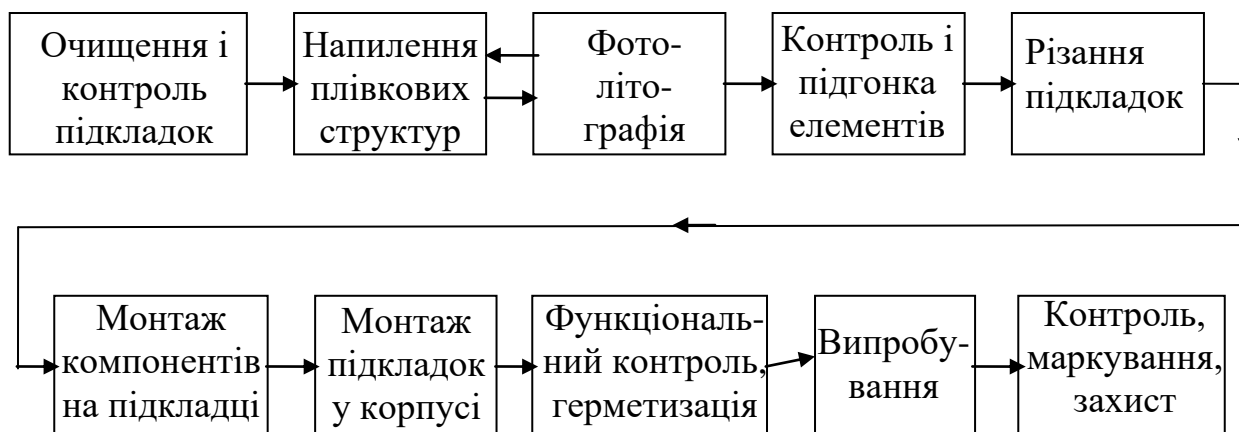


Рисунок 7.10 – Спрощена схема послідовності технологічних операцій виготовлення тонкоплівкової гібридної мікросхеми

На поверхні діелектричної підкладки існують багато різних забруднень. Це можуть бути волокна органічних матеріалів, пісок, зола, попіл, оксиди, масло, жир, метали, іони різноманітних домішок.

Джерелами забруднень є пил та інші частки із повітря; рідкі хімічні реактиви (кислоти, органічні розчини, вода); металеві пінцети, пальці рук оператора тощо.

Для очищення проводять цикл різних обробок у певній визначеній послідовності. Застосовують хімічну обробку, термообробку, іонне бомбардування й механічну обробку.

Для більшості підкладок є ефективним очищення в ультразвуковій ванні із розчинником. Як розчинники використовують вуглеводні – трихлоретан, перхлоретилен та ін.

Хімічна обробка застосовується у сукупності із ультразвуковою, а також і окремо. Хімічні реагенти поділяються на лужні й кислі. Лужні реагенти усувають жири і знижують поверхневий натяг. Кислоти реагують із забрудненнями і перетворюють їх у легко розчинні сполуки.

Для усунення залишкових забруднень після хімічної обробки для остаточного очищення використовують деіонізовану воду та проводять очищення у парах ізопропилового спирту.

Для прикладу наведемо послідовність технологічного процесу очищення для підкладок із скла, сапфіра та кераміки:

- ультразвукове промивання в розчиннику при 20°C;
- ультразвукове промивання в розчиннику при 70°C і у парах розчинника;
- промивання у проточній воді;
- кип'ятіння у розчині перекису водню;
- промивання у гарячій дистильованій воді;
- кип'ятіння у деіонізованій воді;
- сушіння у потоці чистого азоту при 110°C.

Для металевих підкладок не застосовують ультразвукову обробку, бо вона руйнує поверхневий шар підкладок. Для очищення металевих підкладок, щоб запобігти руйнуванню поверхні хімічними реагентами, застосовують гарячі водні розчини.

Типовий технологічний процес очищення підкладок із ситалу такий:

- кип'ятіння у розчині перекису водню, дистильованої води і водного аміаку;
- промивання у проточній дистильованій воді або деіонізованій воді;
- кип'ятіння у дистильованій воді;
- сушіння у парах ізопропилового спирту або в потоці азоту чи аргону, що мають температуру біля 320°C.

Після очищення проводять контроль очищення підкладки. Для цього застосовуються різні методи.

Поверхня підкладки швидко забруднюється із навколишнього повітря виробничого приміщення. Тому підкладки негайно розташовують в установках для нанесення тонких плівок і проводять процес напилення або підкладки зберігаються у герметичних ексикаторах чи вакуумних шафах. Термін зберігання до процесу напилювання становить не більше 1,5...2 годин.

У промисловості для нанесення тонких плівок найбільше розповсюджені методи вакуумного напилення: термовакуумне напилення, іонне розпилення, магнетронне розпилення.

Термовакuumне наплення (ТВН) – це процес, у якому речовина нагрівається у високому вакуумі (вищому чи такому, де тиск дорівнює $1,33 \cdot 10^{-3}$ – $1,33 \cdot 10^{-5}$ Па) до температури випаровування. Атоми випаровуваної речовини конденсуються на підкладці, температура якої значно нижча за температуру випаровування речовини. Процес відбувається у спеціальних вакуумних камерах (рис. 7.11). Усередині вакуумна камера містить випарник, тримач підкладки, підігрівач підкладки та пристрої для вимірювання тиску, товщини плівок, швидкості осадження, температури випарника й підкладки. Паралельно випарнику у вакуумній камері розташовано столик для підкладок, де відбувається їх підігрів у процесі нанесення тонкої плівки. Підігрів має бути рівномірним для всієї площі, тому розміри підкладок зазвичай менші за площу підігрівача. Нагрівають підкладки залежно від речовини, що осаджують на неї, у межах 200 – 600°C.

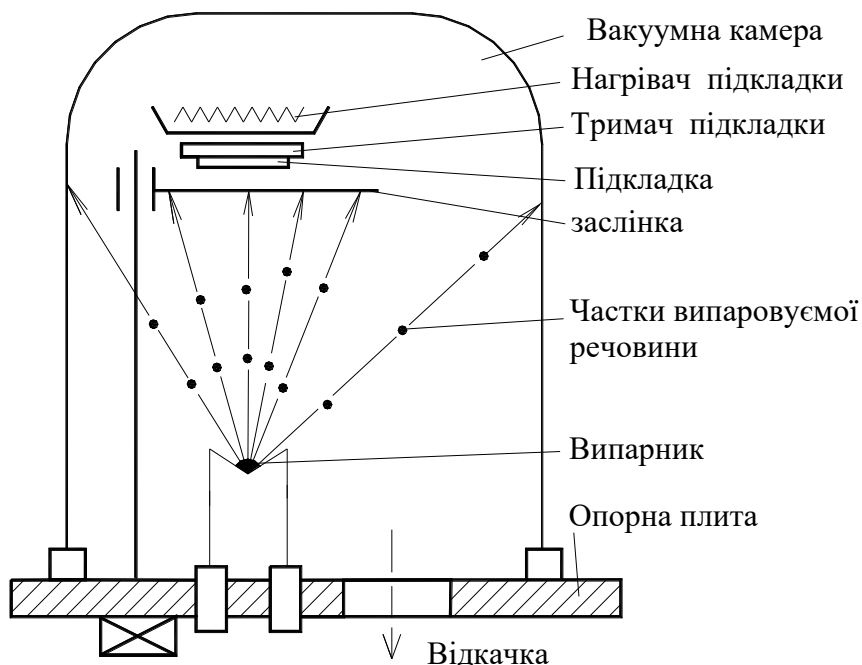


Рисунок 7.11 – Установа термовакuumного наплення

У процесі термовакuumного наплення можна виділити чотири етапи: утворення пари речовини, поширення пари від випарника до підкладки, конденсація пари на підкладці, утворення плівки.

Утворення пари речовини здійснюється шляхом його випаровування. Речовина випаровується за будь-якої температури, вищої за абсолютний нуль. Для підвищення інтенсивності пароутворення речовину нагрівають. За цих умов підвищується середня кінетична енергія атомів і зростає ймовірність розриву міжатомних зв'язків. Атоми відриваються від поверхні й поширюються

у вільному просторі, утворюючи пару. Деяка частина атомів повертається на поверхню речовини. Якщо кількість атомів, які залишили поверхню, дорівнює кількості атомів, що повернулися, то процес випаровування стає рівноважним. Тиск пари, який відповідає рівноважному стану системи, називається *тиском насиченої пари* p_s . Температура, за якої $p_s=1,33$ Па, називають *умовною температурою випаровування*. Для деяких речовин умовна температура випаровування менша за температуру плавлення, тобто речовини інтенсивно випаровуються з твердого стану. Це явище називається *сублімацією*.

Поширення пари від випарника до підкладки здійснюється у високому вакуумі. До відкачування вакуумної камери весь її простір заповнений атмосферним газом. Молекули газу перебувають у безперервному тепловому русі. При цьому вони безперервно стикаються одна із одною й з стінками камери. Чим вища температура, тим інтенсивніший їхній рух і більша швидкість. Тиск у камері визначається кількістю зіткнень молекул об стінки за одиницю часу. Середня відстань, яку проходить молекула між двома зіткненнями, називається *довжиною вільного пробігу* λ . Вона дорівнює

$$\lambda = \frac{kT}{\pi\sqrt{2}\delta^2 p},$$

де $k=1,37 \cdot 10^{-17}$ Па·см³/К – стала Больцмана;

T – температура, К;

δ – ефективний діаметр часток газу;

p – тиск газу, Па.

Залежність довжини вільного пробігу λ від температури T визначається співвідношенням:

$$\lambda_{T_1} = \frac{T_2}{T_1} \lambda_{T_2},$$

де λ_{T_1} – довжина вільного пробігу при T_1 , а λ_{T_2} при T_2 .

Молекулярний потік випаровуваної речовини має досягти підкладки без втрат на стінках камери та забезпечити швидке й рівномірне зростання товщини плівки. Ці умови виконуються, коли атоми рухаються прямолінійно й не розсіюватимуться на атомах залишкового газу, тобто довжина вільного руху λ перевищує відстань між випарником і підкладкою U промислових вакуумних установках відстань від випарника до підкладки не перебільшує 30 см. Розрахунки свідчать, що при тиску $1,33 \cdot 10^{-2}$ Па довжина вільного пробігу дорівнює 4,7 см, а при $p=1,33 \cdot 10^{-3}$ Па зростає до 4,7 м. Звідси випливає, що у пролітному просторі значення вакууму має перевищувати $1,33 \cdot 10^{-3}$ Па.

Плівка не має містити забруднення, які можуть спричинити залишкові гази й значно змінити її електрофізичні властивості.

Конденсація пари на поверхні підкладки залежить від температури підкладки і густини молекулярного потоку. Атоми пари, що досягли поверхні підкладки, можуть миттєво відбитися від неї, адсорбуватися і через деякий час залишити поверхню підкладки. Для цих атомів відбувається процес *ревипаровування*. Інші атоми адсорбуються і після короточасного мігрування (руху) по поверхні остаточно залишаються на ній. Ці атоми конденсуються на підкладці.

Конденсація атомів відбувається, якщо середня енергія атомів підкладки нижча за енергію зв'язку їх з атомами речовини, що напилюється. Якщо підкладка нагріта, енергія її атомів вища і ймовірність конденсації пари нижча. Для кожної речовини існує така критична температура підкладки $T_{кр}$, вище за яку вони ревипаровуються, а нижче – конденсуються. Критична температура $T_{кр}$ визначається також густиною молекулярного потоку. Чим більша густина молекулярного потоку, тим вища $T_{кр}$. З визначеною температурою підкладки ($T < T_{кр}$) існує також критична густина потоку нижче якої конденсація пари не відбувається.

Формування плівки починається з утворення *зародків*. Атом, що рухається по поверхні підкладки, затримується у місцях, де система атом-підкладка має мінімальну енергію. До нього приєднуються інші атоми, що мігрують по поверхні або безпосередньо попадають із прольотного простору випарник-підкладка. У процесі конденсації зародки ростуть. Між зародками виникають з'єднувальні містки і поступово зародки об'єднуються і утворюють великі острівки. Після цього острівки з'єднуються між собою і виникає єдина сітка. Сітка переростає у суцільну плівку, яка починає рости у товщину. Починаючи з цього моменту вплив підкладки на формування плівки усувається і частки пари не відбиваються від поверхні плівки.

На етапі виникнення зародків і формування плівки необхідно звести до мінімуму вплив залишкового газу, часток речовини випарника і забруднень на поверхні підкладки. Ці фактори впливають на електрофізичні властивості плівки і зменшують її адгезію (зчеплення) до підкладки. Для запобігання цьому випарники мають тиск насиченої пари значно менший, ніж тиск пари речовини, що випаровується. Вплив залишкових газів зменшують за рахунок скорочення часу напилювання плівки, підвищуючи швидкість випаровування. Речовину випаровують при температурі значно більшій, ніж умовна температура випаровування, тобто використовують форсований режим. Забруднення,

існуючі на поверхні підкладки, усувають у процесі остаточного очищення, що відбувається безпосередньо у вакуумній камері у плазмі газового розряду перед напиленням. Поверхня підкладки піддається бомбардуванню іонами, які вибивають з поверхні атоми органічних і неорганічних забруднень.

Випарники. У вакуумних установках використовують два типи випарників: із прямим і непрямим підігрівом. *Випарники з прямим підігрівом* нагріваються до температури випаровування від пропускання струму через випарник. Їх виготовляють з самої випаровуваної речовини. Випарники з прямим підігрівом можуть бути стрічкові й дотові. Для усунення перегріву на окремих ділянках і підвищення терміну роботи вони повинні мати незміну площу перерізу по всій довжині. Випарники з прямим нагрівом прості у виготовленні і дешеві.

Випарники із непрямим підігрівом – поділяються на резистивні, індукційні, радіаційні, електронно-променеві, дугові.

У *резистивних випарниках* тепло виділяється внаслідок проходження струму через нагрівач. Матеріал нагрівача повинен мати невеликий тиск пари при температурах випаровування й не вступати в хімічні реакції з матеріалами, що випаровуються. Для нагрівачів використовуються тугоплавкі метали: вольфрам, тантал, молібден. Випарники виготовляють у формі стрічок, човників, неглибоких тиглів (рис. 7.12). Вони дозволяють випаровувати матеріали у вигляді порошків, гранул, дроту, стрічки тощо.

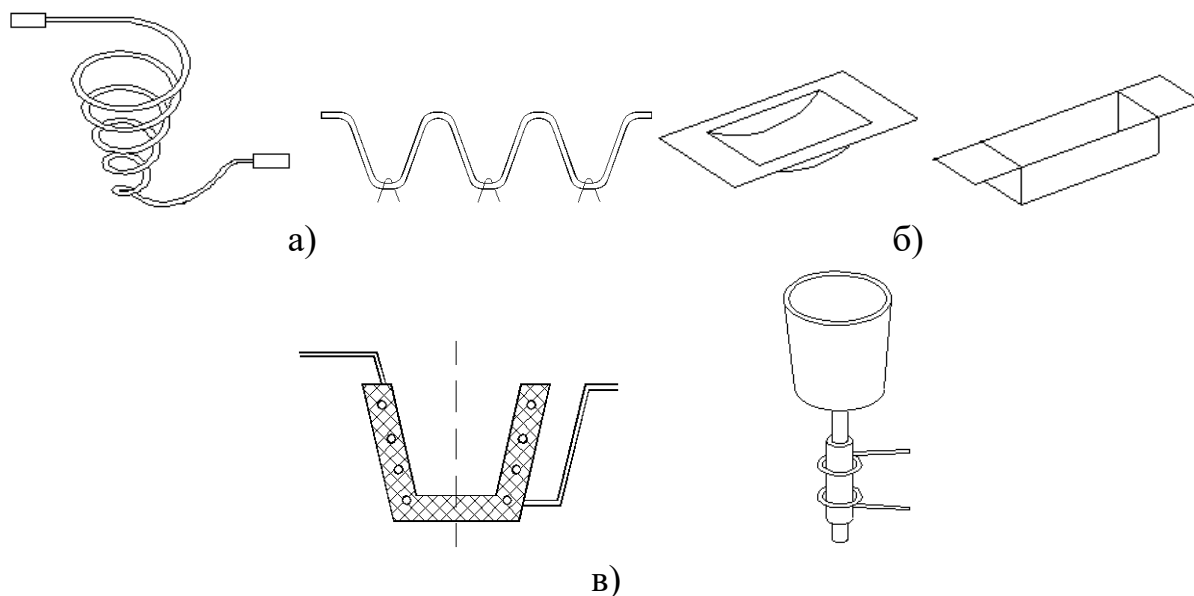


Рисунок 7.12 – Випарники: а – дотові; б – човникові; в – тигельні

Випарник із радіаційним нагрівом не має безпосереднього контакту з нагрівачем. Випаровувана речовина міститься у тиглі й нагрівається дотовим

нагрівачем, який розміщено на деякій відстані. Цей тип випарника використовується для наплення діелектричних матеріалів із невисокою температурою випаровування.

В *електронно променевих випарниках* випаровувана речовина нагрівається потоком електронів. Електрони гальмуються у поверхневому шарі речовини і нагрівають його. Потік електронів фокусують для отримання великої густини енергії на невеликій площі. Ці випарники застосовують для випаровування тугоплавких матеріалів з великою швидкістю.

Індукційний випарник складається з котушки індуктора, у середині якої розміщено тигель із випаровуваною речовиною. Матеріал тигля має діелектричні властивості, а матеріал, що випаровується – провідник. По вітках індуктора пропускають високочастотний струм. Під дією високочастотного електромагнітного поля у випаровуваній речовині виникають вихрові струми, які нагрівають її.

Отримання вакууму. Для отримання вакууму попереднє відкачування проводиться форвакуумним насосом й остаточно – дифузійним насосом.

Форвакуумний насос – це механічний насос, що відкачує залишковий газ до тиску не нижче $1,33 \cdot 10^{-1}$ Па за рахунок періодичного переміщення механічних деталей. Після попереднього відкачування газу із камери вмикається *дифузійний насос*. Молекули відкачуваного газу дифундують у струмінь пари робочої рідини, що витікає із сопла насоса. Як робочу рідину використовують силіконове масло. Дифузійні насоси забезпечують досягнення вакууму не вище $1,33 \cdot 10^{-3}$ Па. Щоб отримати вищі значення вакууму, між насосами й вакуумною камерою найчастіше встановлюють один чи два азотні уловлювачі. Уловлювач охолоджується до температури рідкого азоту (77 К) і на його поверхні конденсується відкачуваний газ.

Процес наплення починається із завантаження вакуумної камери: випаровувану речовину містять у випарник, підкладки встановлюють у тримачі, маски – у маскотримачі. Потім камеру герметизують, відкачують повітря. При закритій заслінці нагрівають випарник до температури випаровування, а підкладку до потрібної температури. Здійснюють іонне очищення підкладки. Відкачують залишковий газ. Після цього відкривають заслінку і здійснюють наплення плівки. Коли товщина плівки досягне потрібної величини, заслінку закривають, і потік атомів, що конденсується на підкладці, припиняється. Підкладки охолоджують, у камеру напускають повітря і вивантажують підкладки.

До основних параметрів процесу термовакуумного наплення належать: тиск у камері, температура випарників, температура підкладки, час наплення.

Процес термовакуумного напилення є найпростішим процесом нанесення тонких плівок. Він дозволяє отримати плівки металів, діелектриків, напівпровідників, виготовляти пасивні елементи, металізацію у напівпровідникових структурах та ін. Процес забезпечує високі швидкості зростання плівок, високий ступінь чистоти плівок, виготовлення якісних плівок при відносно низькій температурі підкладок.

Недоліками процесу термовакуумного напилення є: труднощі формування однорідних за складом плівок у процесі напилення багатокомпонентних сплавів і речовин, недостатня рівномірність товщини плівок по поверхні підкладки на підкладках великих розмірів, труднощі напилювання тугоплавких металів (напилення можливе лише для матеріалів з температурою випаровування не більше 1800°C), відносно невелика адгезія плівок, велика тривалість підготовки до процесу напилення (відкачка повітря, що становить 1 – 2 год.), порівняно з тривалістю безпосередньо напилення – 1...15 хв.

Іонне розпилення проводиться у тліючому розряді. Із матеріалу, потрібного утворення плівки, виготовляють мішень. Утворення потоку часток відбувається у результаті бомбардування поверхні мішені іонами аргону, які мають енергію достатню для розпилення. Речовина розпилюється у вигляді нейтральних атомів або молекул. Поширення часток відбувається у плазмі газового розряду. Частки речовини, що розпилюється, стикаються з молекулами залишкового газу і тому надходять на поверхню підкладки з різних напрямків. На підкладку надходять також молекули та іони залишкових газів.

При іонному розпиленні для конденсації не існує критичної температури підкладки і критичної густини потоку речовини. Одночасно з нейтральними частками розпиленої речовини з міжелектродного простору на підкладку надходять іони інертного газу й іонізовані атоми речовини, що розпилюється. Заряджені частки прискорюють зростання зародків у площині поверхні підкладки. Однорідні плівки утворюються при менших товщинах, ніж у процесі термовакуумного напилення, але швидкість осадження плівок нижча.

Двоелектродний метод розпилення називають *катодним розпиленням*. Він проводиться у плазмі тліючого розряду у вакуумних камерах діодного типу (рис. 7.13).

Підкладки розміщують на аноді, а катод виготовляють із матеріалу, що розпилюється. У вакуумну камеру завантажують підкладки, атмосферний газ відкачують до тиску $1 \cdot 10^{-3} \dots 1 \cdot 10^{-4}$ Па, потім подають інертний газ (аргон) до тиску 1.3...13 Па. Після подання на катод-мішень негативного потенціалу 1,5...4 кВ відносно анода, що є заземленим, у камері запалюється тліючий розряд.

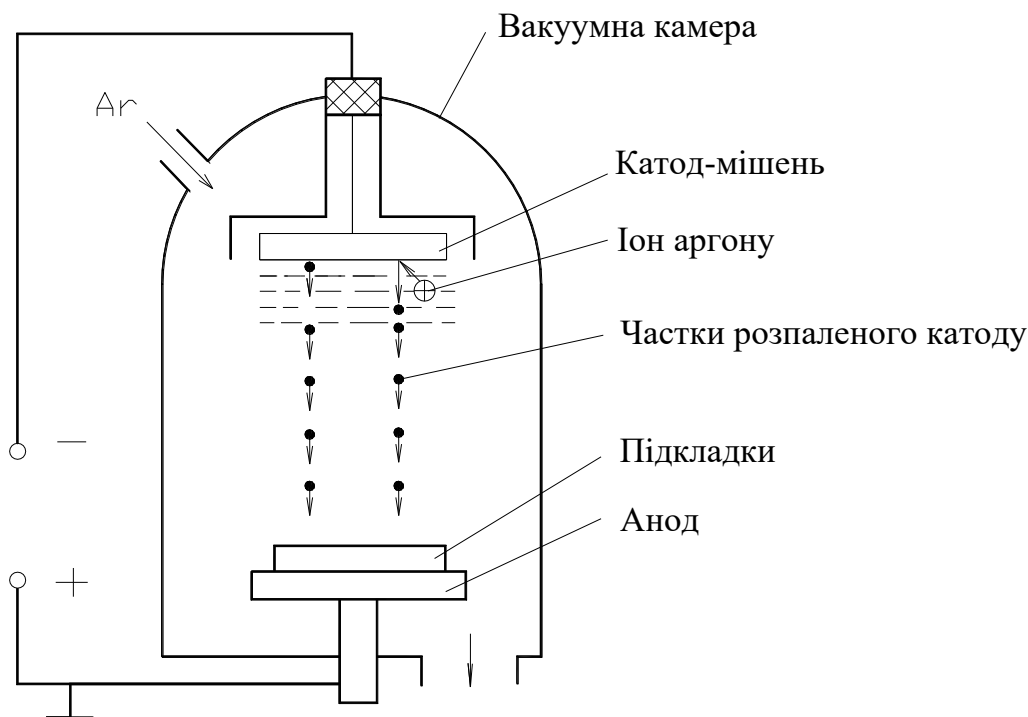


Рисунок 7.13 – Установка катодного розпилення

Просторовий заряд між катодом і анодом розподілений нерівномірно; нерівномірно розподілена і напруга. Найбільш суттєвим для процесу розпилення є темний катодний простір і позитивний стовп. Основна частина прикладеної напруги між анодом і катодом спадає на темному катодному просторі. Позитивний стовп виконує функції ділянки провідності між анодом і катодом. У позитивному стовпі електрони і іони рухаються внаслідок дифузії.

Іони аргону, що досягли темного катодного простору, прискорюються електричним полем і бомбардують катод. Із катоду вибиваються електрони і атоми матеріалу катода. Вибиті електрони прискорюються електричним полем, набираючи енергію достатню для іонізації молекул газу. Таким чином, тліючий розряд є самостійним. Вибиті електрони підтримують розряд, а із атомів катода на підкладці формується плівка.

Процес зупиняють відключенням напруги анод-катод.

Перевагами катодного розпилення є: можливість осадження плівок тугоплавких металів, сплавів, складних речовин і матеріалів з низьким тиском пари; низькі температури підкладок; більша рівномірність товщини плівок по площі підкладки; безінерційність процесу; висока адгезія плівок до підкладок.

Основні недоліки катодного розпилення: невелика швидкість осадження; забрудненість плівок молекулами залишкових газів й більш складне керування технологічним процесом.

Реактивне катодне розпилення є різновидом катодного розпилення. Процес розпилення відбувається у тліючому розряді суміші інертного й активного газів. Частки катода хімічно взаємодіють з активним газом або утворюють з ним тверді розчини, і нова речовина надходить на підкладки. Як активний газ застосовують кисень, азот, метан, оксид вуглецю, силан тощо.

Іонно-плазмове розпилення здійснюється за більш низьким тиском 10^{-2} Па у плазмі несамостійного дугового розряду. Плівки отримують у три- або чотириелектродних вакуумних камерах (рис. 7.14). Катод розігрівається й слугує для створення термоелектронного струму. Він підтримує дуговий розряд. Джерелом часток матеріалу, що напилюється, є додатковий електрод-мішень. Підкладки розміщують навпроти мішеней.

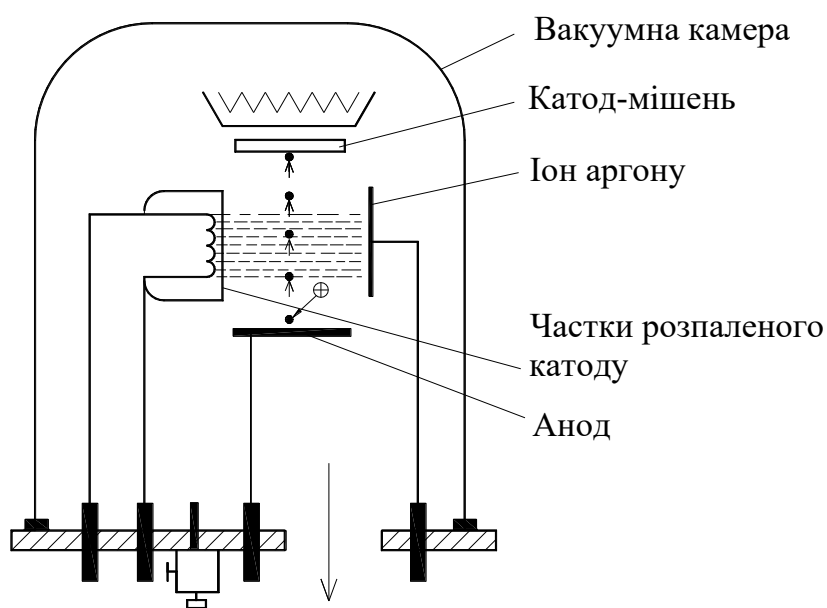


Рисунок 7.14 – Установка іонно-плазмового розпилення

Повітря із камери відкачують до тиску $1,33 \cdot 10^{-3}$ Па, вмикають струм розжарення катода, після нагрівання катода між ним і анодом подається напруга 100 – 300 В, в камеру впускають інертний газ. Між анодом і катодом запалюється дуговий розряд. На підкладки і мішень подають невелику негативну напругу і в атмосфері тліючого розряду проводять іонне травлення чи очищення від забруднень мішені і підкладки. Після очищення підкладки для нанесення плівки на мішень подається негативний відносно до анода потенціал 200...1000 В. Електричне поле мішені прискорює позитивні іони із плазми і вони бомбардують поверхню мішені. Починається розпилення і формування плівки на підкладках.

Іонно-плазмове розпилення порівняно з катодним розпиленням здійснюється при більш високому вакуумі. Завдяки цьому плівки менш

забруднюються атомами залишкових й інертних газів, значно більша швидкість осадження плівок, краща адгезія плівок до поверхні підкладок. Процесом осадження плівок легше керувати, товщина плівок визначається часом і напругою на аноді.

Іонно-плазмове розпилення широко застосовується для виготовлення пасивних елементів, отримання масок на напівпровідникових пластинах, осадження напівпровідникових і магнітних плівок.

У разі розпилення діелектричних плівок мішень-катод накопичує позитивний заряд, іони не витягуються із плазми й розпилення припиниться. Для розпилення потрібно усувати накопичений на мішені позитивний заряд. Це забезпечується подаванням на катод змінного високочастотного потенціалу. Тоді при негативному потенціалі на катоді відбувається розпилення, а при позитивному – нейтралізація накопиченого заряду негативно зарядженими частками.

Іонно-плазмове розпилення – це універсальний метод, який дає змогу розпилювати провідні і непровідні, а також хімічно складні матеріали.

Магнетронне розпилення. Метод магнетронного розпилення є удосконаленням методу катодного розпилення. В області біля катода (мішені) утворюються електричне поле та перпендикулярне йому кільцеподібне магнітне поле. Цей принцип застосовується для генерації електромагнітних коливань у приладах НВЧ – магнетронах, звідки й походить назва методу. Таке схрещене електромагнітне поле утворює пастку для електронів, що вилетіли із катода. Під дією електричного поля вони прямують до анода, а магнітне поле повертає їх до катода. В результаті електрони рухаються уздовж катода по складній циклоїдальній траєкторії. Витративши свою енергію на іонізацію аргону, електрони починають дифузійний рух до аноду. В області темного катодного простору кількість іонів підвищується і тому газовий розряд може існувати за меншого тиску. Це дозволяє отримати плівки, які менше забруднені залишковими газами. Завдяки підвищеній щільності іонів аргону біля катода, інтенсивність бомбардування зростає, розпилення катода й швидкість зростання плівки збільшуються. Поліпшується адгезія плівок до підкладок.

Розроблено багато варіантів систем магнетронного розпилення.

Основні параметри магнетронного розпилення такі: тиск робочого газу у вакуумній камері (0,1...0,5 Па); напруга анод-катод (300...700 В); струм розряду (біля 200 мА/см²); індукція магнітного поля (0,02...0,05 Тл); час розпилення. Магнітне поле зменшує напругу запалення розряду до 300...700 В. Швидкість зростання товщини плівки досягає десятків нанометрів у секунду (на відміну від 0,5 нм/с при звичайному катодному розпиленні).

Магнетронне розпилення застосовується у промисловому виробництві для отримання одношарової та багатошарової металізації, резистивних, ізолюючих, захисних шарів та ін. Для отримання діелектричних плівок застосовуються високочастотні системи магнетронного розпилення.

Способи формування конфігурації елементів. Для формування конфігурацій провідного, резистивного і діелектричного шарів використовують різні методи: масочний (відповідні матеріали напилюють на підкладку через знімні маски); фотолітографічний (плівку наносять на всю поверхню підкладки, після чого непотрібні ділянки плівки видаляють травленням); електронно-променевої (деякі ділянки плівки видаляють за заданою програмою з підкладки, випаровуючи електронним променем); лазерний (для видалення визначених ділянок плівки застосовують промінь лазера). Найбільшого поширення набули два перших способи, а також їхні сполучення.

Метод вільних масок є найбільш простим методом одержання заданої конфігурації плівкових елементів. Кожен шар тонкоплівкової структури наноситься через спеціальний щілинний трафарет (вільна зйомна маска). Отвір вікна у вільній масці з визначеною точністю повторює конфігурацію, геометричні розміри і розташування провідних, чи резистивних діелектричних елементів ІС. Топологію тонкоплівкової ГІС, що містить конденсатори, резистори і провідники показано на рис. 7.15.

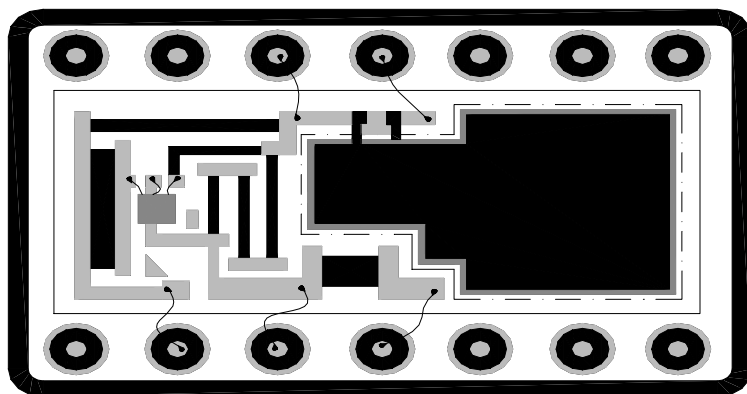


Рисунок 7.15 – Топологія мікросхеми, виконана методом вільних масок

З цим методом формування шарів у ГІС роблять у визначеній послідовності: напилювання резисторів; напилення провідників і контактних площадок, нижніх обкладок конденсаторів; діелектрика; верхніх обкладок конденсаторів; захисного шару. За відсутності конденсаторів виключається операція напилювання нижніх і верхніх обкладок конденсаторів і діелектрика.

З методом вільних масок операції нанесення плівки і формування конфігурацій елементів виконується одночасно. Плівка з напилюваного

матеріалу осаджується на підкладку в місцях, які відповідають рисунку вікон у масці. Вільна маска є пластиною фольги з берилієвої бронзи товщиною 100...200 мкм, яка покрита тонким (10...20 мкм) шаром нікелю. Бронзова фольга виконує роль несучої конструкції, а плівка нікелю забезпечує необхідні розміри вікон з мінімально можливою похибкою. Вільні маски виготовляють в окремому технологічному процесі і використовують багаторазово (до 100 разів).

Мінімальний розмір вікон маски порядку 100 мкм, точність відтворення геометричних розмірів невелика (близько 20 мкм). Невисока точність відтворення геометричних розмірів обумовлена декількома факторами. Відбувається зміна геометричних розмірів вікон у процесі експлуатації через короблення маски і запилення меж вікон матеріалом, що випаровуються. У результаті короблення маски між маскою і підкладкою утворюється зазор і відбувається напилення матеріалу під маску. Кінцева товщина маски і напилювання на підкладку матеріалу під деяким кутом утворюють затінені ділянки підкладки, на які має бути нанесена плівка. Крім того, за допомогою вільних масок не можна отримати замкнутий Рис (наприклад, кільце). Чим складніша конфігурація плівкових елементів, тим нижча точність їхнього виготовлення.

Нанесення плівок через вільні маски здійснюють термічним випаром у вакуумі або іонно-плазмовим розпиленням. Метод катодного розпилення через вільні маски не застосовують, оскільки маска є екраном, який спотворює електричне поле між анодом і катодом, що може призвести до припинення процесу розпилення.

Метод фотолітографії. Для одержання складного рисунка резисторів і провідників та відтворення з високою точністю розмірів (до декількох мікрометрів) застосовується фотолітографія. Під час використання фотолітографії процеси нанесення плівок і формування конфігурацій елементів розділені в часі.

На підкладку послідовно наносять суцільні резистивну і провідну плівки (рис.7.16, а). Потім поверхню покривають фоторезистом (рис.7.16, б) і за допомогою відповідного фотошаблону створюють у ньому рисунок для провідного шару і контактних площадок (рис. 7.16, в). Фоторезист експонують, проявляють і задубльовують. Через вікна у фоторезистивній масці, проводять травлення провідного шару (рис. 7.16, г), після чого фоторезист видаляють. У результаті на суцільній поверхні резистивного шару формуються готові провідники і контактні площадки (рис. 7.16, д). Знову наносять фоторезист (рис. 7.16, е) і за допомогою іншого фотошаблону створюють рисунок резисторів (рис. 7.16, є). Проводять другу фотолітографію (рис. 7.16, ж). Потім проводять травлення (рис. 7.16, з), видаляють фоторезист і отримують готову конфігурацію резисторів з контактними площадками і провідниками (рис. 7.16, и). Травник, що діє на резистивний шар, не взаємодіє з провідним шаром і навпаки.

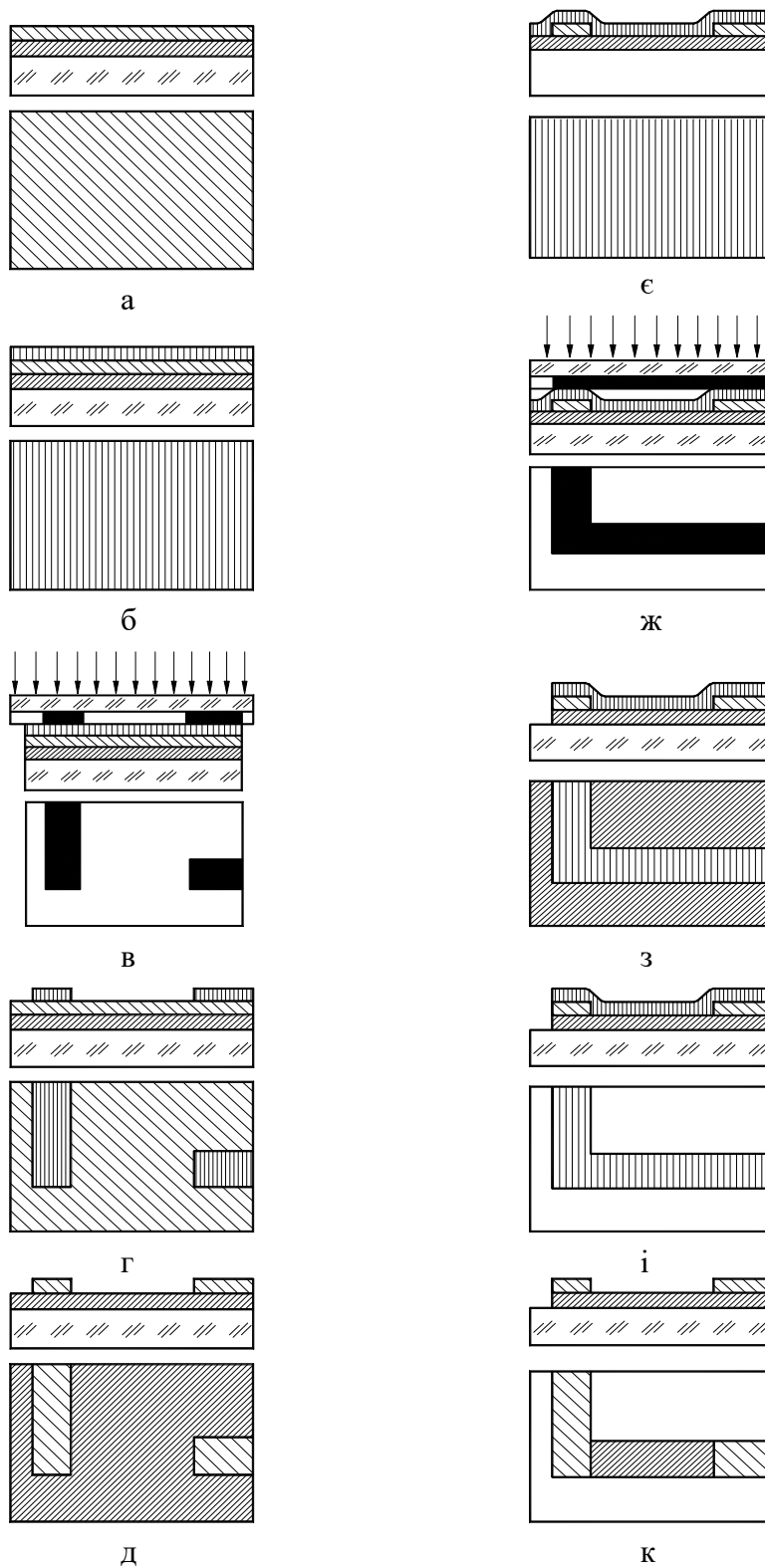


Рисунок 7.16 – Виготовлення плівкових елементів методом фотолітографії

Під час одержання елементів даним методом під усіма провідними доріжками плати залишаються доріжки з резистивної плівки. Це не погіршує властивостей міжз'єднань. Більш того, резистивні плівки, як правило, відіграють роль підшару для поліпшення адгезії провідних плівок до підкладки.

Для одержання конденсаторів фотолітографія не використовується через забруднення травником діелектричних плівок і погіршення їхніх параметрів. Тому, якщо тонкоплівкові ГС чи мікроскладання, що виготовляються методом фотолітографії, мають містити конденсатори, то встановлюють дискретні мініатюрні конденсатори.

Масковий метод застосовують під час дрібносерійного і серійного виробництва. Точність виготовлення R- і С-елементів $\pm 10^\circ\text{C}$. Фотолітографічний метод використовують у масовому виробництві. Досяжна точність виготовлення резисторів $\pm 1\%$.

Контрольні запитання і завдання

1. Які забруднення можуть існувати на поверхні підкладки?
2. У який спосіб здійснюють очищення підкладок?
3. Який термін зберігання підкладок після очищення до процесу напилення?
4. Які методи виготовлення тонких плівок існують?
5. Наведіть рис. установки термовакuumного напилення.
6. Що таке тиск насиченої пари?
7. Що таке умовна температура випаровування?
8. Які процеси визначають тиск у вакуумній камері?
9. Що таке довжина вільного пробігу, як вона визначається?
10. З яких умов визначається відстань між випарником і підкладкою?
11. За яких умов відбувається конденсація пари на підкладці?
12. Поясніть процес утворення плівки на підкладці.
13. Які фактори впливають на електрофізичні властивості плівки?
14. Які випарники використовують в установках термовакuumного напилення?
15. Для чого застосовують форвакуумний насос?
16. Яку функцію виконує дифузійний насос.
17. Назвіть послідовність операцій, які потрібні для отримання тонких плівок в установках ТВН.
18. Які параметри характеризують процес термовакuumного напилення?
19. Які переваги та недоліки ТВН?
20. Як відбувається процес іонного розпилення?
21. Наведіть рис. установки катодного розпилення.
22. Поясніть фізичні процеси, що відбуваються при катодному розпиленні.
23. Які функції виконує мішень?
24. Які переваги та недоліки процесу отримання тонких плівок методом катодного розпилення?

25. Що таке реактивне катодне розпилення?
26. Охарактеризуйте процес іонно-плазмового розпилення.
27. Які особливості розпилення діелектричних матеріалів?
28. Охарактеризуйте магнетронний спосіб розпилення.
29. Що таке вільна маска?
30. Чим визначається точність відтворення геометричних розмірів елементів у методі вільних масок.
31. Охарактеризуйте процес виготовлення плівкових елементів методом фотолітографії.
32. Які переваги має фотолітографічний метод отримання тонкоплівкових елементів?

7.5 Елементи й технологія виготовлення товстоплівкових мікросхем і мікроскладань

У товстоплівкових гібридних ІС пасивні елементи створюють на основі товстих плівок товщиною 10...50 мкм. Товсті плівки отримують нанесенням на підкладку спеціальних паст через накладні сітчасті трафарети із наступною термообробкою (сушіння, випалювання і спікання). Термообробка забезпечує необхідні електричні параметри плівок і їхню адгезію до підкладки.

Значні успіхи, досягнуті в області матеріалів, технології, конструювання і схемотехніки, дозволили підвищити якість і розширити область застосування товстоплівкових ГІС і МЗБ. Донедавна під час створення НВЧ інтегральних мікросхем перевагу віддавали тонкоплівковим структурам. Сьогодні створено ГІС на товстих плівках, що працюють у діапазоні 1...10 ГГц. Товстоплівкові ГІС вигідні з високими потужностями розсіювання (2,5...4,0 Вт/см²), а також коли число резисторів велике, а число активних елементів порівняно мале.

У конструкціях великих ГІС і МЗБ, мікроблоків широко використовують багаторівневі комутаційні плати на основі товстоплівкової технології і багат шарової кераміки.

Технологія товстих плівок має ряд переваг перед тонкоплівковою: простота технології; порівняно низька вартість устаткування і матеріалів; менша чутливість електрофізичних параметрів до забруднення навколишнього повітря; можливість контролю і виправлення браку після кожної операції; висока надійність; значно більший широкий діапазон робочих температур (від -180 до +300°C); менші паразитні ємності і шкідливі наведення; здійсненність мікросхем великої потужності.

Підкладки. У товстоплівкових мікросхемах використовують керамічні підкладки з відносно шорсткуватою поверхнею (висота нерівності порядку 1 мкм) для поліпшення адгезії плівок. Широке застосування знаходять керамічні матеріали типу ВК94-1 (колишнє найменування 22ХС), ВК100-1 (полікор) і кераміка на основі окису берилію (брокерит) (табл. 2.3). Висока механічна міцність кераміки дозволяє використовувати плату як деталь корпусу з отворами, пазами, а висока теплопровідність дає можливість виготовляти потужні мікросхеми.

Найвищу теплопровідність має берилієва кераміка, однак її важко обробляти, а пил, що утворюється під час її обробки є токсичним.

Основою керамік типу ВК94-1 і ВК100-1 є оксид алюмінію Al_2O_3 . Чим вищий вміст Al_2O_3 , тим кращі характеристики має кераміка, однак при цьому підвищується її вартість. Найбільш широке застосування знаходить кераміка типу ВК94-1 із вмістом оксиду алюмінію 94%. Із задовільними властивостями вона має відносно невисоку вартість. Кераміка типу ВК100-1 із вмістом корунду (α кристалічна фаза Al_2O_3) 99,8% має кращі електричні характеристики, більш високу теплопровідність, піддається поліруванню, але має більш високу вартість. Розміри плат визначаються конкретною конструкцією корпусів. Максимальні розміри становлять 60×48. Плати великих розмірів не застосовують через погіршення параметрів плівкових елементів внаслідок короблення плат під час спікання плівок. Товщина підкладок і плат з кераміки складає 0,2...1,6 мм. Найчастіше використовуються плати товщиною 0,6 мм. Плати з кераміки виготовляються відразу з необхідними розмірами, оскільки кераміка погано піддається розмірному поділу.

Пасти для товстоплівкових елементів. Залежно від призначення, пасти підрозділяються на провідникові, резистивні, діелектричні для конденсаторів і діелектричні для міжшарової ізоляції і поверхневого захисту.

Пасти, що підлягають спіканню, містять три основні складові: функціональну, конструкційну, технологічну.

Функціональна складова – це частки неорганічних речовин (металів, окислів металів, солей), які визначають основні властивості майбутніх елементів (провідник, резистор, діелектрик). У процесі спікання шару ці частки мають залишатися у твердій фазі і рівномірно розподілятися по об'єму елемента, що спікається.

Конструкційна складова (фрита) – частки скла, температура плавлення якого нижче температури спікання. Найбільш широко використовують свинцевоборосилікатне скло (С82-3, С-14, С-5, С-551) з температурою

плавлення не більш 600°C. У процесі спікання скляна фрита розм'якшується, змочує частки функціональної складової, утворює однорідну суспензію. Після охолодження і затвердіння виходить плівка, яка міцно зчеплена з підкладкою.

Технологічна складова відіграє роль тимчасової зв'язки. Це органічні розчинники й сполучення, які змочують тверді частки, дозволяють рівномірно розподіляти ці частки по об'єму в процесі готування паст, додають пасті необхідну в'язкість для нанесення через сітчастий трафарет. Після нанесення пасти на підкладку органічні розчинники й сполучення цілком усуваються в процесі термообробки.

У пасти вводять також спеціальні домішки для поліпшення адгезії, паяння та ін.

Провідні пасти. Для одержання провідних плівок (з'єднань, обкладок конденсаторів, контактних площадок) використовують пасти, функціональною складовою яких є порошки (розміри часток – одиниці мікрметрів) матеріалів з доброю провідністю: срібло, паладій, рідше золото. Співвідношення вмісту металевого порошку і скла в пасті приблизно 9:1. Провідні пасти типів ПП-1 – ПП-5 при товщині плівки 10...25 мкм мають питомий поверхневий опір не більш 0,05 Ом/кв. Золоті пасти (ПЗП-1, ПЗП-2, ПЗП-3) використовують за підвищених вимог до надійності і стабільності параметрів плівок. Для спрощення процесу паяння виводів контактні площадки додатково покривають полудніми пастами. Полудні пасти не спікають.

З метою зниження вартості мікросхем прагнуть використовувати пасти на основі неблагородних металів: алюмінію, міді, нікелю. Однак плівки на основі алюмінію і нікелю неможливо паяти, а це ускладнює монтаж дискретних елементів і виводів. Пасти на основі міді легко піддаються окисленню. Їх треба спікати в атмосфері нейтрального газу (аргону), що ускладнює технологічний процес.

Резистивні пасти містять у собі функціональну складову із часток металів й оксидів металів. Широке застосування знаходять срібно-паладієві резистивні пасти типу ПР, що складаються з паладію і оксиду срібла.

Для прецизійних резисторів використовують пасти на основі оксиду рутенію (Ru_2O_3) з домішками окислів різних матеріалів. Рутенієві пасти мають високу вартість. Питомий поверхневий опір плівок на основі цих паст змінюється від 5 Ом до 1 МОм.

Пасти мають позначення із літер і цифр. Перші дві літери – ПР – паста резистивна, наступні цифри указують величину ρ_s плівки, отриманої на основі

цієї пасти. Наприклад, ПР-20 – паста резистивна з $\rho_S=20$ Ом/кв; ПР-10к – паста резистивна, $\rho_S = 10$ кОм/кв.

Діелектричні пасти використовують для діелектриків конденсаторів (типу ПК – паста конденсаторна) і для міжшарової ізоляції (типу ПД – паста діелектрична).

У конденсаторних пастах функціональна складова складається з порошків матеріалів з високою діелектричною проникністю (наприклад, сегнетоелектриків – титанату барію $BaTiO_3$, чи діоксиду титану TiO_2). Титанат барію дозволяє отримати питому ємність $C_0 \approx 8000$ пФ/см² при товщині плівки близько 25 мкм. Конденсатори на основі титанату барію характеризуються великими діелектричними втратами на високих частотах, тому їх застосовують тільки як розділові і блокувальні. Плівки на основі діоксиду титану забезпечують $C_0 \approx 1000$ пФ/см² і малі втрати на частотах до 500 МГц.

Пасти для міжшарової ізоляції і захисних покриттів повинні мати невелику питому ємність не вище 200 пФ/см². Товщина ізоляційних шарів досягає 70 мкм. Такі пасти виготовляють на основі скла, ситалоцементів. У ситалоцементі під час нагрівання утворюється кристалічна фаза (подібно ситалам), що запобігає розм'якшенню шару під час повторних нагрівів.

Виготовлення товстоплівкових ГІС. Спрощену схему виготовлення товстоплівкової мікросхеми зображено на рис. 7.17. Розглянемо технологічні операції, які властиві товстоплівковій технології – це нанесення паст (трафаретний друк), спікання паст та обов'язкова підгонка елементів.

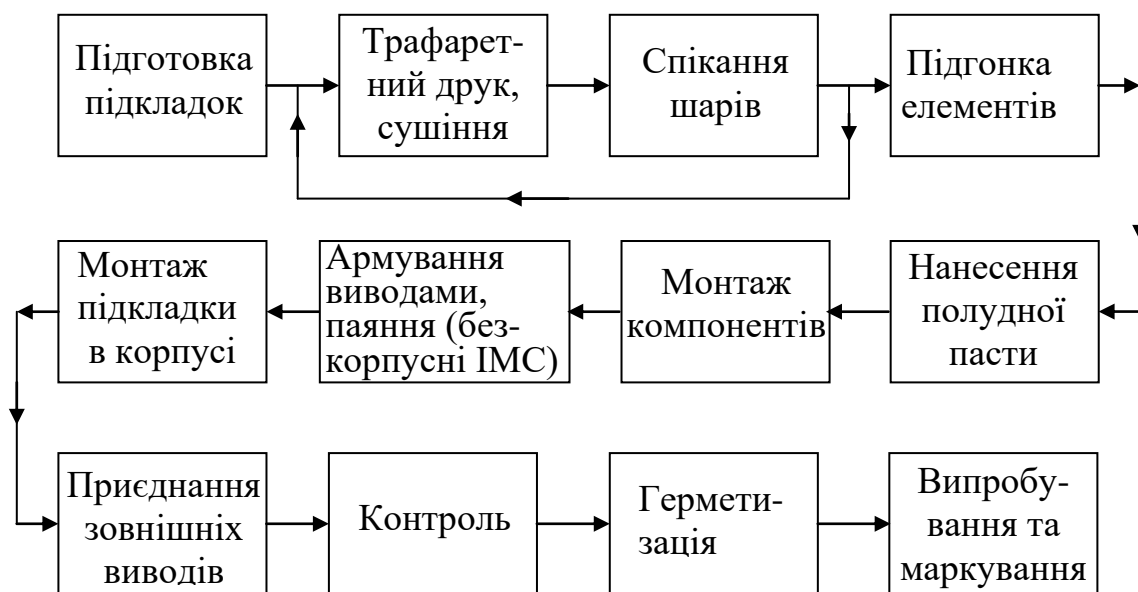


Рисунок 7.17 – Спрощена схема послідовності технологічних операцій виготовлення товстоплівкових гібридних мікросхем

Пасту наносять на підкладку через трафарети. Існує два різновиди трафаретів – ниткові і фольгові. Нитяні трафарети застосовуються для безконтактного нанесення плівок (трафаретного друку), а фольгові – для контактної.

Трафарет для безконтактного друку виготовляється із сітки, яка натягнута на алюмінієві решітки. Сітка складається зі сталевих дротиків чи капронових ниток. Сітка покривається фоторезистом або спеціальним світлочутливим папером. Рис. відповідного шару мікросхем експонується на фоторезист чи папір. Після прояву у фоточутливому матеріалі утворюються вікна, у тих місцях, де через сітку має продавлюватися паста.

Рамка з трафаретом заповнюється пастою і встановлюється над підкладкою з деяким зазором. На сітку опускається спеціальна лопатка – ракель. Лезо ракеля виготовляють найчастіше з поліуритану і фторкаучуку. Ракель переміщується і продавлює пасту через трафарет (рис. 7.18).

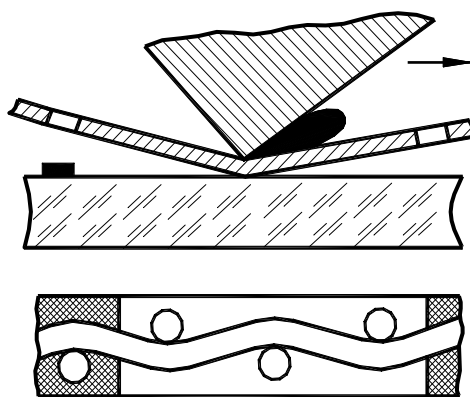


Рисунок 7.18 – Безконтактний друк: а – схема безконтактного друку; б – структура сітчастого трафарету

Під час контактної способу друку маска з фольги щільно прилягає до поверхні підкладки (рис. 7.19). Вікна в трафареті мають сітчасту структуру. Контактний друк забезпечує підвищену точність одержання рисунка шару.

Після трафаретного друку підкладку протягом декількох хвилин витримують у кімнатній температурі, щоб відбулася «усадка» паст. У процесі усадки зникає нерівність краю плівок і вирівнюється їхня товщина. Термообробка включає дві операції: сушіння і спікання. Сушать шар протягом 15...20 хвилин при температурі 80...125°C в печах під інфрачервоними лампами. Під час сушіння з пасту повільно усуваються органічні розчинники.

Спікання паст здійснюють у конвеєрних електропечах. Процес спікання проводиться в три етапи.

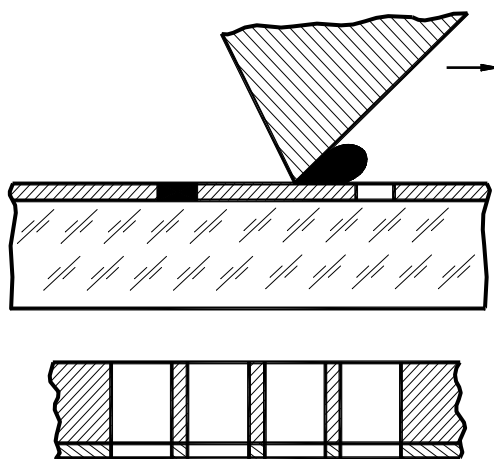


Рисунок 7.19 – Контактний друк: а – схема контактної друку;
б – структура фольгового трафарету

Перший етап – випалювання з пасти органічної зв'язки ведуть під час повільного підвищення температури (близько $20^{\circ}\text{C}/\text{хв.}$) до $300\text{...}400^{\circ}\text{C}$.

Другий етап – спікання паст. Температура підіймається від 350°C до $700\text{...}1000^{\circ}\text{C}$ з більшою швидкістю ($50 - 60^{\circ}\text{C}/\text{хв.}$). Відбувається розм'якшення і розплавлення скляної зв'язки й утворення суспензії з частками функціональних компонентів.

На третьому етапі відбувається власне спікання – при максимальній температурі починаються фізико-хімічні процеси взаємодії скла з поверхневим шаром підкладки, які забезпечують адгезію плівки до підкладки. Максимальну температуру витримують протягом $10\text{...}20$ хв.

Після завершення процесу спікання підкладки охолоджують. Зниження температури здійснюється поступово з визначеною швидкістю для запобігання розтріскування скляної фази.

Приклад температурно-часового режиму спікання паст наведений на рис. 7.20.

Технологічні режими сушіння і спікання паст істотно впливають на основні параметри товстоплівкових елементів: провідність і здатність до лудіння провідників; питому ємність діелектриків; питомий опір і ТКО резисторів; на часову стабільність всіх елементів.

Особливе значення має порядок нанесення і спікання плівок. Спочатку наносяться і спікаються провідники. Провідникові пасти мають найбільш високі температури спікання ($T_{\text{спік}} \approx 800^{\circ}\text{C}$) і можуть витримувати багаторазові наступні термообробки. Потім наносяться діелектричні плівки для конденсаторів і провідників ($T_{\text{спік}} \approx 700^{\circ}\text{C}$). Резистивні пасти наносяться і

спікаються в останню чергу ($T_{\text{спік}} \approx 650^\circ\text{C}$). Захисний діелектричний шар наноситься після резистивного і спікається при зниженій температурі ($T_{\text{спік}} \approx 500^\circ\text{C}$).

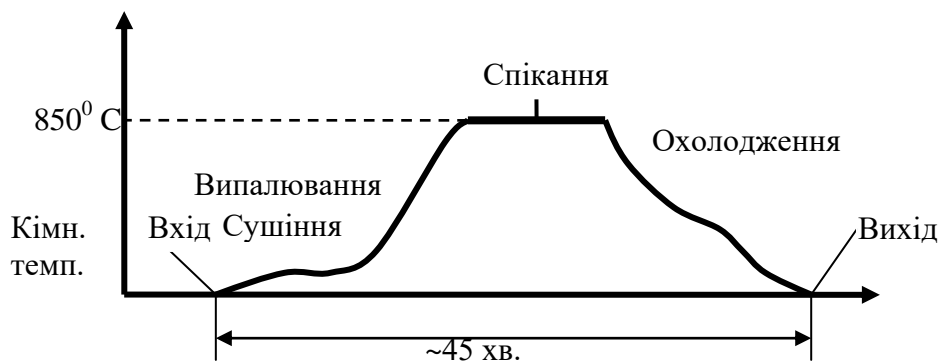


Рисунок 7.20 – Температурно-часовий режим спікання товстих плівок

Пасивні елементи мають великий розкид електричних параметрів (до 50%). Це пояснюється низькою точністю відтворення геометричних розмірів, неможливістю контролювати товщину плівок і фізико-хімічні процеси під час спікання. У більшості випадків здійснюється індивідуальна підгонка резисторів і конденсаторів. Використовується лазерна підгонка усуванням частини резистивної плівки. Точність виготовлення резисторів в умовах масового виробництва складає 2%. Спочатку проводять грубу підгонку випалюванням плівки упоперек резистора, а потім точну – уздовж резистора (рис. 7.8, а).

Випалювання резистивної плівки під кутом дозволяє поєднати грубу і точну підгонку (рис. 7.8, б).

Контрольні запитання і завдання

1. Наведіть схему технологічного процесу виготовлення товстоплівкових мікросхем.
2. Які матеріали застосовуються для підкладок товстоплівкових ІС?
3. Які складові містять пасти? Охарактеризуйте їх призначення.
4. Охарактеризуйте склад паст для виготовлення: провідників, резисторів, діелектричних шарів.
5. Чим різняться пасти для діелектрика конденсатора і захисного покриття?
6. У який спосіб наносять пасти?
7. Охарактеризуйте технологічний процес спікання товстих плівок.
8. Для чого потрібно сушіння пасти?

9. Чому потрібно дотримуватися певної швидкості підвищення й зниження температури у процесі спікання паст?

10. Чому потрібна підгонка товстоплівкових резисторів? У які способи вона робиться?

7.6 Компоненти гібридних мікросхем і мікроскладань

У гібридних інтегральних мікросхемах і мікроскладань широко застосовуються безкорпусні транзистори і набори транзисторів, напівпровідникові діоди і набори діодів, безкорпусні напівпровідникові інтегральні мікросхеми різного ступеня інтеграції, мініатюрні конденсатори, транзистори, конденсаторні і резисторні набори, мініатюрні індуктивності і трансформатори. У МЗБ можуть використовуватися діоди, транзистори і напівпровідникові ІС у мініатюрних корпусах і мініатюрні підстроювальні резистори і конденсатори.

Безкорпусні активні компоненти (діоди, транзистори, ІС) за способом монтажу можна розділити на дві групи: прилади з гнучкими (дротовими) виводами і твердими (кульковими і балковими) виводами (рис. 7.21).

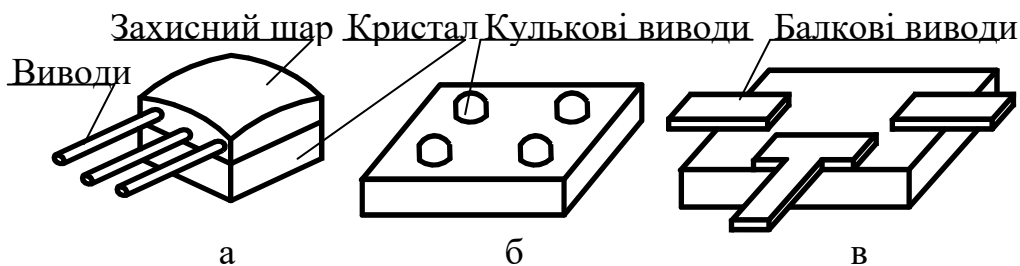


Рисунок 7.21 – Безкорпусні транзистори ГІС і МЗБ: а – із гнучкими виводами; б – кульковими виводами; в – з балковими виводами

Широке застосування в ГІС і МЗБ знаходять транзистори з гнучкими виводами (рис. 7.21, а). Гнучкі виводи виготовляють із золотого чи алюмінієвого дроту діаметром 30...50 мкм, які приварюють до контактних площадок кристала термокомпресійним зварюванням. Додатково кристал покривають захисним шаром. Виготовляють захисний шар із легкоплавкого скла, компаундів, емалей або лаків. Захисний шар охороняє поверхню кристалу від забруднень і впливів вологи в умовах виробництва й одночасно механічно закріплює виводи. Конструкція з гнучкими дротовими виводами не дозволяє автоматизувати процес складання.

Компоненти з твердими выводами дозволяють автоматизувати процес скла. Вони знаходять широке застосування у великих гібридних інтегральних мікросхемах (ВГІС) і МЗБ. Кулькові виводи (рис. 7.21, б) гальванічно наращують на попередньо напилені контактні площадки кристала.

Балкові виводи є металевими плівками, що виступають за краї кристалу (рис. 7.21, в). Плівки мають форму стрижнів (балок) і товщину десятки мікрометрів.

Під час складання компоненти попередньо закріплюються на платі за допомогою скла, термостійких клеїв, припоїв чи евтектичних сплавів (рис. 7.22). В ході використання припоїв чи евтектичних сплавів місце встановлення компонента металізують. З'єднання выводів компонентів з контактними площадками плати виконують за допомогою паяння, зварювання і склеювання.

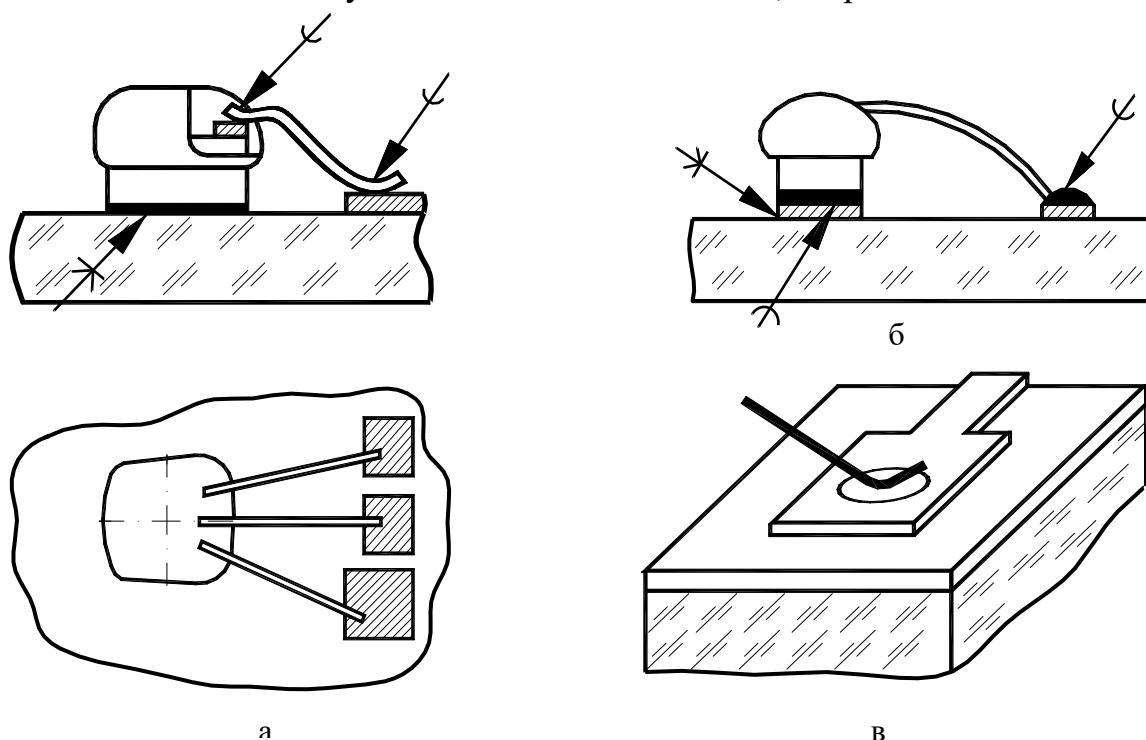


Рисунок 7.22 – Кріплення безкорпусного транзистора до плати і приєднання гнучкого виводу до контактної площадки: а – кріплення клеєм; б – кріплення припоєм; в – приєднання гнучкого виводу до контактної площадки

Активні компоненти з твердими об'ємними выводами (кульковими і балковими) установлюють робочою стороною вниз (метод переверненого кристалу) (рис. 7.23). У цьому випадку забезпечується безпосереднє електричне з'єднання і механічне закріплення напівпровідникового кристалу. Монтаж виконується за допомогою ультразвукового, термокомпресійного зварювання або паяння. Компоненти з твердими выводами забезпечують велику стійкість до механічних впливів і займають менше місця на платі.

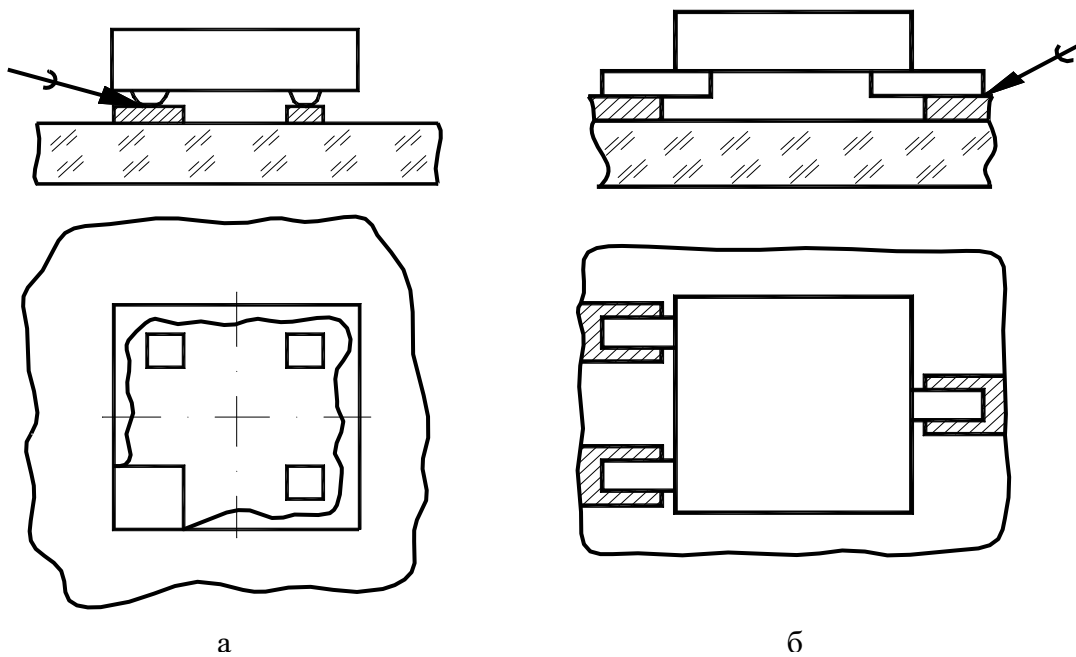


Рисунок 7.23 – Монтаж безкорпусних транзисторів з кульковими виводами (а) і балковими виводами (б)

Безкорпусні напівпровідникові ІС можуть мати гнучкі і тверді виводи (рис. 7.24)

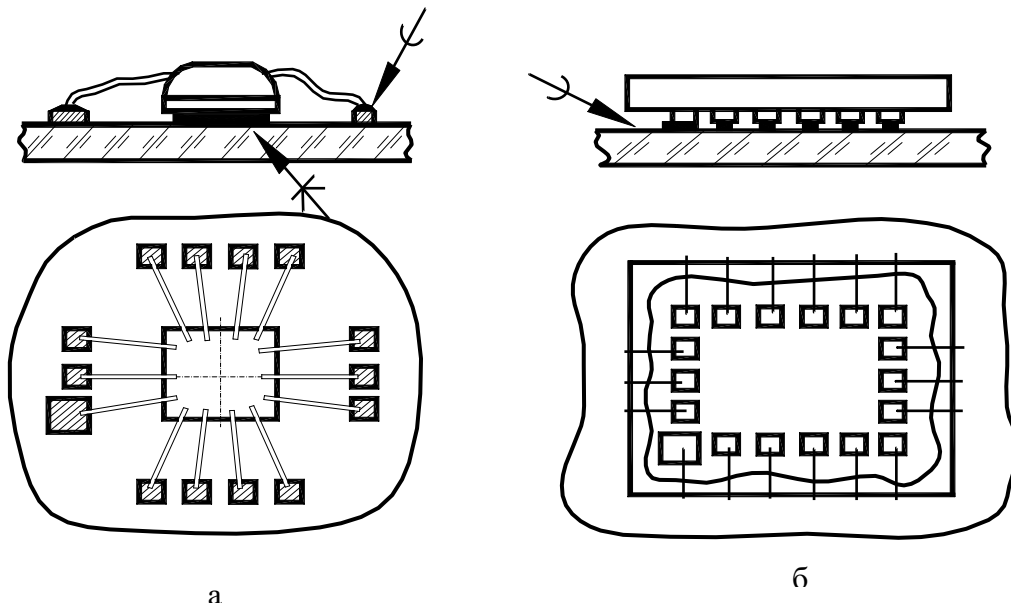


Рисунок 7.24 – Методи монтажу напівпровідникових ІС:
а – із гнучкими виводами; б – з кульковими виводами

Широкого поширення набувають методи монтажу кристалів з балковими виводами, розміщеними на гнучких полімерних носіях. Цей метод монтажу застосовується як для встановлення компонентів у ГІС і МЗБ, так і для встановлювання кристалів ВІС у корпус. Кристал із твердими виводами

монується на внутрішні контактні площадки системи плоских виводів (рис. 7.25). Виводи виготовлені з металевої фольги і нанесені на полімерну плівку.

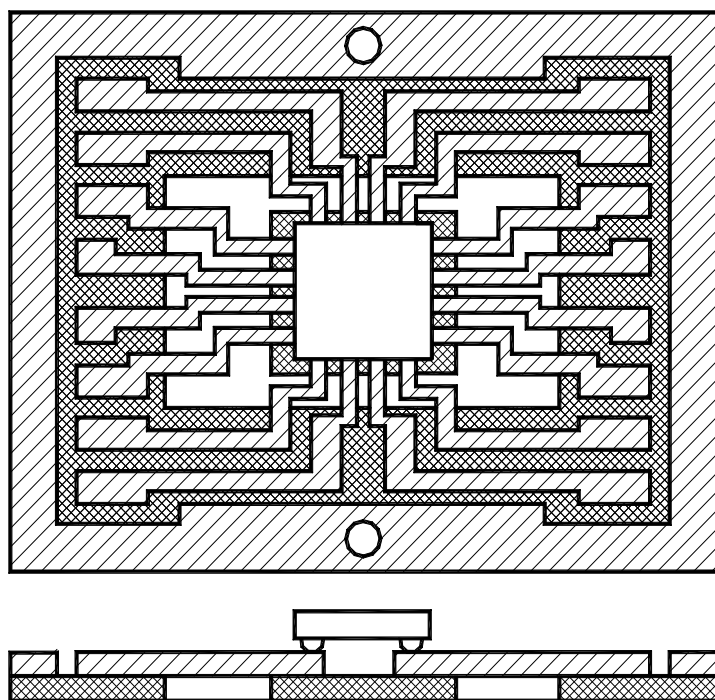


Рисунок 7.25 – Конструкція безкорпусної ІС на полімерному носії

Після приєднання виводів кристалів до балкових виводів носія здійснюють електричний контроль і випробування кристалу безпосередньо на носіїві. Для цього використовують широкі контактні площадки. Після повної перевірки кристалу вони усуваються по контуру 3, якщо кристал встановлюється в корпус, чи по контуру 4, якщо кристал монтується на плату ГІС чи МЗБ. Монтаж кристала на гнучкому носії здійснюють різними способами. На рис. 7.26. зображені варіанти встановлення кристалу на гнучкому носіїві.

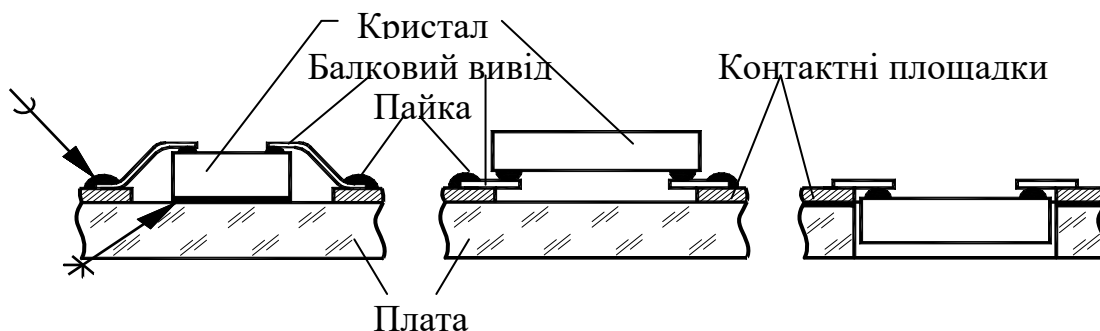


Рисунок 7.26 – Варіанти установки кристалів на полімерному носіїві на плату:
1 – кристал; 2 – балкові виводи; 3 – площадки; 4 – плати

Крім безкорпусних діодів, транзисторів і ІС у ГІС і МЗБ застосовують активні компоненти в мініатюрних корпусах, розроблених для поверхневого

монтажу й інтегральні мікросхеми в мікрокорпусах. На рис 7.27 зображено керамічний мікрокорпус. Керамічні мікрокорпуси, як правило, встановлюються на багатошарові керамічні комутаційні плати.

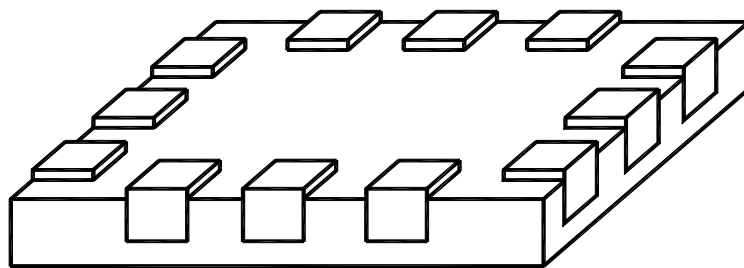


Рисунок 7.27 – Керамічний мікрокорпус

Мікрокорпуси з полімерів монтують на багатошарові плати з полімерних плівок.

Дискретні мініатюрні резистори знаходять застосування в тонко і товстоплівкових ГС і МЗБ, комутаційних платах із полімерних плівок і кераміки. Необхідність використання дискретних резисторів може бути викликана різними причинами. Наприклад, у тонкоплівкових ГС і МЗБ застосування дискретних резисторів доцільно в таких випадках:

- за неможливості виготовлення резисторів усіх номіналів схеми з плівок одного резистивного матеріалу;
- за підвищених вимог до допуску на номінал резисторів (менш 10%) без підгонки;
- за невеликих значень ТКО (менш $1 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$);
- з підвищеною потужністю резисторів (одиниці ват).

Крім того застосовуються спеціальні резистори (підстроювальні, фоторезистори та ін.).

У країнах СНД для монтажу в ГС і МЗБ випускають резистори Р1-8; Р1-12; Р1-16. Резистори типу Р1-12 мають номінальну потужність 0,062 і 0,125 Вт; номінальний опір від 1 Ом до 22 МОм; допуск на номінал $\pm 5\%$, $\pm 10\%$. Зовнішній вигляд резистора Р1-12 потужністю 0,125 Вт показаний на рис. 7.28, а.

Резистори Р1-16 – прецизійні. Вони мають номінальну потужність 0,125 Вт, номінальний опір від 10 Ом до 1 МОм із припустимими відхиленнями $\pm 0,1\%$, $\pm 0,25\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 1\%$.

Широкого поширення у виробництві електронної апаратури набула технологія поверхневого монтажу чи SMT – технологія (SMT – Surface Mount Technology). Спеціально для такої технології були розроблені різні мініатюрні компоненти, які ще називають SMD (Surface Mount Devices) компонентами.

Використання SMD компонентів дозволило автоматизувати процес монтажу друкованих плат і значно зменшити їхні габарити.

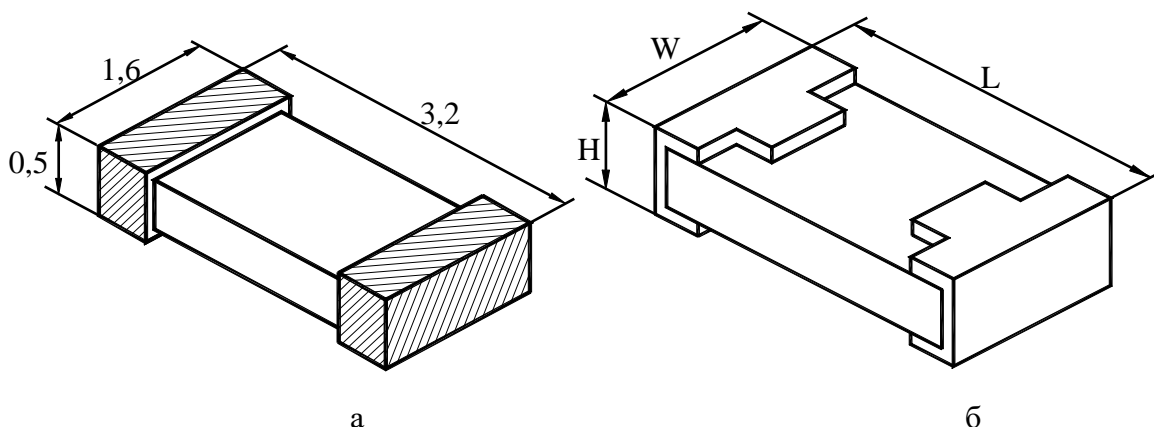


Рисунок 7.28 – Зовнішній вигляд мініатюрних резисторів:
а – типу P1-12-0,125; б – типу SMD

Найчастіше SMD компоненти представлені виробами зарубіжних фірм. Їх габаритні розміри стандартизовані. Існує 19 типорозмірів резисторів, у межах яких габарити компонентів змінюються від 1,00×0,50×0,20 мм до 15,2×13,7×4,8 мм. Типорозмір резистора позначається чотиризначним числом відповідно до міжнародного стандарту ІЕА. Перші дві цифри вказують довжину, а другі дві цифри – ширину в дюймах чи в міліметрах. Наприклад, типорозмір корпусу 1206 утворюється у такий спосіб: 1206 – довжина і ширина (0,12×0,06)дюйма. У метричній системі вимірів це відповідає довжині 0,12×25,4 мм = 3,2 мм і ширині 0,06×25,4 мм = 1,6 мм, де 25,4 мм – розмір 1 дюйма в мм. Деякі фірми типорозмір позначають у міліметрах. Тоді типорозміру 1206 відповідатиме типорозмір 3216. Корпуси з тим самим позначенням можуть мати різну висоту. Це обумовлено різною потужністю розсіювання резисторів даного типорозміру.

У табл. 7.4 наведено габаритні розміри деяких SMD резисторів у дюймах і в міліметрах (у дужках). Зазначена номінальна потужність розсіювання відповідає мінімальній висоті резистора. У дужках зазначений діапазон зміни висоти даного типу резистора з більшою потужністю розсіювання $P_{ном}$.

Резистори P1-12, P1-16 цілком відповідають резисторам для поверхневого монтажу типорозміру 1206.

Широко розповсюджені SMD резистори мають опір від 1 Ом до 30 МОм, із припустимим відхиленням від номіналу $\pm 1\%$; $\pm 2\%$; $\pm 5\%$; $\pm 10\%$.

Крім стандартних дискретних резисторів використовують компоненти, виготовлені на підприємствах, де виробляються ГІС і МЗБ. Зокрема, резистори

з дуже великими чи малими значеннями опорів можна виготовити як окремі конструкції (чіпи) і потім монтувати їх на плати ГІС або МЗБ (рис. 7.29).

Таблиця 7.4 – Габаритні розміри і номінальна потужність SMD резисторів

Тип корпусу	L, мм	W, мм	H, мм	$P_{\text{ном}}$, мВт
0402 (1005)	1,0	0,5	0,2 (0,35...0,55)	0,062
0603 (1608)	1,6	0,8	0,3 (0,45...0,95)	0,1
0805 (2012)	2,0	1,25	0,4 (0,4...1,6)	0,125
1206 (3216)	3,2	1,6	0,5 (0,4...1,75)	0,25
1210 (3225)	3,2	2,5	0,5 (0,55...1,9)	0,33
2010 (5025)	5,0	2,5	0,6	0,75
2512 (6432)	6,4	3,2	0,6	1,0

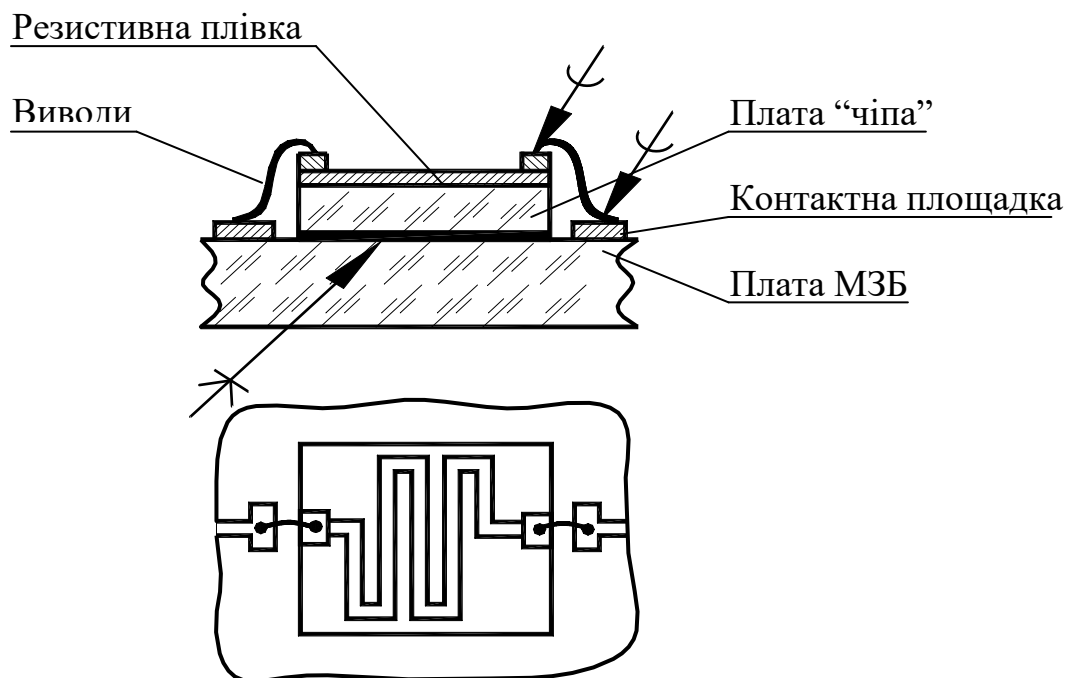


Рисунок 7.29 – Конструкція і монтаж тонкоплівкового резистора, виготовленого у вигляді «чіпа»

Мініатюрні дискретні конденсатори широко використовуються в ГІС і МЗБ. Вони дозволяють реалізувати ємності від десятих часток пікофаради до тисячі мікрофарад. Порівняно з плівковими, дискретні конденсатори мають більш високу електричну надійність, займають меншу площу на підкладці (особливо при величині ємності більше 300 пФ), конденсатори невеликої ємності (менше 47 пФ) випускаються з малим допуском від $\pm 0,25\%$ до $\pm 1\%$; мають малі і нормовані значення ТКЄ, можуть працювати при високих електричних напругах (до 250...500 В). Застосування дискретних конденсаторів значно спрощує технологію виготовлення ГІС і МЗБ і зменшує відсоток браку.

Для монтажу в ГПС і МЗБ випускають такі типи керамічних конденсаторів: К10-17В; К10-27; К10-42; К10-438; К10-47В; К10-50В; К10-56; К10-57; К10-60В; К10-63; К10-73-6В.

Ці конденсатори характеризуються ємністю від 0,47пФ (К10-17-4В) до 15 мкФ (К10-47В); робочою напругою від 10 до 500В; температурною стабільністю від групи МПО ($ТКЄ = 0 \pm 0,3 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$) до Н90 (зміна ємності в інтервалі робочих температур $\pm 90\%$); допуском $\pm 0,25\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 1\%$, $\pm 2\%$, $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$; малими втратами ($\text{tg}\delta \leq 0,0015$ для конденсаторів з діелектриком групи НПО); робочою частотою до 2 ГГц.

Для високовольтних кіл у ГПС і МЗБ призначені керамічні конденсатори К15-15 і К15-20 з робочою напругою 1,6...3,0 кВ.

Керамічні SMD конденсатори зарубіжних фірм мають типорозмір від 0402 до 2220 і номінальну ємність від 0,5 пФ до 22 мкФ.

У фільтрах джерел вторинного електроживлення, колах розв'язки і блокування застосовують танталові оксидно-напівпровідникові конденсатори типів К53-15; К53-15А; К53-22; К53-25; К53-28; К53-31; К53-36; К53-37; К53-38; К53-40; К53-42. Вони характеризуються такими параметрами: ємністю від 0,1 до 150 мкФ; робочою напругою від 3,2 до 50 В; габаритними розмірами від 1,7х3,2х1 мм до 10х8х5,2 мм. На рис. 7.30 зображені конденсатори типу К53-15А і К53-42.

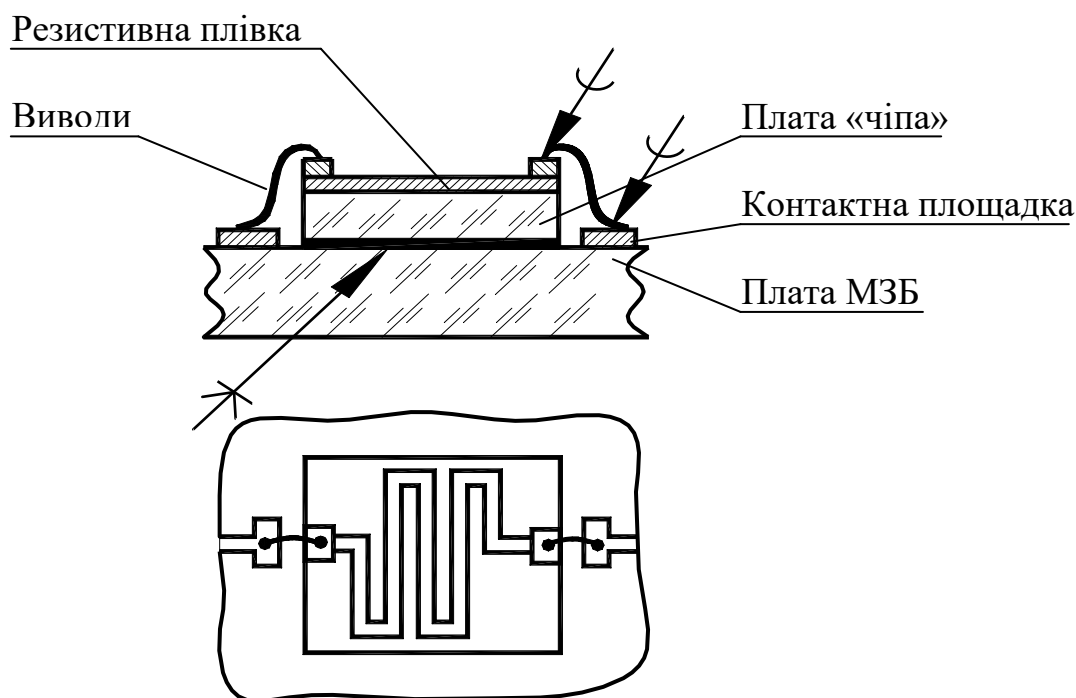


Рисунок 7.30 – Конденсатори типу К53-15А(а) і К53-42(б)

Оксидно-напівпровідникові танталові SMD конденсатори зарубіжних фірм випускаються п'яти типорозмірів (табл. 7.5).

Таблиця 7.5 – Геометричні розміри танталових конденсаторів для поверхневого монтажу

Позначення корпусу	Типорозмір (метричний)	Довжина L, мм	Ширина W, мм	Висота H, мм
A	3216	3,2	1,6	1,6
B	3528	3,5	2,8	1,9
C	6032	6,0	3,2	2,5
D	7343	7,3	4,3	2,9
E	7343H	7,3	4,3	4,1

Ці конденсатори характеризуються такими параметрами: номінальна ємність від 0,1 до 1000 мкФ; припустиме відхилення від номіналу $\pm 10\%$; $\pm 20\%$; робоча напруга від 4,0 до 50 В. На рис. 7.31 наведено конструкцію і зовнішній вигляд танталового оксидно-напівпровідникового конденсатора для поверхневого монтажу.

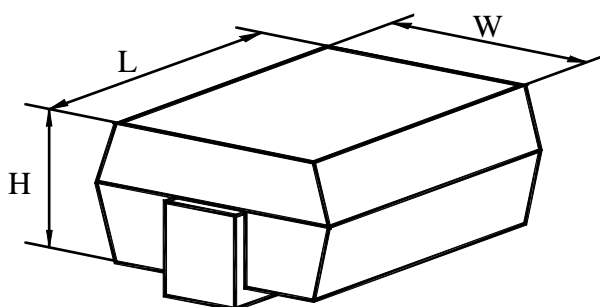


Рисунок 7.31 – Оксидно-напівпровідниковий танталовий конденсатор для поверхневого монтажу

Застосування в ГІС і МЗБ елементів підстроювання, резисторів і конденсаторів, знижує вимоги до електричних характеристик і параметрів пасивних і активних елементів і компонентів, полегшує підстроювання електронних схем (особливо аналогових) у процесі технологічних регулювань. Для цих цілей використовують відповідні SMD-компоненти.

У деяких ГІС і МЗБ виникає необхідність використання індуктивних елементів. Такі елементи входять до складу коливальних контурів автогенераторів, смугових фільтрів, підсилювачів, кіл корекції частотних характеристик, кіл фільтрів живлення тощо. Плівкові індуктивності в більшості випадків мають невисоку індуктивність (не більш 5 мкГн) і добротність і великі габаритні розміри, у багатьох випадках неприйнятні для ГІС і МЗБ. У таких випадках можливе застосування дискретних мініатюрних індуктивностей для поверхневого монтажу (рис. 7.32).

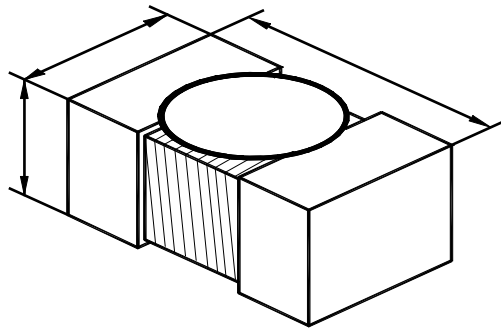


Рисунок 7.32 – Мініатюрна котушка індуктивності для МЗБ та поверхневого монтажу

Дискретні інтегральні котушки індуктивності підрозділяються на високочастотні і загального призначення. Високочастотні котушки, виготовляють величиною від 1,0 нГн до 4,7 мкГн, вони мають допуски на номінал $\pm 2\%$; $\pm 5\%$; $\pm 10\%$; добротність залежно від величини індуктивності змінюється від 20 до 50, а максимальна досягає 85. Каркаси виготовляються з кераміки або фериту. Мають широкий діапазон робочих температур від -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$. Габаритні розміри високочастотних індуктивностей відповідають типорозмірам 0603 і 0805.

Для індуктивностей загального призначення є характерним високе значення індуктивності при малих габаритних розмірах (типорозмір 0805). Індуктивності загального призначення випускаються номіналом від 47 мГн до 47 мкГн, з допуском на номінал $\pm 10\%$; $\pm 20\%$; $\pm 30\%$. Ще більшу індуктивність мають котушки, намотані на феритові осердя. Їхня індуктивність становить 1 мкГн...1000 мкГн, добротність 40–80 у діапазоні частот 300 кГц...5 МГц.

Монтаж безкорпусних компонентів. Спосіб монтажу безкорпусного компонента на плату має забезпечити фіксацію положення компонента і його виводів, збереження його цілісності, параметрів і властивостей, а також відвід тепла тощо. Деякі з варіантів кріплення і приєднання виводів безкорпусних компонентів показані на рис. 7.33. Для кріплення до комутаційної плати компонентів із гнучкими і балковими виводами використовують легкоплавке скло, клеї (рис. 7.20, а, 7.24, 7.27, 7.31, а), а також припої, евтектичні сплави (рис. 7.10, б).

Для з'єднання компонентів із гнучкими виводами з контактними площадками на платі застосовують один із способів зварювання (термокомпресійний, контактний, ультразвуковий) або паяння низькотемпературними припоями. Резистори і конденсатори з лудженими контактними поверхнями приєднуються паянням або за допомогою контактола (рис. 7.33, б). Контактोल – це струмопровідний клей.

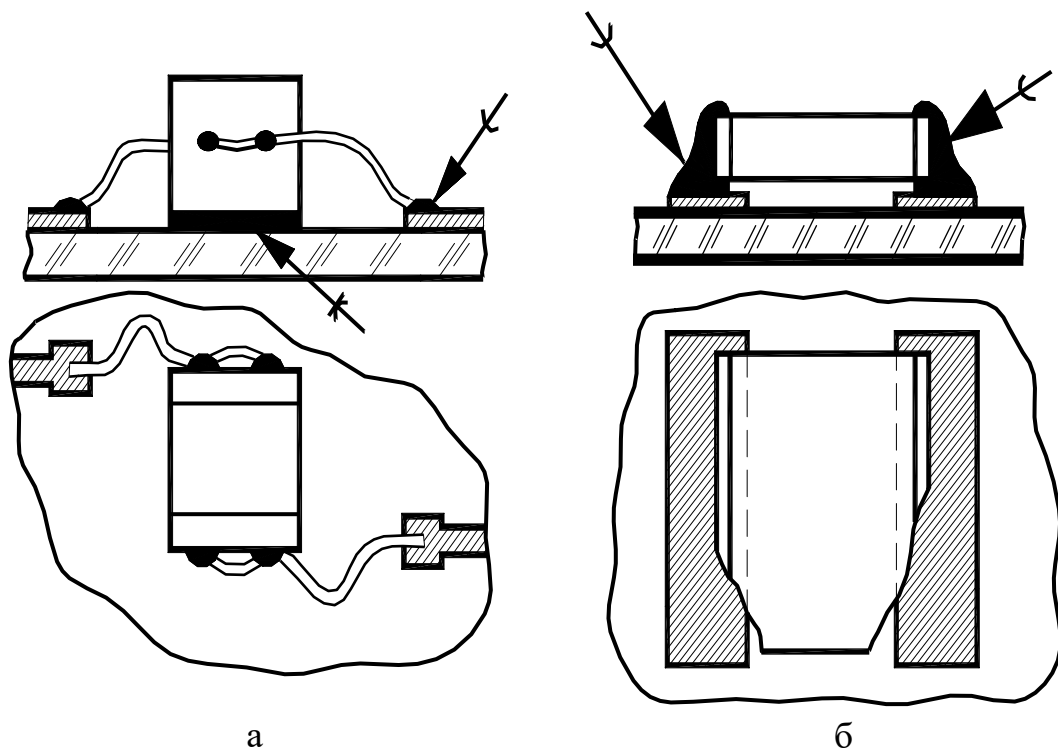


Рисунок 7.33 – Монтаж пасивних компонентів: а – із дротовими виводами, б – з лудженими контактними поверхнями (паянням)

Для комутації зовнішніх контактних площадок плати ГІС або МЗБ із зовнішніми виводами корпуса найчастіше використовують дротові (рідше стрічкові) перемички з золота чи алюмінію. Електричне з'єднання здійснюють зварюванням, значно рідше – паянням. На рис. 7.34 показаний варіант з'єднання зовнішньої контактної площадки плати з виводом корпуса ГІС.

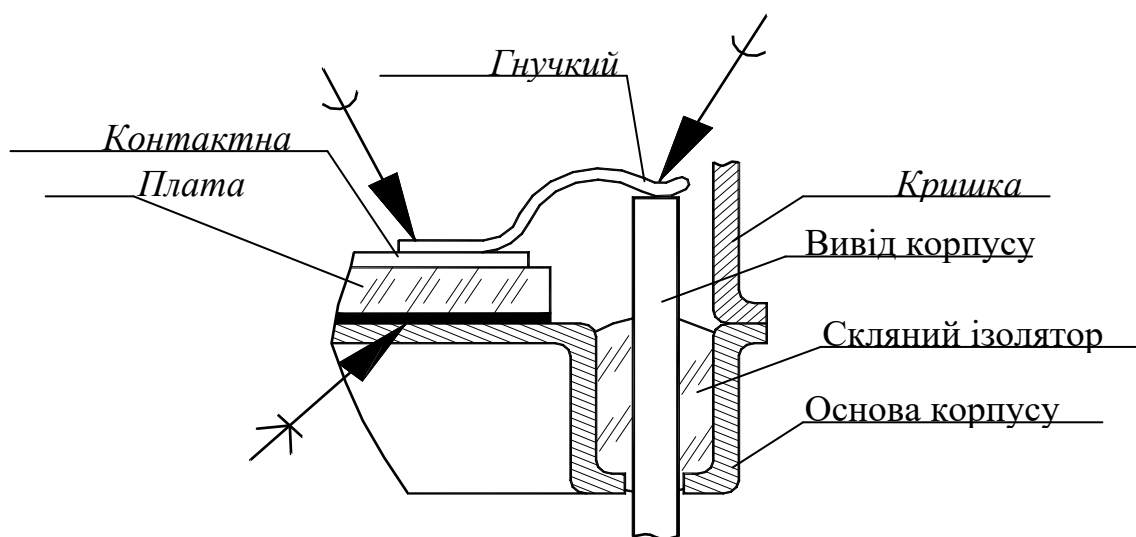


Рисунок 7.34 – З'єднання контактної площадки на платі з виводом корпуса ГІС

Контрольні запитання і завдання

1. Які компоненти застосовуються в ГІС і МЗБ?
2. Наведіть ескізи конструкції безкорпусних транзисторів із гнучкими, кульковими, балковими виводами і способів їх монтажу.
3. Наведіть ескізи конструкції безкорпусних мікросхем і способів їх монтажу.
4. Якими причинами може бути викликана необхідність застосування мініатюрних дискретних резисторів?
5. Наведіть ескіз конструкції резистора для поверхневого монтажу.
6. Як позначаються габаритні розміри резисторів для поверхневого монтажу? Які вони бувають?
7. Назвіть типи конденсаторів, що застосовуються у ГІС, МЗБ та для поверхневого монтажу? Які характеристики вони мають?
8. Які оксидно-напівпровідникові конденсатори застосовують у ГІС, МЗБ і для поверхневого монтажу? Які у них габарити?
9. Які параметри мають індуктивності для поверхневого монтажу?
10. Наведіть ескізи монтажу пасивних компонентів: із дрововими виводами, з лудженими контактними поверхнями.

7.7 Особливості застосування гібридних мікросхем і мікроскладань в електронній апаратурі

Гібридні мікросхеми, що випускаються промисловістю, розробляються і виготовляються у вигляді серій. Кожна серія складається з мікросхем, призначених для сумісного застосування. Тому ГІС, що входять в одну серію, мають один тип корпусу, однакові напруги живлення, показники надійності й умови експлуатації.

В аналоговій апаратурі ГІС і МЗБ дозволяють реалізувати більшу кількість схемотехнічних рішень порівняно з напівпровідниковими ІС. Це пов'язано з використанням різних навісних компонентів: транзисторів, напівпровідникових ІС, конденсаторів, котушок індуктивності і т.д. ГІС дозволяють реалізувати широкий клас функціональних електронних схем – підсилювачів, перетворювачів, комутаторів, фільтрів, вторинних джерел живлення.

Під час використання ГІС бажано застосовувати ІС однієї серії. Це полегшує узгодження мікросхем між собою та іншими компонентами.

У початковий період розвитку мікроелектроніки більшість аналогових схем виконувалися, як гібридні інтегральні мікросхеми. Були розроблені і знайшли широке застосування ІС для телевізійних приймачів серії К224, К245, К416. Мікросхеми цих серій використовують у радіоканалі, у блоках кольоровості, кадрового і рядкового розгорнень, у підсилювачах потужності низької частоти, у стабілізаторах напруги живлення.

Промисловість випускає кілька серій ІС спеціально для радіоприймальної апаратури. З них найбільшою функціональною повнотою відзначаються серії К224, К235, К237, К435. ІС серії К235 застосовувалися для приймально-передавальної апаратури, яка працює в діапазоні частот до 150 МГц. Вони випускалися в металополімерних корпусах, які не забезпечували надійний вологозахист. ІС серії 435 мають більш високі функціональні можливості та електричні параметри. Вони призначені для створення високоякісної апаратури, що працює в діапазоні до 200 МГц. Їх випускають у металоскляних корпусах типу 1215. До складу серії 435 включено підсилювачі високої, проміжної, низької частоти, підсилювач-обмежник, схеми комутаторів, змішувача, модулятора, амплітудного детектора, багатофункціональні схеми. Мікросхеми цієї серії мають напругу живлення $6\text{ В} \pm 10\%$.

ІС серії К237 використовують у переносних автомобільних радіоприймачах, портативних магнітофонах II–IV класу.

Для побудови різних аналогових пристроїв можуть застосовуватися ІС серії К284. Її особливістю є високий вхідний опір ІС, наявність схеми операційного підсилювача і схем для побудови елементів частотної селекції на основі активних RC-фільтрів.

Оптоелектронні ІС серій К249, К262, К293, К295, 415, 490 застосовують у радіоелектронній апаратурі для керування потужними тиристорами і симисторами, для захисту вторинних джерел живлення, комутації індикаторів, а також для узгодження схем керування з індикаторними табло.

Особливість оптоелектронних схем полягає у тому, що їхні вхідні параметри погоджені з параметрами логічних схем, а вихідні параметри визначаються режимами керування ними кіл. Це досягається гальванічною розв'язкою вхідних і вихідних кіл. Наприклад, за допомогою низьких напруг можна керувати високовольтними колами, зв'язати кола, що працюють на різних частотах тощо. Застосування оптоелектронних ключів сприяє поліпшенню завадозахисту пристроїв.

Для випрямлячів і стабілізаторів джерел живлення випускають спеціалізовані ІС серії К275, К299, К286, К403. ІС серії К299 призначені для створення випрямлячів із множенням напруги до 2000...2400 В. ІС серії К286 застосовують у вихідних каскадах вторинних джерел живлення мікроелектронної апаратури. ІС серії 403 є стабілізаторами напруги з фіксованою вихідною напругою в діапазоні від 5 до 30 В та струмами навантаження 1...2 А.

Для спільної роботи цифрових і аналогових схем і представлення цифрової інформації в аналоговій формі використовують цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП). Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) перетворюють інформацію з аналогової форми у цифрову.

Промисловість випускає набори мікросхем для побудови ЦАП і АЦП. Для реалізації аналогових частин перетворювачів призначено ІС серії К252, К302...К318. До складу серії К252 включені перетворювачі двійкового коду в струм (К252ПА1-3), операційний підсилювач (К252УД1), компаратори (К252СА1), комутатори напруги (К252ПН1). Мікросхеми серій К302...К318 є наборами резисторів з різними законами зміни номіналів резисторів і схемами їх включення (наприклад, матриці R-2R, R-2R-4R, просто набори резисторів тощо). Функціонально закінчені ІС ЦАП і АЦП складають серії К417, К427. Однак необхідно відзначити, що ГІС перетворювачів поступаються за точністю та швидкодією напівпровідниковим ІС; вони використовуються для АЦП і ЦАП загального застосування.

Серія мікросхем К425 призначена для використання в автомобільній електроніці та автоматиці. До складу серії належать схеми керування кроковими двигунами, підсилювачі постійного струму, буферні підсилювачі, набори діодів і конденсаторів.

Сьогодні, завдяки успіхам технології та мікросхемотехніки, найбільшого розвитку набули напівпровідникові аналогові ІС. Сучасні напівпровідникові аналогові ІС відзначаються високими електричними параметрами: малим рівнем шумів, великим діапазоном робочих частот (від нуля до десятків ГГц) і вихідних потужностей (до сотень ват), великою номенклатурою ІС різного призначення тощо; мають високі експлуатаційні параметри: широкий діапазон напруг живлення і робочих температур, високу надійність тощо. Ці фактори значно зменшили області ефективного застосування ГІС.

Технологія ГІС використовується для створення нетипових і нестандартних компонентів радіоелектронної апаратури (наприклад, мікросхем частинного застосування і мікроскладнь), для потужних ІС і ІС для СВЧ діапазону.

Наприклад, фірма Sanyo випускає серії ІС потужних багатоканальних (3–4) підсилювачів потужності звукових частот. Вихідна потужність змінюється залежно від типу ІС від 20 до 100 Вт на один канал. ІС фірми Arax мають вихідну потужність більше 1200 Вт і смугу підсилюваних частот від 20 Гц до 1 МГц. Це досягнуто за рахунок паралельного вмикання у вихідному каскаді по вісім потужних польових транзисторів у кожному плечі. Реалізація цієї схеми на друкованій платі у три – чотири рази знизилася частотні властивості. Для охолодження мікросхеми розроблено радіатор із рідинним охолодженням.

Зростання степеня інтеграції напівпровідникових цифрових ІС до $10^5 \dots 10^8$ елементів на кристал, їхньої функціональної складності супроводжується збільшенням числа зовнішніх виводів до декількох десятків і, навіть, сотень. Це збільшує як кількість з'єднань між ВІС, так і їх довжину. З високою швидкістю (періодом тактових імпульсів $10^{-8} \dots 10^{-9}$ с) сучасних ВІС і НВІС, затримка поширення сигналів у з'єднувальних провідниках між мікросхемами стає більшою, ніж затримка під час обробки сигналу у ВІС. Це обмежує швидкість цифрових пристроїв обробки інформації. Для підвищення швидкості необхідно встановлювати ВІС на меншій відстані одну від іншої і зменшувати довжину з'єднувальних провідників.

У багатьох випадках монтаж корпусних ВІС на багатошаровій друкованій платі не дозволяє досягти необхідної ефективності. Ця задача вирішується розміщенням безкорпусних ВІС або ВІС у мікрокорпусах на багатошарових комутаційних платах.

Застосування безкорпусних ВІС дозволяє значно підвищити швидкість і знизити масу і габаритні розміри радіоелектронних пристроїв за рахунок підвищення щільності компонування ВІС. Довжина сполучних провідників зменшується зі збільшенням кількості шарів (рівнів комутації).

Для одержання комутаційних плат з числом шарів від 6 до 30 застосовують технологію на основі багатошарової кераміки. Окремо виготовляють діелектричні пластини з товстоплівковими провідниками та ізоляційні пластини з перехідними отворами, а потім збирають їх у пакет і запікають.

Технологія тонкоплівкових ГІС широко використовується у виробництві багатошарових комутаційних плат на поліімідній плівці. Для кращого відведення тепла і збільшення жорсткості, плата з поліімідної плівки міститься на металевій основі, (наприклад, зі сплаву алюмінію) або на підкладці з вуглепласту, що має теплопровідність у 3–4 рази більшу від теплопровідності міді.

Контрольні запитання і завдання

1. Визначіть переваги застосування ГС і МЗБ в аналоговій апаратурі у порівнянні з напівпровідниковими ІС.
2. Які серії і чому застосовувались у приймально-передавальній апаратурі? Які мікросхеми належать до них?
3. Які особливості оптоелектронних ІС? У яких серіях вони випускались?
4. Які мікросхеми використовували для побудови ЦАП і АЦП?
5. Наведіть приклади сучасних гібридних мікросхем.
6. Які причини обмеження швидкодії пристроїв, що містять швидкодіючі ВІС і НВІС?
7. Охарактеризуйте застосування плівкової технології у виробництві багатошарових комутаційних плат.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы и технология их производства: учеб. / Ю.Е. Гордиенко, А.Н. Гуржий, А.В. Бородин, С.С. Бурдукова. – Харьков: «Компания СМИТ», 2004. – 620 с.
2. Основы микроэлектронных устройств: учеб. пособие /Б.Г. Бондарь, А.В. Бородин, Ю.Е. Гордиенко, Н.И. Слипченко; Под редакцией проф. Ю.Е. Гордиенко. – К.: ІЗМН, 1998. – 216 с.
3. Проектування напівпровідникових приладів та інтегральних схем: навч. посібник для студентів ЗВО. / І.М. Бондаренко, О.В. Бородин, В.П. Карнаушенко. – Харків: ХНУРЕ. – 2019. – 177 с.
4. Материалы электронной техники: учеб. пособие. / В.А. Антонова, А.В. Бородин, Ю.Е. Гордиенко, Н.И. Слипченко. – Харьков: ХТУРЭ, 2001. – 160 с.
5. Основы микроэлектроники. 2-е издание. / И.П. Степаненко. – М.: Библиотека интеллектуальных знаний, 2001. – 488 с.
6. Полупроводниковые радиокомпоненты. / П.А. Пашинцев. – Харьков: АО «ТИ транскрипция», 1998. – 279 с.
7. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов. – 8-е издание, исправленное. / В.В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – М.: Лань, 2006. – 480 с.
8. Основи фізики напівпровідникових приладів. / В.І. Яцишин, С.С. Бурдукова. – Київ: НМК ВО, 1992. – 120 с.
9. Физика полупроводниковых приборов. / А.И. Лебедев – М.: Физматлит, 2008.
10. Физика полупроводниковых приборов: учеб. пособие / В.И. Гаман. – Томск: Изд-во НТЛ, 2000. 426 с.

Навчальне видання

БОНДАРЕНКО Ігор Миколайович,
БОРОДІН Олександр Васильович,
КАРНАУШЕНКО Володимир Петрович,
ВАСИЛЬЄВ Юрій Сергійович

ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Частина 1

Навчальний посібник

Відповідальний випусковий І.М. Бондаренко
Редактор Б.П. Косіковська
Комп'ютерна верстка Л.Ю. Светайло

План 2020 (друге півріччя), поз. 1.

Підп. до друку 20.05.20.	Формат 60x84 ¹ / ₁₆ .	Спосіб друку – ризографія.
Умов. друк. арк. 13,2.	Облік. вид. арк. 12,0.	Тираж 40 прим.
Ціна договірна	Зам № 1-1.	

ХНУРЕ. Україна. 61166, Харків, просп. Науки, 14

Віддруковано в редакційно-видавничому відділі ХНУРЕ
61166, Харків, просп. Науки, 14