

Г.Д.Дорощенко, О.К.Колесницький,
С.Є.Тужанський

РАДІОКОМПОНЕНТИ ТА МІКРОЕЛЕКТРОННА ТЕХНОЛОГІЯ



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Вінницький національний технічний університет

Г.Д.Дорощенко, О.К.Колесницький, С.Є.Тужанський

**РАДІОКОМПОНЕНТИ ТА
МІКРОЕЛЕКТРОННА
ТЕХНОЛОГІЯ**

Затверджено Вченою радою Вінницького національного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальності 7.091101 "Лазерна та оптоелектронна техніка". Протокол № 6 від 29. 12. 2005р.

Вінниця ВНТУ 2006

Рецензенти:

М.П.Дивак, доктор технічних наук, професор

В.М.Кичак, доктор технічних наук, професор

А.М.Петух, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Г.Д.Дорощенко, О.К.Колесницький, С.Є.Тужанський

Д 69 **Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія. Навчальний посібник** - Вінниця: ВНТУ, 2006.- 145с.

Цей навчальний посібник розроблений у відповідності з планом кафедри лазерної та оптоелектронної техніки і програмою дисципліни “Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія” для студентів спеціальності “Лазерна та оптоелектронна техніка”.

УДК 621.38

Зміст

Передмова.....	5
Вступ.....	6
Розділ 1 Фізичні основи напівпровідникових приладів	
1.1 Енергетичні діаграми напівпровідників.....	7
1.2 Електронно-дірковий перехід.....	12
1.3 Вольт-амперна характеристика р-п переходу.....	14
1.4 Тунельний ефект в р-п переході.....	16
1.5 Гетероперехід.....	18
1.6 Перехід Шотткі.....	19
1.7 Поверхневі явища в напівпровідниках.....	21
1.7.1 Виникнення приповерхневого шару об'ємного заряду.....	21
1.7.2 Викривлення енергетичних зон у поверхні напівпровідника.....	21
1.7.3 Метод ефекту поля.....	24
1.8 Фотоефект в р-п переході.....	25
Контрольні запитання та завдання.....	27
Розділ 2 Напівпровідникові діоди	
2.1 Технологія виготовлення напівпровідникових діодів.....	30
2.2 Випрямні діоди.....	31
2.3 Високочастотні і надвисокочастотні діоди.....	33
2.4 Імпульсні діоди.....	34
2.5 Кремнієві стабілітрони.....	35
2.6 Тунельні діоди.....	38
2.7 Варикапи.....	39
2.8 Світловипромінювальні діоди.....	40
Контрольні запитання та завдання.....	43
Розділ 3 Транзистори і тиристори	
3.1 Біполярні транзистори.....	44
3.1.1 Загальні відомості.....	44
3.1.2 Фізичні процеси.....	45
3.1.3 Схеми ввімкнення транзистора.....	50
3.1.4 Статичні характеристики транзисторів.....	53
3.1.5 Підсилювальні властивості транзистора.....	58
3.1.6 Транзистор - активний чотириполюсник.....	59
3.1.7 Динамічний режим роботи транзистора.....	62
3.1.8 Температурні властивості транзистора.....	64
3.1.9 Частотні властивості.....	66
3.1.10 Імпульсний режим.....	70
3.1.11 Експлуатаційні параметри транзистора.....	73

3.2	Польові транзистори.....	74
3.3	Одноперехідний транзистор	78
3.4	Фототранзистори.....	80
3.5	Чотиришарові напівпровідникові прилади	82
	Контрольні запитання та завдання.....	86

Розділ 4 Гібридні інтегральні мікросхеми

4.1	Конструктивні елементи гібридних ІМС.....	91
4.2	Пасивні елементи.....	92
4.2.1	Підкладка.....	92
4.2.2	Провідники і контактні площадки.....	93
4.2.3	Резистори.....	94
4.2.4	Конденсатори.....	97
4.2.5	Індуктивності.....	100
4.2.6	Безкорпусні напівпровідникові прилади.....	100
4.3	Основи проектування і технологія виготовлення ГІМС.....	101
	Контрольні запитання та завдання.....	111

Розділ 5 Напівпровідникові інтегральні мікросхеми

5.1	Принципи виготовлення напівпровідникових ІМС.....	113
5.2	Компоненти напівпровідникових ІМС.....	116
5.2.1	Транзистори.....	116
5.2.2	Діоди.....	119
5.2.3	Резистори.....	120
5.2.4	Конденсатори.....	121
5.2.5	Індуктивності.....	121
5.3	Розробка топології напівпровідникових ІМС.....	122
5.4	Великі інтегральні схеми.....	124
5.5	Прилади із зарядовим зв'язком в ІМС.....	125
	Контрольні запитання та завдання.....	126

Розділ 6 Гальваноманітні прилади

6.1	Феромагнітні та електроізоляційні матеріали, намотувальні дроти...127
6.2	Хімічні джерела струму.....135
6.2.1	Основні гальванічні елементи.....137
6.2.2	Акумулятори.....139
6.3	Твердотільні електрохімічні перетворювачі теплоти.....141
	Контрольні запитання та завдання.....143

Література.....	144
------------------------	------------

Передмова

Сучасний науково-технічний прогрес неможливий без електронних елементів, більшість яких виготовляють за мікроелектронною технологією.

Цей навчальний посібник присвячений в основному напівпровідниковим приладам і має шість розділів.

В першому розділі розглядаються фізичні основи напівпровідникових приладів згідно з сучасною квантовою теорією. В другому розділі розглянуті напівпровідникові діоди від найпростіших випрямних до спеціальних. Третій розділ присвячений приладам, що мають більше одного р-п переходу, тобто транзисторам і тиристорам. Четвертий розділ знайомить читача з гібридною інтегральною технологією. В п'ятому розділі розглянута напівпровідникова інтегральна технологія. Останній шостий розділ знайомить читача з гальваномagnetними приладами, які не завжди є напівпровідниковими, але потрібні для вивчення курсу "Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія".

Навчальний посібник "Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія" відповідає навчальному плану підготовки студентів за спеціальністю 7.091101 - "Лазерна та оптоелектронна техніка" та безумовно буде корисним студентам інших споріднених спеціальностей.

Вступ, розділи 1, 6 та підрозділи 2.8, 3.1 написав Дорощенко Г.Д., розділ 4 та підрозділ 3.5 - Тужанський С.Є., розділи 5, 2(крім підрозділу 2.8) та підрозділи 3.2, 3.3, 3.4 - Колесницький О.К.

Автори висловлюють подяку рецензентам роботи – д.т.н., проф. Петуху А.М., д.т.н., проф. Кичаку В.М., д.т.н., проф. Диваку М.П. за цінні поради та рекомендації, а також студентам Мороз І.В., Марченко І.В. за комп'ютерний набір навчального посібника.

Вступ

Електронні елементи сучасних пристроїв і приладів виготовляються промисловістю двох видів:

- у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, резисторів та інш.);
- у вигляді мікросхем, в яких в одному корпусі в один функціональний вузол поєднано ряд окремих елементів.

Перші лабораторні зразки найпростіших інтегральних мікросхем (ІМС) – тригера і генератора зсуву фаз були зроблені в США в 1958 р. фірмою Texas Instruments.

Радикальні зміни принципів створення ІМС відбулись після розробки фірмою Fairchild в 1960 р. планарної технології для біполярних транзисторів, а також технології створення польових транзисторів. Перша логічна МОН-схема була створена фірмою RCA в 1963 р. і мала 16 польових транзисторів.

Далі з'явилося багато різних варіантів схемотехнічних і фізичних принципів, ідей і технологічних процесів (методів), які використовують при створенні біполярних і польових транзисторів: ТТЛ- і ТТЛШ-схеми і їх різновиди і модифікації, ЕСЛ-схеми, з інжекційною логікою, пристрої із зарядовим зв'язком та інші. Зараз існує більше 50 технологічних різновидів ІМС. Розвиток мікроелектроніки йде шляхом підвищення рівня інтеграції ІМС за рахунок збільшення кількості елементів і зменшення структурних розмірів елементів за допомогою нових технологічних методів: від перших ІМС з малим рівнем інтеграції (менше 100 елементів на кристал) до ІМС з великим рівнем інтеграції (від 1000 до 100000 елементів на кристал).

Наприклад, мікропроцесор типу 8086 на площі 33 мм^2 має 29 тис. транзисторів. Багато із сучасних великих ІМС еквівалентні за функціональними можливостями складним радіоелектронним пристроям. Значне збільшення рівня інтеграції призводить до поєднання в один цикл процесів створення ІМС і приладів. Це різноманітні пристрої відображення часу, найновіші пристрої зв'язку ("мобільні телефони") та інші.

Однак зростання рівня інтеграції і складності ІМС стримується проблемами внутрішніх зв'язків, які займають велику площу зі збільшенням кількості елементів. Крім того, зі зменшенням геометричних розмірів елементів зростає опір внутрішніх зв'язків, що призводить до збільшення потужності розсіювання і зниження швидкодії ІМС. Ці проблеми можливо вирішити, наприклад, нано-технологією.

1.1. Енергетичні діаграми напівпровідників

Згідно з квантовою теорією [6,12], електрон може мати певні (дискретні або квантові) значення енергії і дискретні значення орбітальної швидкості. Тому електрон навколо ядра може рухатись тільки за певними орбітами. Кожній орбіті відповідає строго визначена енергія електрона або енергетичний рівень. Енергетичні рівні електронів відділені інтервалами, рівні яких електрони не можуть мати при переході з одної орбіти на іншу. Сукупність рівнів утворює енергетичний спектр електронів в атомі.

В звичайному стані (не збудженому) електрони в атомі розташовані на ближчих до ядра орбітах. Частково вільною може бути тільки зовнішня орбіта. При поглинанні енергії атомом будь-який електрон може перейти на більш високий вільний рівень (утворюється збуджений атом) або зовсім покинути атом (утворюється іон).

Взаємодія багатьох атомів в твердому тілі викликає зміщення і розщеплення енергетичних рівнів електронів. При об'єднанні в твердому тілі N однакових атомів кожен рівень енергії розщеплюється на N близько розташованих один біля одного енергетичних рівнів, які утворюють дозволу енергетичну зону. На рис. 1.1 відображено розщеплення енергетичних рівнів E_1 і E_2 електронів в атомі при утворенні системи з 6 однакових атомів ($N=6$); r - відстань між атомами.

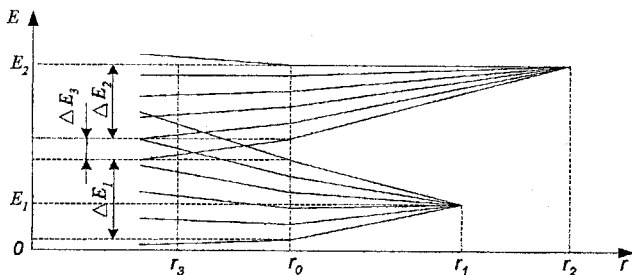


Рис. 1.1

При достатньо великій відстані між атомами вони практично не впливають один на одного. При зближенні на відстань $r=r_2$ відбувається розщеплення рівня E_2 на 6 дискретних значень. Подальше зменшення відстані $r=r_1$ супроводжується розщепленням енергетичного рівня E_1 . При деякому $r=r_0$ в системі утворюються дві сукупності дискретних енергетичних станів, які лежать в інтервалах ΔE_1 і ΔE_2 і які називаються

дозволеними енергетичними зонами. Ці зони при $r=r_0$ розділені проміжком ΔE_3 , який не містить енергетичних станів. Цей проміжок є забороненою зоною.

Заборонені зони відповідають таким значенням енергії, яких електрон мати не може. При подальшому зближенні атомів на відстань $r=r_3$ відбувається перекриття зон ΔE_1 і ΔE_2 , тобто заповнення забороненої зони ΔE_3 .

На рис. 1.2 графічно відображені енергетичні зони твердого тіла.

Рівні енергії, зайняті електронами при температурі 0°K , і відсутність зовнішніх впливів, утворюють в твердому тілі *заповнену зону*.

Сукупність енергетичних рівнів валентних електронів утворює так звану *валентну зону* (верхня частина заповненої зони).

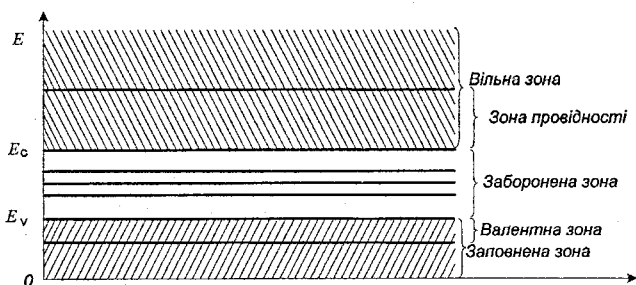


Рис. 1.2

Дозволені рівні енергії, які вільні при $T=0^\circ\text{K}$, утворюють *вільну зону*. Нижня частина вільної зони називається *зоною провідності*, оскільки рівні, що входять в неї, можуть займати валентні електрони, які отримали додаткову енергію ззовні.

Енергетичні рівні і енергетичні зони характеризують тільки енергетичні стани електрона, а не його геометричне розташування в твердому тілі.

Електропровідність матеріалів визначається шириною забороненої зони. Провідність твердого тіла визначається енергією, яку потрібно надати валентним електронам, щоб вони перейшли на більш високий енергетичний рівень, який відповідає зоні провідності. При цьому електрони втрачають зв'язок з ядром і стають вільними.

У провідників заборонена зона відсутня і валентні електрони легко переходять в зону провідності. У діелектриків ширина забороненої зони велика. Для переходу валентних електронів в зону провідності потрібна енергія не менш ніж 3 еВ . Для напівпровідників заборонена зона від $0,5$ до 2 еВ .

На рис. 1.2 E_c - це енергетичний рівень найнижчої границі зони провідності, а E_v - енергетичний рівень верхньої границі валентної зони.

Процес зайняття електронами того чи іншого енергетичного рівня носить імовірнісний характер і є функцією розподілу Фермі.

В чистому (власному) напівпровіднику енергетичний рівень Фермі E_f дорівнює:

$$E_f = E_v + \frac{\Delta E_3}{2} = E_c - \frac{\Delta E_3}{2}, \quad (1.1)$$

тобто рівень Фермі розташований посередині забороненої зони.

Напівпровідникові матеріали (Ge-германій, Si-кремній, Se-селен, GaAs-арсенід галію, GaP-фосфід галію, SiC-карбід кремнію та інші) мають питомий опір $\rho = 10^{-4} \div 10^{-10}$ Ом/см. Для порівняння у провідників цей параметр дорівнює $10^{-6} \div 10^{-4}$ Ом/см, у діелектриків - $10^{10} \div 10^{15}$ Ом/см, тобто за питомим опором напівпровідники займають проміжну область між провідниками і діелектриками. Ця границя дуже умовна, оскільки при достатньо високій температурі діелектрик поводить себе як напівпровідник, а кожен чистий напівпровідник при дуже низьких температурах подібний діелектрику.

Характерною властивістю напівпровідників є велика зміна питомого опору під дією *електричного поля, світла або іонізованих частинок*, а також при введенні в напівпровідник *домішок і при його нагріві*.

Розглянемо деякий об'єм ідеальної кристалічної решітки германію, якою є тетраедр, зображений на рис. 1.3, а у вигляді решітки на площині.

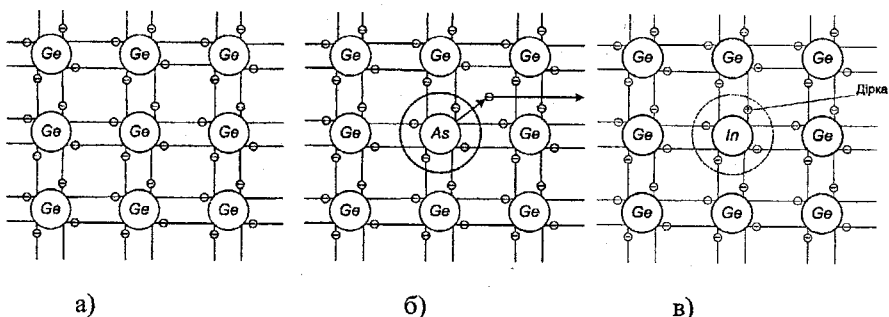


Рис. 1.3

Атоми германію розташовані у вузлах решітки і мають зв'язок із сусідніми атомами завдяки чотирьом валентним електронам. Подвійні лінії між вузлами решітки умовно позначають ковалентний зв'язок між кожною двійкою електронів, які належать різним атомам. В ідеальному кристалі германію при температурі абсолютного нуля $T=0^\circ\text{K}$ всі ковалентні зв'язки заповнені і кожен атом має добудовану оболонку з 8 електронів. Валентна зона повністю заповнена електронами, а зона провідності порожня.

Для германію ширина забороненої зони дорівнює 0,72 еВ. Тому для переходу електронів в зону провідності потрібне додаткове джерело

енергії. Таким джерелом може бути тепло зовнішнього середовища. При температурі вищій абсолютного нуля частина електронів порушує ковалентні зв'язки і переходить в зону провідності. При цьому в валентній зоні з'являються вільні енергетичні рівні, які називають *дірками провідності* і які в електричних і магнітних полях поводитись себе як частинки із зарядом зі знаком плюс. Процес утворення пар електрон – дірка називається *генерацією пар електрон-дірка* (рис. 1.4).

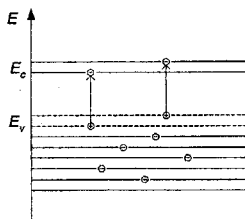


Рис. 1.4

Після з'явлення дірка під впливом теплової енергії здійснює хаотичний рух у валентній зоні так само, як і електрон в зоні провідності. При цьому є можливим процес захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони. Процес зникнення пар електрон – дірка називається *рекомбінацією*. Цей процес супроводжується виділенням енергії, яка йде на нагрівання і частково на випромінювання.

Якщо до кристала напівпровідника прикласти електричне поле, то рух електронів і дірок набуде напрямку. Тобто при температурі вищій абсолютного нуля кристал набуває здатності проводити електричний струм. Провідність визначається рухом обох видів носіїв – електронів і дірок. Загальна провідність дорівнює:

$$\sigma = q_n n \mu_n + q_p p \mu_p, \quad (1.2)$$

де σ – провідність напівпровідника,

n – концентрація електронів,

p – концентрація дірок,

μ_p, μ_p – рухомість, q_n, q_p – заряди електрона і дірки, відповідно.

Така провідність називається *власною*, а напівпровідник власним напівпровідником. Ця провідність маленька і зростає зі збільшенням температури. Електронна і діркова провідність обумовлені рухом електронів. Однак в разі електронної провідності рухаються електрони зони провідності в напрямку, протилежному напрямку електричного поля. В разі діркової провідності рухаються електрони валентної зони, заповнюючи вакантні енергетичні рівні (дірки) в напрямку, протилежному руху дірок і електричного поля. Вільні електрони у валентній зоні з'являються в разі, коли теплової енергії достатньо для порушення ковалентного зв'язку, але недостатньо щоб перевести електрон в зону провідності, перебороти заборонену зону.

Якщо в кристал германію або кремнію додати домішка елементів 3 або 5 груп таблиці Менделєєва, то цей напівпровідник називається *домішковим*. Домішкові напівпровідники мають більшу провідність ніж власні напівпровідники.

При внесенні в чистий германій домішки п'ятивалентного елемента (наприклад, миш'яку-As) атоми домішки заміщують у кутах кристалічної решітки атоми германію (рис. 1.3,б). При цьому чотири з п'яти валентних електронів миш'яку утворюють ковалентні зв'язки з чотирма сусідніми атомами германію. П'ятий електрон виходить залишковим. Енергетичний рівень домішки E_D розташований в забороненій зоні біля дна зони провідності. Тому при кімнатній температурі залишкові електрони при отриманні невеликої енергії $\Delta E_D = E_C - E_D$ переходять в зону провідності (рис. 1.5,а). У вузлах решітки утворюються позитивно заряджені іони, а в об'ємі кристала рухаються залишкові електрони з енергією зони провідності. Оскільки $\Delta E_D \ll \Delta E_Z$, то кількість електронів з домішкового енергетичного рівня значно перевищує кількість електронів з валентної зони в процесі генерації пар електрон-дірка (маються на увазі ті електрони, що переходять в зону провідності). Тому кількість електронів в такому кристалі перевищує кількість дірок.

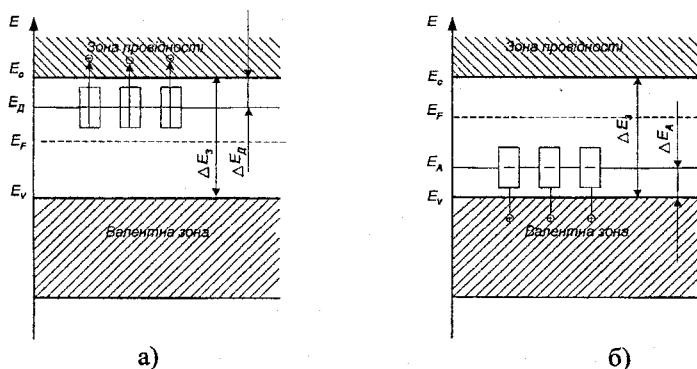


Рис. 1.5

Цей напівпровідник має в основному електронну провідність або провідність n-типу (n-напівпровідник), а домішка називається *донорною*. Основні носії заряду в цьому напівпровідникові є електрони, а неосновні – дірки. Рівень Фермі в цьому напівпровідникові зміщується в бік зони провідності в залежності від концентрації основних носіїв – електронів n_n .

Якщо в кристал германію додати домішку тривалентного елемента (наприклад, індію-In), то атоми індію заміщують у вузлах решітки атоми германію (рис. 1.3,в). При цьому при утворенні ковалентних зв'язків одного електрона не вистачає, бо атоми індію мають лише три валентних електрони. Оскільки домішковий енергетичний рівень E_A лежить в забороненій зоні поблизу валентної зони германію, достатньо невеликої

енергії (тепло навколишнього середовища) $\Delta E_A = E_A - E_V \ll \Delta E_z$, щоб електрони з рівнів валентної зони перейшли на енергетичний рівень домішки, утворюючи ковалентні зв'язки. В результаті, у валентній зоні з'являються залишкові енергетичні рівні (дірки), а атоми індію перетворюються в негативні іони (рис. 1.5,6).

Кількість дірок при цьому перевищує кількість електронів. Цей напівпровідник має діркову провідність типу р (р-напівпровідник). Така домішка називається *акцепторною*. В напівпровіднику р-типу основні носії – дірки, а неосновні – електрони. Рівень Фермі зміщується в бік валентної зони.

1.2. Електронно-дірковий перехід

Область, яка поділяє напівпровідник на дві частини з різною провідністю, називається *електронно-дірковим переходом* або *р-п переходом*. Він є основою більшості напівпровідникових пристроїв і робиться випаленням або дифузією домішок в пластину монокристалу напівпровідника, а також вирощуванням р-п переходу з розплаву напівпровідника з деякою кількістю домішок [3,5]. В залежності від способу виготовлення р-п переходи бувають *сплавні*, *дифузні* та інші.

При виготовленні р-п переходу концентрація атомів донорної домішки в п-області складає $N_D \approx 10^{15} \text{ см}^{-3}$, а акцепторної домішки в р-області $N_A \approx 10^{18} \text{ см}^{-3}$.

На кордоні р-п переходу з'являється градієнт (перепад) концентрації носіїв заряду:

$$n_n \gg n_p \quad \text{і} \quad p_p \gg p_n.$$

Під впливом градієнта концентрації заряди будуть дифундувати з області з більшою концентрацією в область з меншою, тобто електрони дифундують в р-область, а дірки в п-область. Цей рух основних носіїв є *дифузійний струм* р-п переходу:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{п диф}} + I_{\text{р диф}}.$$

В результаті дифузійного струму приграничний шар збіднюється на рухомі основні носії заряду, що приводить до появи позитивного заряду в області п-типу і негативного заряду в області р-типу, наявність яких обумовлює появу електричного поля E (рис. 1.6,а-в). Це поле заважає подальшому зростанню струму основних носіїв. Наявність цього шару (ще він називається *замикальним шаром*) обумовлює появу в р-п переході контактної різниці потенціалів, так званого *потенціального бар'єра*:

$$\varphi_{k0} = \varphi_p - \varphi_n = (0,3 \div 0,8) V.$$

Крім основних носіїв в напівпровідниках є неосновні носії - теж електрони і дірки, які здійснюючи хаотичний рух (дрейф) попадають в зону дії потенціального бар'єра. Поле р-п переходу є для них прискорювальним. Рух неосновних носіїв – дрейфовий струм р-п переходу:

$$I_{\text{др}} = I_{\text{п др}} + I_{\text{р др}}.$$

В результаті при кімнатній температурі встановлюється термодинамічна рівновага струмів $I_{\text{диф}} - I_{\text{др}} = 0$.

Нерівновага концентрації носіїв зарядів в напівпровіднику з'являється при дії зовнішніх керуючих факторів: світла, нагрівання, електричного поля.

Середній час життя носіїв заряду називається *часом життя носіїв τ* , а середня відстань, яку за цей час пройдуть носії – *дифузійною довжиною носіїв заряду L* :

$$L_n = \sqrt{\tau_n D_n} \quad \text{і} \quad L_p = \sqrt{\tau_p D_p},$$

де D_n і D_p – коефіцієнти дифузії.

Величина $1/\tau$, обернена часу життя носіїв, визначає швидкість рекомбінації, і таким чином, швидкодію напівпровідникових приладів.

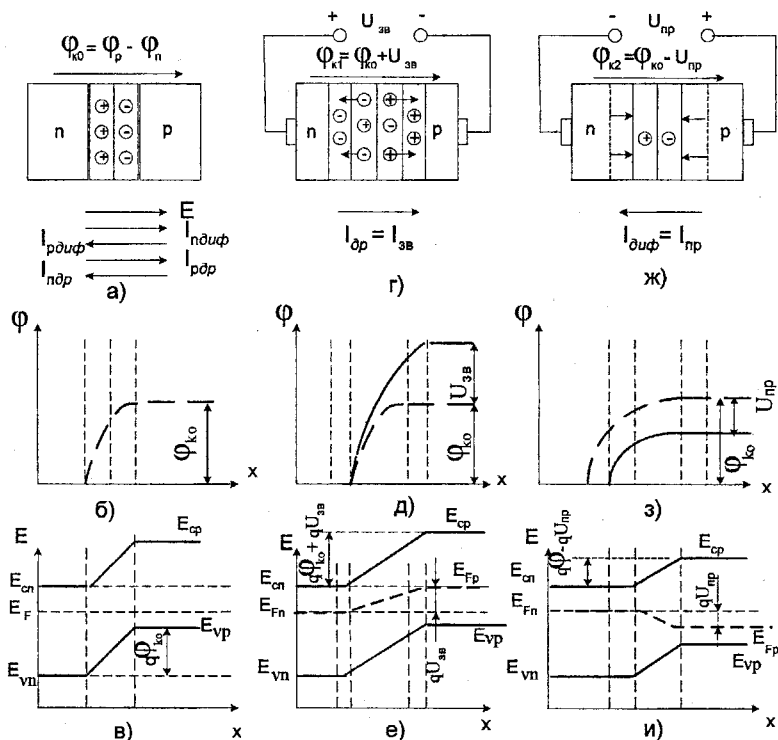


Рис. 1.6

При підключенні до р-п переходу зовнішнього електричного поля рівновага струмів порушується. Поведінка носіїв заряду залежить від полярності прикладеної напруги.

Пряме включення р-п переходу наведено на рис. 1.6,ж-и. В цьому випадку дія зовнішнього поля протилежна дії поля р-п переходу. Висота потенціального бар'єра зменшується:

$$\varphi_{k2} = \varphi_{k0} - u_{np}.$$

Основні носії частково компенсують об'ємні заряди. Ширина збідненого шару р-п переходу і його опір дифузійному струму зменшуються. Дифузійна складова струму через перехід збільшується, а дрейфова зменшується.

Поблизу р-п переходу з'являється велика кількість неосновних носіїв. При цьому з п-області в р-область інжектуються електрони, а з р-області в п-область - дірки. Процес введення носіїв заряду через р-п перехід в область, де вони є неосновними носіями при зниженні висоти потенціального бар'єра, називається *інжекцією*. Область напівпровідника, яка інжектує носії заряду, називається *емітером*, а область, в яку інжектуються носії заряду - *базою*.

При збільшенні U_{np} ($U_{np} > 1B$) потенціальний бар'єр в р-п переході зникає, $I_{др} \rightarrow 0$ і через р-п перехід тече $I_{диф}$ (струм основних носіїв).

Зворотне включення р-п переходу наведено на рис. 1.6,з-е. В цьому випадку зовнішнє електричне поле збігається з полем р-п переходу. Потенціальний бар'єр р-п переходу зростає:

$$\varphi_{k1} = \varphi_{k0} + u_{zn}.$$

Під впливом U_{zn} основні носії будуть дрейфувати з приграничного шару вглиб напівпровідника. При цьому ширина шару збідненого основними носіями збільшується. Опір р-п переходу для струму основних носіїв збільшується. Дифузійний струм зменшується і з ростом потенціального бар'єра прямує до нуля.

Для неосновних носіїв потенціальний бар'єр відсутній і вони втягуються полем зовнішньої напруги в р-п перехід і виходять в область, де вони будуть основними носіями. Цей процес називається *екстракцією*.

При зворотному включенні головну роль відіграє дрейфовий струм, який має невелику величину (струм неосновних носіїв). Цей струм називається *зворотним струмом насичення р-п переходу*.

1.3. Вольт-амперна характеристика р-п переходу

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-п переходу - це залежність струму через р-п перехід від величини і полярності прикладеної напруги. Аналітично ВАХ можливо зобразити виразом [5,15]:

$$I = I_0 (e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1), \quad (1.3)$$

де I_0 - зворотний струм насичення р-п переходу;

U - напруга, прикладена до р-п переходу;

φ_T - температурний потенціал;

$$\varphi_T = \frac{kT}{q},$$

де q – заряд електрона.

Графічно ВАХ наведена на рис. 1.7. Вона відображає процеси в р-п переході, розглянуті раніше. При прямому включенні перехід має малий опір і через нього тече достатньо великий струм.

Починаючи з точки 1 потенціальний бар'єр зникає і характеристика р-п переходу є пряма лінія, нахил якої залежить від опору бази. При зворотному включенні опір р-п переходу великий і через нього тече невеликий струм I_0 – зворотний струм насичення. В точці 2 при $U_{зв} = U_{проб}$ надходить пробій р-п переходу.

Розрізняють електричний (оборотний) і неелектричний (необоротний) пробій р-п переходу.

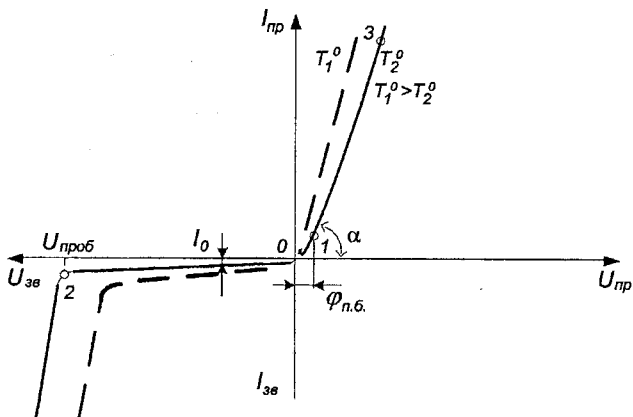


Рис. 1.7

Електричний (оборотний) пробій р-п переходу буває двох типів: лавинний і тунельний.

Лавинний пробій з'являється в результаті внутрішньої електричної емісії електронів під впливом ударної іонізації атомів напівпровідника.

Тунельний пробій з'являється, коли довжина вільного пробігу носіїв заряду стає більше ширини р-п переходу і ударна іонізація при цьому неможлива.

Електричний пробій називається *оборотним*, бо при зменшенні $U_{зв}$ властивості р-п переходу повертаються.

Необоротний пробій буває двох типів: тепловий і поверхневий.

Тепловий пробій виникає при нагріванні р-п переходу, або при великому зворотному струмі через р-п перехід, або від зовнішнього джерела тепла. В обох випадках р-п перехід нагрівається, виникає додаткова генерація пар електрон-дірка, що призводить до зростання I_0 .

Провідність р-п переходу зростає. Виникає тепловий (необоротний) пробій р-п переходу, який виводить його з ладу.

Необхідно зауважити, що електричний пробій може також перейти в необоротний тепловий пробій, якщо не обмежити величину зворотного струму через р-п перехід.

Поверхневий пробій виникає за рахунок появи великої кількості зарядів на поверхні напівпровідника. Для захисту від поверхневого пробію використовують спеціальне покриття.

Властивості р-п переходу залежать від температури навколишнього середовища. При збільшенні температури підсилюється генерація пар електрон-дірка, зростає концентрація неосновних носіїв і провідність напівпровідника. На рис. 1.7 зображено дві характеристики р-п переходу для різних температур ($T_2 > T_1$).

При достатньому зростанні температури зворотний струм зростає настільки, що напівпровідник втрачає властивість провідності в один бік. Прямий струм р-п переходу при нагріванні зростає не так сильно, як зворотний. Це пояснюється тим, що величина прямого струму залежить в основному від концентрації домішки в напівпровідникові.

Властивості р-п переходу залежать від частоти прикладеної напруги. Це пояснюється наявністю власної ємності між шарами напівпровідника з різними типами провідності.

При зворотній напрузі, прикладеній до р-п переходу, носіїв зарядів обох знаків власне в переході мало. В цьому випадку р-п перехід можна розглядати як ємність, величина якої залежить від величини об'ємного постійного заряду переходу, тобто від площі переходу, його ширини і діелектричної проникності напівпровідника. При невеликій напрузі носії зарядів протилежних знаків не залежні один від одного. При цьому величина бар'єрної ємності велика (ширина р-п переходу невелика). Із зростанням напруги ширина р-п переходу зростає, бар'єрна ємність зменшується. Ця властивість дозволяє використовувати перехід як ємність, якою управляє величина зворотної напруги.

Крім бар'єрної ємності р-п перехід має дифузійну ємність, яка з'являється при прямому включенні за рахунок явищ інжекції. Але вона шунтована малим прямим опором р-п переходу і тому не впливає на роботу р-п переходу.

1.4. Тунельний ефект в р-п переході

Явище тунельного ефекту було відкрито в 1958 році японським вченим Лео Есакі. Цей ефект спостерігається в р-п переході на базі вироджених напівпровідників (концентрація атомів домішки складає $10^{19} + 10^{20}$ см, що значно вище, ніж у звичайних напівпровідників), в яких рівень Фермі знаходиться в зоні провідності напівпровідника n-типу і в валентній зоні напівпровідника р-типу.

Ширина р-п переходу обернено пропорційна концентрації домішок, тому у вироджених напівпровідників питомий опір р- і п-областей малий і ширина р-п переходу невелика.

В р-п переходах (на базі вироджених напівпровідників) спостерігається так званий квантово-механічний тунельний ефект, який полягає в тому, що носії заряду, які мають енергії менші, ніж висота потенціального бар'єра, мають кінцеву вірогідність проникнення скрізь вузький ($\sim 0,01 \text{ мкм}$) бар'єр, не змінюючи своєї енергії [5].

Розглянемо процеси, які здійснюються в р-п переході, відмічені на ВАХ (рис. 1.8,а) окремими точками.

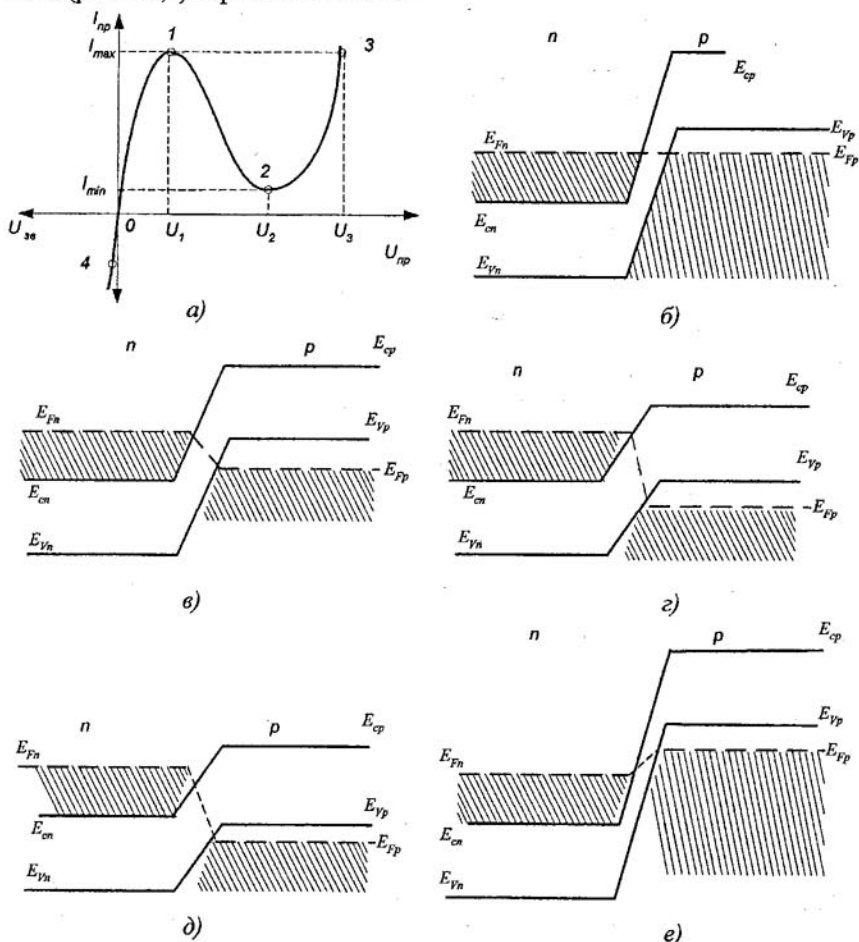


Рис. 1.8

Точка 0. Перехід знаходиться в стані термодинамічної рівноваги, рівень Фермі по всій р-п структурі не змінює свого значення. Верх

валентної зони напівпровідника р-типу (E_{vp}) вище низу зони провідності напівпровідника п-типу (E_{cp}). Маємо перекриття зон ($E_{vp} > E_{cp}$). Для спрощення пояснення процесів будемо вважати, що енергетичні рівні, які лежать нижче рівня Фермі повністю заповнені, а які лежать вище рівня Фермі пусті. Заповнені енергетичні рівні зони провідності (п-область) лежать напроти заповнених рівнів валентної зони (р-область). Тунельні переходи електронів неможливі і сумарний струм через р-п перехід дорівнює нулю (рис. 1.8,б).

Ділянка 0-1. При підключенні до р-п переходу прямої напруги перекриття зон зменшується. Рівень Фермі р-області зміщується вниз відносно рівня Фермі п-області. Через р-п перехід тече струм за рахунок тунельних переходів електронів з п- в р-область. Зі зростанням прямої напруги перекриття зон зменшується, а тунельний струм зростає до точки 1. Рівень Фермі п-області E_{Fn} збігається з верхом валентної зони р-області E_{vp} . Подальше зростання прямого струму зупиняється $I_{пр} = I_{пр, max}$ (рис. 1.8,в).

Ділянка 1-2. При подальшому зростанні $U_{пр}$ верх валентної зони р-області E_{vp} зміщується вниз відносно низу зони провідності п-області і частина заповнених рівнів зони провідності з'являється напроти рівнів забороненої зони р-області. Кількість тунельних переходів електронів зменшується, тунельний струм теж зменшується. На ВАХ з'являється ділянка негативного диференціального опору. За рахунок зростання прямої напруги верх валентної зони р-області E_{vp} з'являється напроти низу зони провідності п-області $E_{vp} = E_{cn}$. Перекриття зон зникає. Тунельний (прямий) струм має мінімальне значення $I_{пр} = I_{пр, min}$. (рис. 1.8,г).

Ділянка 2-3. Перекриття зон відсутнє. Тунельного ефекту немає. Через р-п перехід тече звичайний дифузійний струм, який зростає з ростом прямої напруги (рис. 1.8,д).

Ділянка 0-4. До р-п переходу підключена зворотна напруга. Перекриття зон збільшується. Рівень Фермі р-області йде вгору відносно рівня Фермі п-області. Напроти заповнених рівнів валентної зони р-області з'являються пусті рівні зони провідності п-області. Через р-п перехід тече зворотний струм (тунельні переходи елементів з р-області в п-область). Із зростанням зворотної напруги перекриття зон зростає, тому зворотний тунельний струм росте (рис. 1.8,е).

1.5. Гетероперехід

Гетеропереходом називається р-п перехід, утворений в результаті контакту напівпровідників з різною шириною забороненої зони. Раніше були розглянуті гомопереходи, утворені в результаті контакту напівпровідників з однаковою шириною забороненої зони. Прикладами гетеропереходів є переходи германій-кремній, германій-арсенід галія та інші [5]. Енергетична діаграма р-п гетеропереходу, в якому ширина забороненої зони діркового напівпровідника менша, ніж у електронного

напівпровідника, наведена на рис. 1.9. Її особливістю є розрив енергетичних рівнів у валентній зоні ΔE_v .

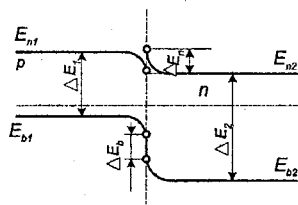


Рис. 1.9

В зоні провідності величина розриву обумовлена різницею істинних робіт виходу електронів з р- і n-напівпровідників, а в валентній зоні, крім того, ще й нерівністю енергій. E_{v1} і E_{v2} . Тому потенціальні бар'єри для електронів і дірок будуть різними: потенціальний бар'єр для електронів в зоні провідності менший, ніж для дірок у валентній зоні. При прикладенні до переходу прямої напруги потенціальний бар'єр для електронів зменшується і електрони з n-напівпровідника будуть інжектуватись в р-напівпровідник.

Потенціальний бар'єр для дірок також зменшується, але може бути достатньо великим, щоб інжекції дірок з р-області в n-область практично не було. Це призводить до того, що інжекція носіїв струму йде тільки в одну з областей р-n переходу, що важливо для високоякісної роботи багатьох пристроїв.

Гетероперехід може бути як між напівпровідниками різних типів провідності (n- і р-типу), так і напівпровідниками одного типу провідності: n-n або р-р. При використанні гетеропереходів типу n-n в прямій провідності беруть участь тільки основні носії струму – електрони. Тому при переключенні елемента з прямого включення на зворотне в ньому не буде відносно повільного зникнення неосновних носіїв, як у звичайних р-n переходах, і час переключення може бути суттєво зменшений ($0,1 \div 1$ нс).

1.6. Перехід Шотткі

Переходом Шотткі звуть контакт метал-напівпровідник n-типу, який має випрямну властивість. Його особливістю відносно звичайного р-n переходу є відсутність інжекції неосновних носіїв заряду. Ці переходи діють тільки на основних носіях, тому в елементах з переходом Шотткі відсутня дифузійна ємність, пов'язана з неосновними носіями, що суттєво зменшує час переключення. Крім того, спад напруги на відкритому переході Шотткі значно менший, ніж на звичайному р-n переході, що відбувається за рахунок росту кількості носіїв заряду, які беруть участь в утворенні прямого струму через додаткову термоелектронну емісію, яка

виникає за рахунок теплової енергії при протіканні хоча б невеликого струму через контакт з великим опором [5].

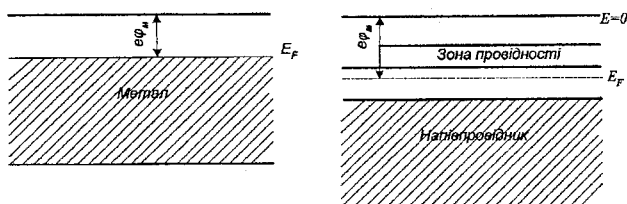


Рис. 1.10

На рис. 1.10 енергетичні діаграми для ізольованих один від одного металу і напівпровідника, які розташовані у вакуумі. Для виходу електрона з металу у вакуум, йому потрібно надати енергію $e\phi_m$, а для виходу з напівпровідника - $e\phi_n$. Якщо робота виходу з металу вища ніж з напівпровідника, то при здійсненні контакту метал-напівпровідник, потік електронів з напівпровідника в метал буде переважним. В результаті метал заряджається негативно, а напівпровідник позитивно і між ними на кордоні контакту з'явиться контактна різниця потенціалів U_k . Направлене переміщення електронів буде до тих пір, поки рівні Фермі не зрівняються (рис. 1.11,а). Внаслідок відходу електронів з контактного шару напівпровідника цей шар збіднюється носіями заряду і його опір збільшиться. Ширина області просторового заряду в напівпровідниках складає одиниці мікрметра, а в металах, менше ніж 10^{-4} мкм, тому в контактній області енергетичні рівні напівпровідника скривлюються доверху.

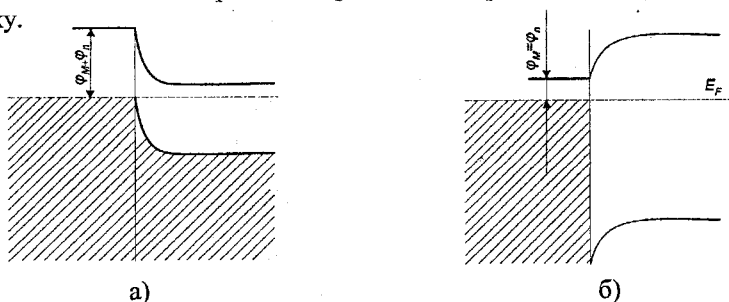


Рис. 1.11

Для подолання бар'єра, який виник, і переходу з одної величини в іншу електрон повинен мати енергію на $e(\phi_m - \phi_n)$ більшу, ніж енергія рівня Фермі. Контактний шар напівпровідника, збіднений носіями заряду, заважає протіканню струму через контакт, тобто є замикальним. Таким чином, при виникненні збідненого шару контакт металу з

напівпровідником має випрямні властивості, а ВАХ цього контакту подібна характеристиці звичайного р-п переходу.

Якщо робота виходу з металу менша ніж з напівпровідника, то переважним буде перехід електронів з металу в напівпровідник. Контактний шар напівпровідника збагачується носіями заряду, концентрація електронів зростає, а опір зменшується (рис. 1.11,б). Цей опір малий при будь-якій полярності зовнішньої напруги, тому такі контакти не мають випрямних властивостей і використовуються для здійснення омичних переходів в мікросхемах, необхідних для приєднання тих або інших елементів до зовнішнього поля.

Свою назву перехід отримав на честь німецького фізика В. Шоттки, який зробив це відкриття в 1930 році.

1.7. Поверхневі явища в напівпровідниках

1.7.1. Виникнення приповерхневого шару об'ємного заряду

Згідно з умовами електричної нейтральності, зарядження поверхні напівпровідника при заповненні поверхневих станів повинно супроводжуватись виникненням у поверхні шару об'ємного заряду, який нейтралізує поверхневий заряд. Нейтралізація відбувається за рахунок притягування носіїв заряду зі знаком протилежним знаку заряду поверхні і відштовхування носіїв однакового знаку. Тому поверхневий шар напівпровідника є збідненим носіями заряду однакового знаку зі знаком поверхневого заряду і збагаченим носіями протилежного знаку.

Товщина приповерхневого шару об'ємного заряду, вздовж якого йде нейтралізація поверхневого заряду, залежить від концентрації носіїв заряду.

В металах, які мають дуже велику ($\approx 10^{22}$ см⁻³) концентрацію носіїв, нейтралізація відбувається вже на відстані декількох параметрів решітки, а в напівпровідниках область об'ємного заряду простягається на велику глибину (10^{-4} см і більше). Зазвичай її приймають рівною, так званій, *дебаївській довжині екранування* L_D , яка має такий сенс: L_D – це відстань, уздовж якої потенціал поля в речовині з вільними носіями заряду зменшується в e раз [6].

Таким чином, у поверхні напівпровідника є область, електричні властивості якої визначаються не об'ємними концентраціями домішок, а величиною поверхневого заряду. В цій області концентрація носіїв заряду може суттєво відрізнятись від об'ємної концентрації.

1.7.2. Викривлення енергетичних зон у поверхні напівпровідника

Зарядження поверхні напівпровідника призводить до виникнення різниці потенціалів між поверхнею і об'ємом напівпровідника і, отже, викривлення енергетичних зон. При зарядженні поверхні негативно енергетичні зони викривляються вгору, бо при переміщенні електрона з

об'єму до поверхні його енергія збільшується. При зарядженні поверхні позитивно зони викривляються донизу. Викривлення пролягає вглибину напівпровідника приблизно на дебаївську довжину L_D .

На рис. 1.12 наведена зонна схема напівпровідника n-типу.

Ψ – це електричний потенціал, який характеризує викривлення зон, причому позитивні значення потенціалу відкладаються донизу. В об'ємі напівпровідника потенціал дорівнює Ψ_0 (відповідає середині забороненої зони), на поверхні – дорівнює Ψ_s , Φ_0 – потенціал, який відповідає рівню Фермі. Тоді різниця потенціалів між рівнем Фермі і рівнем електростатичного потенціалу:

$$\Phi = \Phi_0 - \Psi.$$

Якщо помножити це рівняння на заряд електрона отримаємо:

$$q\Phi = E_F - E_i. \quad (1.4)$$

Якщо рівень Фермі пролягає вище середини забороненої зони $E_F > E_{i0}$, то $q\Phi > 0$ (позитивне), а $\Phi < 0$ (негативне). Якщо рівень Фермі пролягає нижче середини забороненої зони $E_F < E_{i0}$, то отримаємо $q\Phi < 0$ (негативне), а $\Phi > 0$ (позитивне). В об'ємі напівпровідника Φ приймається рівним Φ_b , а на поверхні – Φ_s .

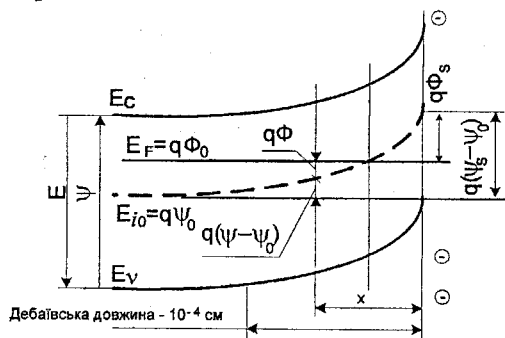


Рис. 1.12

Викривлення зон вимірюється різницею електростатичних потенціалів у приповерхневому шарі Ψ і в об'ємі напівпровідника Ψ_0 , тобто величиною $q(\Psi - \Psi_0)$. На поверхні напівпровідника вона дорівнює $q(\Psi_s - \Psi_0)$. Для зон, викривлених доверху $\Psi - \Psi_0 < 0$ - викривлення негативне, для зон, викривлених донизу $\Psi - \Psi_0 > 0$ - викривлення позитивне.

Концентрація електронів і дірок в приповерхневому шарі дорівнює:

$$n = n_i e^{q\Phi/kT}, \quad p = n_i e^{-q\Phi/kT},$$

де $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – стала Больцмана.

Підставивши значення $q\Phi$ з (1.4) отримаємо:

$$n = n_i e^{(E_F - E_i)/kT}, \quad p = n_i e^{(E_i - E_F)/kT}.$$

По всій області приповерхневого шару, в якій середина забороненої зони E_i пролягає нижче рівня Фермі $E_F > E_i$ маємо $n > n_i > p$ і ця область напівпровідника має n -провідність. Якщо крива $\Psi(x)$ перетне рівень Фермі $E_i = E_F$, буде $n = p = n_i$. В цій області напівпровідник поводить ся як власний. В області, де рівень Фермі пролягає нижче середини забороненої зони $E_F < E_i$ і $p > n_i > n$, напівпровідник має p -провідність.

При формуванні приповерхневої області напівпровідника можливі три важливих випадки: збіднення, інверсія і збагачення.

Збіднена область (рис. 1.13,а) виникає в тому разі, якщо на поверхні напівпровідника з'являється поверхневий заряд, який за знаком збігається зі знаком основних носіїв струму, а за величиною не настільки великий, щоб відбулося перетинання кривої $\Psi(x)$ з рівнем Фермі.

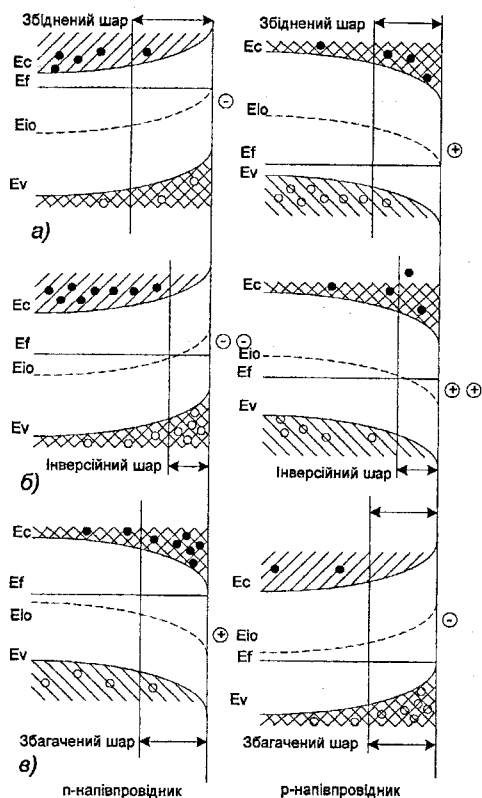


Рис. 1.13

Викривлення зон веде до збільшення відстані від рівня Фермі до дна зони провідності напівпровідника n-типу і до вершини валентної зони напівпровідника p-типу.

Інверсійна область (рис. 1.13,б). При великій густині поверхневого заряду, за знаком, який збігається зі знаком основних носіїв заряду, крива електростатичного потенціалу $\Psi(x)$ може перетнути рівень Фермі і пролягти вище нього в напівпровідниках n-типу і нижче нього в напівпровідниках p-типу.

В цьому випадку відстань від рівня Фермі до стелі валентної зони (напівпровідник n-типу) менша, ніж відстань до дна зони провідності, в результаті концентрація неосновних носіїв струму (дірок) у поверхні вища, ніж концентрація основних носіїв і тип провідності цієї області змінюється. Це явище називається *інверсією*, а шари, в яких воно спостерігається, називаються *інверсійними шарами*.

Збагачена область (рис. 1.13,в). Якщо знак поверхневого заряду протилежний знаку основних носіїв струму, то під його впливом йде притягання до поверхні основних носіїв струму і збагачення ними приповерхневого шару. Ці шари називаються *збагаченими*.

1.7.3. Метод ефекту поля

Для дослідження поверхневих явищ напівпровідника широке застосування отримав *метод ефекту поля* (рис. 1.14). Суть цього методу: одну сторону напівпровідника покривають тонким шаром ізоляції, на протилежну наносять металевий електрод. За допомогою другого металевого електрода пластина підключається в електричне коло.

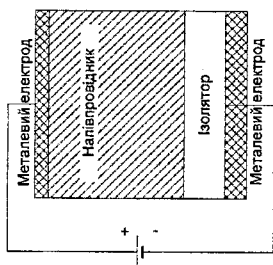


Рис. 1.14

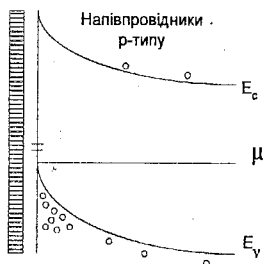


Рис. 1.15

Отримана система може розглядатися як плоский конденсатор. При прикладенні до нього зовнішньої різниці потенціалів U на його обкладинках індукуються заряд:

$$Q = CU$$

В той час, як в металі індукований заряд Q локалізується на поверхні, в напівпровіднику він пролягає на значну величину від поверхні,

що веде до викривлення енергетичних зон (рис. 1.15). Викривлення зон веде до змін концентрації носіїв струму в приповерхневому шарі і, звідно, до зміни його електропровідності. Явище зміни провідності напівпровідника під впливом поперечного електричного поля називається ефектом поля.

1.8. Фотоэффект в р-п переході

У фотодіодах світлочутливим елементом є перехідна область між матеріалами з електронною і дірковою провідністю, тобто p - n перехід. На рис. 1.16,а зображена енергетична схема p - n переходу у рівновазі. Рівень Фермі E_F у всіх частинах схеми має одне положення. Область з дірковою провідністю містить енергетичний рівень акцепторної домішки А, на який електрони під впливом тепла перейшли з валентної зони. Область з електронною провідністю містить енергетичний рівень донорної домішки D, з якого електрони перейшли в зону провідності. В області шириною d_0 присутнє контактне поле, що утворилось в результаті переходу деякого числа електронів із електронного напівпровідника в дірковий. Це поле утруднює попадання електронів і дірок в шар d_0 , який є збідненим носіями і визначає струм через діод.

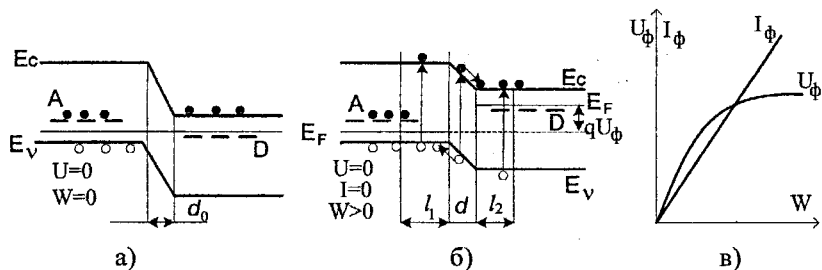


Рис. 1.16. Р-п перехід в стані рівноваги (а), при освітленні і відсутності зовнішньої напруги (б), залежність фотоструму I_ϕ і фото-е.р.с. U_ϕ від світлового потоку W (в)

При освітлюванні p - n переходу світлом з енергією фотонів більшою ширини забороненої зони ($\Delta E = E_c - E_v$) по обидві сторони від переходу і в самому переході виникають пари електрон-дірка. Пари, що виникають в області d_0 , розділяються електричним полем, причому електрони рухаються в область з електронною провідністю, а дірки - в область з дірковою провідністю (рис. 1.16,б). Окрім того, в перехід потрапляють електрони, створені світлом у шарі l_1 лівіше переходу, оскільки після звільнення електрони за час життя τ встигають проходити середню відстань L (дифузійна довжина). Те саме стосується дірок в шарі l_2 правіше переходу. При $\tau = 1 \cdot 10^{-6}$ с і коефіцієнті дифузії носіїв $D = 25 \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ довжина L дорівнює $5 \cdot 10^{-3}$ см ($L = \sqrt{D \cdot \tau}$).

Якщо на перехід не подана зовнішня напруга і коло розімкнуте, то освітлювання приводить до накопичення електронів в n-області і дірок в р-області. В результаті утворюється різниця потенціалів U_ϕ , тобто з'являється фото-е.р.с. Якщо зовнішнє коло замкнуте, то виникає фотострум. В таких умовах фотодіод працює як фотоелемент [8].

Для перетворення енергії сонячного проміння в електричну використовують р-п переходи в кремнії ($\Delta E = 1\text{eV}$), коли всі фотони сонячного випромінювання здатні створювати електронно-діркові пари. Фото-е.р.с. таких фотоелементів становить декілька десятих частинок вольт, тому їх часто з'єднують послідовно для отримання напруги в кілька вольт (сонячні батареї для космічних апаратів і іншої мети).

Напруга U_ϕ зміщує перехід в прямому напрямку, знижує висоту бар'єра для електронів і дірок, що полегшує перетікання швидких електронів в р-область. Зі збільшенням W (рис. 1.16,в) ріст U_ϕ сповільнюється. Вольт-амперну характеристику р-п переходу при освітлюванні можна записати так:

$$I = I_n \cdot \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] - I_\phi, \quad (1.5)$$

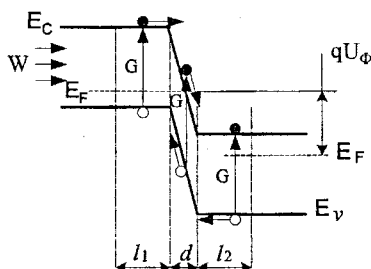
де I_n – струм насичення в темноті;

I_ϕ – фотострум, що проходить через перехід;

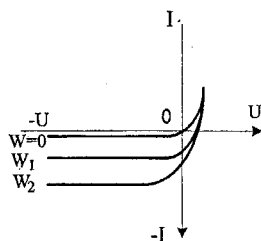
U – зовнішня напруга на переході.

Якщо у зовнішньому колі $I = 0$, а $U = U_\phi$, то з (1.5) отримаємо:

$$U_\phi = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_\phi}{I_n} + 1\right). \quad (1.6)$$



а)



б)

Рис. 1.17. Р-п перехід, ввімкнений в заперітному напрямку (а), вольт-амперні характеристики фотодіода при різних світлових потоках W (б)

Оскільки $I_\phi \sim W$, то з (1.5) маємо нелінійну залежність U_ϕ ("напруга холостого ходу") від W . Якщо фотоелемент включений у зовнішнє коло з малим опором, то фотоелектрони не накопичуються в n-області і $U_\phi = 0$.

Оскільки зовнішня напруга також відсутня $I = I_{\phi}$, тобто, в цьому випадку, струм (так званий струм короткого замикання) $I_{\phi} \sim W$ (рис. 1.16, в).

Якщо р-п- перехід включений в запірному напрямку (на р-область подати мінус джерела напруги), то практично вся напруга буде падати на збіднену область шириною d і схема енергетичних зон приймає вигляд, наведений на рис. 1.17, а.

Графіки вольт-амперних залежностей р-п переходу при освітлюванні наведені на рис. 1.17, б. При включенні переходу в запірному напрямку ($U < 0$) і при $qU \gg kT$ з (1.5) слідує, що $I = - (I_n + I_{\phi})$. З підвищенням W фотострум I_{ϕ} зростає і може значно перевищити темновий струм I_n .

Фотогальванічний ефект використовується у вентильних фотоелементах, фотодіодах, фототранзисторах, виготовлених на основі селену, германію, кремнію, сірчастого галію, сірчастого срібла.

Контрольні запитання та завдання

1. Як утворюється енергетичний спектр електронів в атомі?
2. Що відбувається з енергетичними рівнями при зближенні атомів?
3. Що характеризують енергетичні рівні і зони?
4. Які матеріали мають заборонену зону?
5. Де розташований рівень Фермі власних напівпровідників?
6. Що сприяє утворенню пар електрон-дірка і як називається цей процес?
7. Чим визначається провідність напівпровідників?
8. Як утворюються домішкові напівпровідники?
9. Де розташований рівень Фермі напівпровідників n і p-типу?
10. Як утворюється n-p перехід?
11. В якому напрямку йде рух основних і неосновних носіїв заряду в n-p переході і що таке термодинамічна рівновага струмів?
12. Що таке дифузійна довжина носіїв заряду?
13. До чого призводить підключення зовнішнього електричного поля до n-p переходу?
14. Як називається залежність струму від величини і полярності прикладеної напруги?
15. Які є електричні пробої n-p переходу?
16. Що в n-p переході підсилюється при зростанні температури і до чого це призводить?
17. Який струм зростає більше при зростанні температури і чому?
18. Яка ємність n-p переходу більше впливає на частотні властивості останнього – бар'єрна чи дифузійна і чому?
19. В яких n-p переходах спостерігається тунельний ефект?
20. Де розташований рівень Фермі напівпровідників з тунельним ефектом?

21. Яку особливу гілку має ВАХ напівпровідників з тунельним ефектом?
22. Яку особливість має n - p гетероперехід?
23. Чи може бути утвореним гетероперехід між напівпровідниками одного типу провідності?
24. Яка ємність відсутня в переході Шотткі?
25. Що більше, робота виходу електрона з металу чи з напівпровідника в переході Шотткі?
26. До чого призводить зарядження поверхні напівпровідника?
27. На яку відстань пролягає викривлення енергетичної зони напівпровідника при зарядженні поверхні?
28. Які області виникають при зарядженні поверхні напівпровідника?
29. Який тип провідності має напівпровідник n типу в інверсійній області?
30. Поясніть сутність методу ефекту поля.
31. Що змінюється в напівпровіднику під впливом поперечного електричного поля?
32. Як виникає фото-е.р.с. ?
33. Чи можна використовувати якості фотодіодів, якщо до нього підведена пряма напруга?
34. Як працює фотодіод у вентиляльному режимі?

Розділ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Напівпровідниковим діодом називається прилад з двома выводами, який містить один електронно-дірковий перехід.

Найбільше застосування отримали германієві і кремнієві напівпровідникові діоди, а також діоди, виконані на основі арсеніду галія.

В залежності від способу отримання електронно-діркових переходів напівпровідникові діоди діляться на два типи: *площинні і точкові*.

Історично першим напівпровідниковим діодом був кристалічний детектор, що використовувався в найпростіших (детекторних) радіоприймачах. Сьогодні сфера застосування напівпровідникових діодів поширилася настільки, що практично важко назвати вузол електронної апаратури, в якому б не використовувались ці винятково різні за призначенням напівпровідникові прилади.

Найважливішими перевагами напівпровідникових діодів, в порівнянні з вакуумними, є:

- *малі габаритні розміри і маса;*
- *високий коефіцієнт корисної дії (понад 99 %);*
- *відсутність джерела розжарювання;*
- *висока надійність.*

Тому напівпровідникові діоди спочатку змусили «потіснитись», а після цього практично повністю витіснили вакуумні діоди з таких широко розповсюджених приладів, як випрямлячі змінного струму, які забезпечують електроживленням велику кількість сучасних електронних схем. Широке розповсюдження в напівпровідниковій техніці отримали *кремнієві стабілітрони*, призначені для стабілізації напруги, *варикапи* (ємність *p-n* переходу яких змінюється при зміні підведеної до них напруги), *тунельні діоди* (на вольт-амперній характеристиці є ділянка з негативним опором), швидкодіючі *імпульсні діоди* (для роботи в схемах з імпульсами мікросекундного і наносекундного діапазону), різні *діоди надвисокого частотного діапазону* (для роботи в якості модуляторів, змішувачів, подільників і помножувачів частоти), *фотодіоди* (що реагують на світлове опромінення), *світлодіоди*.

Окрім перерахованих, все більш широке застосування знаходять *діоди Ганна, лавинно-пролітні діоди* і ін. Можна не сумніватися в тому, що і в майбутньому напівпровідникові діоди будуть мати першорядне значення в електронній техніці, безупинно удосконалюватися і оновлюватися.

Напівпровідникові діоди класифікуються за рядом ознак, найважливішими з яких є призначення, конструктивно-технологічні особливості, вид напівпровідникового матеріалу. За призначенням діоди поділяються на випрямні, високочастотні і надвисокочастотні, імпульсні, стабілітрони, тунельні, варикапи та інші; за конструктивно-технологічними особливостями – на площинні та точкові; за типом матеріалу – на

германієві, кремнієві, селенові, арсенідо-галієві, карбідо-кремнієві, антимонідо-індієві та інші.

2.2. Технологія виготовлення напівпровідникових діодів

Розрізняють точкові і площинні діоди. У перших, лінійні розміри такі ж, як і товщина р-n переходу, у других – значно більші. Основа діодів – пластина напівпровідника з монокристалу германію, кремнію, арсеніда галію або інша [3,7].

Принцип виготовлення точкового діода (рис. 2.1,а) – тонкий дріт (голка) з домішкою завдяки імпульсу струму приварюється до пластини напівпровідника. Таким чином, біля голки утворюється мініатюрний р-n перехід. Наприклад, до пластинки германію приварюється дріт з вольфраму покритого індієм.

Площинні діоди виготовляють головним чином вплавленням (рис.2.1,б,в) або дифузією (рис. 2.1,д). В пластинку германію n-типу при температурі 500°C вплавляють краплю індію, яка сплавляючись з германієм, утворює шар германію р-типу.

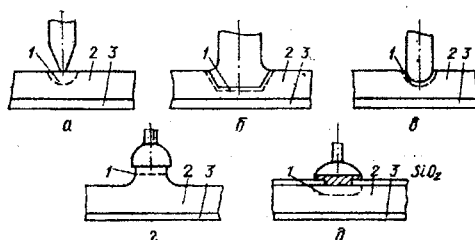


Рис. 2.1. Принцип утворення діодів

а) точкового сплавним методом, б,в) площинного сплавним методом,
г) мезадіода, д) площинного дифузним методом.

1 – шар введеного напівпровідника, 2 – пластина основного напівпровідника,
3 – шар ізолятора

Дифузний метод виготовлення р-n переходу полягає в тому, що атоми домішки дифундують в основний напівпровідник. Наприклад, пластинку германію n-типу нагрівають до 900°C і поміщають в пари індію. Тоді на поверхні пластинки отримують шар германію р-типу.

Дифузний метод використовують при виготовленні мезадіодів (від іспанського „меза” – стіл). Спочатку на пластинці основного напівпровідника (рис. 2.1,г) дифузним методом отримують шар з іншим типом електропровідності. Далі пластинка покривається маскою і підлягає травленню. Маска захищає від травлення багато невеликих частин. В цих частинах і лишаються р-n переходи. Потім пластинку розпилюють на окремі діоди.

2.2. Випрямні діоди

У випрямлячах змінної напруги найбільше застосування знаходять германієві і кремнієві напівпровідникові діоди. Основними способами отримання p - n переходів для випрямних діодів є *сплавлення* і *дифузія*.

Конструкція малопотужного сплавного кремнієвого діода наведена на рис. 2.2,а. Електронно-дірковий перехід утворюється випаленням алюмінію в кремній. Пластинка кремнію з p - n переходом припаюється до кристалотримача, який водночас є основою корпусу діода. До кристалотримача також приварюється корпус зі скляним ізолятором, через який проходить вивід алюмінієвого електрода.

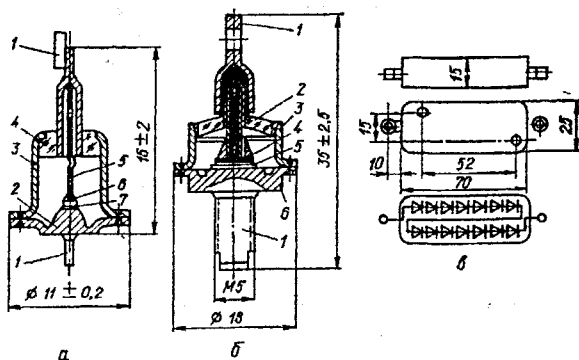


Рис. 2.2. Конструкція випрямних діодів:

а—сплавний малопотужний кремнієвий діод (1—зовнішні виводи; 2—кристалотримач; 3—корпус; 4—скляний ізолятор; 5—алюмінієва підкладка; 6—кристал; 7—притій);
б—потужний випрямний діод (1 - зовнішні виводи; 2 — скляний ізолятор; 3—корпус; 4—кристал; 5 — притій; 6 - кристалотримач); *в*—випрямний стовп

В дифузійних діодах p - n перехід створюється при високій температурі дифузією домішки в кремній або германій. Конструкції дифузійних і сплавних випрямних діодів аналогічні. Малопотужні випрямні діоди мають відносно невеликі габарити і масу і за допомогою гнучких виводів монтуються в схему. У потужних діодів кристалотримач — це масивна тепловідвідна основа з гвинтом і плоскою поверхнею для забезпечення надійного теплового контакту із зовнішнім тепловідведенням (рис. 2.2,б). Між кристалом і основою зазвичай розміщують пластинку з вольфраму або ковару, що має приблизно такий же коефіцієнт лінійного розширення, як і матеріал кристалу. Це сприяє зменшенню механічної напруги в кристалі при зміні температури.

Випрямні стовпи являють собою декілька спеціально підібраних діодів, з'єднаних послідовно і залитих епоксидною смолою. Зовнішній

вигляд і схематичне зображення типового випрямного стовпа наведені на рис. 2.2, в.

Робота напівпровідникового випрямного діоду основана на властивості p - n переходу пропускати струм тільки в одному напрямку.

Основною характеристикою напівпровідникових діодів є *вольт-амперна характеристика*, яка описується рівнянням (1.3).

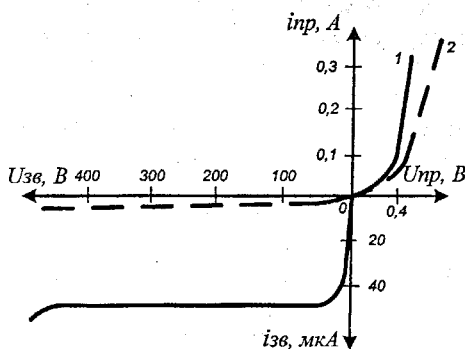


Рис. 2.3. Порівняльні вольт-амперні характеристики германієвого (1) і кремнієвого (2) діодів

Для порівняння на рис.2.3 наведені типові вольт-амперні характеристики германієвого і кремнієвого діодів. Кремнієві діоди мають в багато раз менші зворотні струми при однаковій напрузі, ніж германієві. Допустима зворотна напруга кремнієвих діодів досягає 1000... 1500 В, в той час як у германієвих вона лежить в межах 100... 400 В. Кремнієві діоди можуть працювати при температурах від -60 до $+150^{\circ}\text{C}$, а германієві тільки від -60 до $+85^{\circ}\text{C}$. Це зумовлене тим, що при температурах вище 85°C різко збільшується власна провідність германію, що приводиться до неприпустимого зростання зворотного струму. Разом з тим прямий спад напруги у кремнієвих діодів більший, ніж у германієвих. Це пояснюється тим, що у германієвих діодів можна отримати величину опору в прямому напрямку в 1,5-2 рази меншу, ніж у кремнієвих, при однаковому струмі навантаження. Тому потужність, що розсіюється всередині германієвого діоду, в стільки ж разів менша. В зв'язку з цим у випрямних приладах низької напруги застосовують германієві діоди.

До основних параметрів випрямних діодів відносяться:

середній прямий струм $I_{\text{пр.ср}}$ - середнє за період значення прямого струму;

максимально допустимий середній прямий струм $I_{\text{пр.ср.мах}}$;

середній випрямлений струм $I_{\text{вп.ср}}$ - середнє за період значення випрямленого струму, що протікає через діод (з урахуванням зворотного струму);

максимально допустимий середній випрямлений струм $I_{\text{вп.ср.мах}}$;
 постійна пряма напруга $U_{\text{пр}}$ - значення постійної напруги на діоді при заданому постійному прямому струмі;
 середня пряма напруга $U_{\text{пр.ср}}$ - середнє за період значення прямої напруги при заданому середньому значенні прямого струму;
 постійна зворотна напруга $U_{\text{зв}}$ - значення постійної напруги, прикладеної до діода в оберненому напрямку;
 максимально допустима постійна зворотна напруга $U_{\text{зв.мах}}$;
 максимально допустима імпульсна зворотна напруга $U_{\text{зв.і.мах}}$;
 постійний зворотний струм $I_{\text{зв}}$ - значення постійного струму, що протікає через діод в оберненому напрямку при заданій, зворотній напрузі;
 середній зворотний струм $I_{\text{зв.ср}}$ - середнє за період значення зворотного струму.

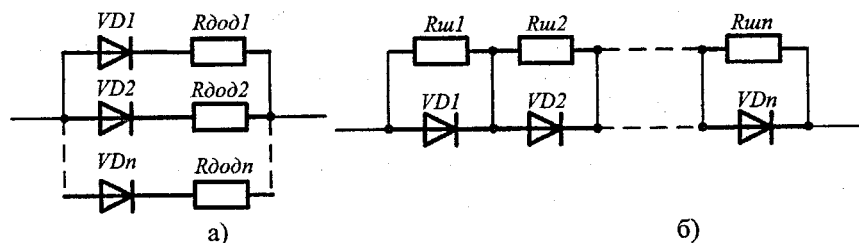


Рис. 2.4. Паралельне (а) і послідовне (б) з'єднання випрямних діодів

При розробці випрямних схем може виникнути необхідність отримати випрямлений струм, що перевищує гранично допустиме значення для одного діода. В цьому випадку застосовують паралельне включення однотипних діодів (рис. 2.4,а).

Для вирівнювання струмів, що протікають через діоди, послідовно з діодами включаються омичні додаткові резистори $R_{\text{доод}}$ порядку декількох Ом. Це дозволяє штучно зрівняти прямі опори діодів, які для різних зразків приладів можуть бути істотно різними.

У високовольтних колах часто використовують послідовне з'єднання діодів (рис. 2.4,б). При такому з'єднанні напруга розподіляється між всіма діодами. Для забезпечення надійної роботи діодів паралельно кожному з них необхідно включити резистор (порядку 100 кОм) для вирівнювання зворотних опорів. В цьому випадку величина напруги на всіх діодах буде однаковою.

2.3. Високочастотні і надвисокочастотні діоди

Високочастотні діоди є більш універсальними, ніж випрямні діоди, тому їх ще звуть *універсальними діодами*. Вони можуть працювати у випрямлячах змінного струму, як і випрямні діоди, і крім того у модуляторах, детекторах, різних перетворювачах електричних сигналів у

широкому діапазоні частот (до сотень мегагерц). Їхнім недоліком (порівняно з випрямними діодами) є більш низька навантажувальна спроможність [9,12].

Високочастотні діоди ранніх розробок були точковими. Зараз знаходять застосування мікросплавні високочастотні напівпровідникові діоди із площинними р-п переходами дуже малих розмірів. У порівнянні з точковими, такі діоди мають більші припустимі струми і кращі характеристики за зворотним вмиканням. Пряма гілка ВАХ таких діодів за формою не відрізняється від ВАХ випрямних діодів. Зворотний струм має менше значення, ніж у випрямних діодів через малу площу р-п переходу, але на ВАХ практично відсутня ділянка насичення і за рахунок струмів термогенерації і відтоку зворотний струм рівномірно зростає.

Основним параметром високочастотних діодів є бар'єрна смістність C_d . Чим менша C_d , тим ширше частотний діапазон діода. Зазвичай $C_d < 1 \text{ пФ}$. На надвисоких частотах ($f_{\text{max}} > 1000 \text{ МГц}$, *надвисокочастотні діоди*) на роботу діода впливає його інерційність, що разом із наявністю C_d обмежує застосування діодів.

Значення постійних прямих струмів точкових діодів практично не перевищує 50 мА, значення припустимих зворотних напруг – 150 В. У мікросплавних діодів ці параметри дещо вищі.

2.4. Імпульсні діоди

Імпульсні діоди є різновидом високочастотних діодів і призначені для використання в якості ключових елементів у швидкодійних імпульсних схемах. Їх конструкція, ВАХ, статичні і динамічні параметри практично не відрізняються від високочастотних і надвисокочастотних діодів [9].

Якщо на діод (з емітером р-типу) подати різнополярні прямокутні імпульси (рис. 2.5,а), то в моменти зміни полярності форма вихідних сигналів відрізняється від прямокутної (мають місце перехідні процеси – рис. 2.5,б). При стрибкоподібній зміні вхідної напруги з негативної в позитивну в момент часу $t = t_1$ на діоді з'являється стрибок напруги. При сталості прямого струму, сила якого в основному визначається значенням $R_n \gg r_{np.id}$, цей стрибок викликаний збільшенням у перехідному процесі прямого опору діода – $r_{np.id}$ ($U_{np.id} = r_{np.id} I_{np}$). Збільшення $r_{np.id}$ пов'язано з інжекцією в базу діода великої кількості неосновних носіїв (процес введення з емітера дірок), які мають кінцевий час життя і сповільнюють наростання прямого струму.

Після закінчення деякого часу дірки в базі частково рекомбінують з електронами (час установалення прямого опору $\tau_{уст} = t_2 - t_1$), а частково переміщуються вглиб бази, і прямий опір знижується до свого сталого значення. При зміні напруги вхідного сигналу з позитивної в негативну, в

момент часу $t = t_3$ має місце стрибок вихідного струму, який потім зменшується до свого сталого значення. Це відбувається за рахунок екстракції дірок у емітер (процес виведення неосновних носіїв з бази), що в перехідному процесі створює додатковий зворотний струм діода і відповідно зменшує його зворотний опір $r_{зв.ід}$. Перехідний процес має тривалість часу відновлення зворотного опору $\tau_{відн} = t_4 - t_3$, після закінчення якого зворотний опір приймає своє стале значення.

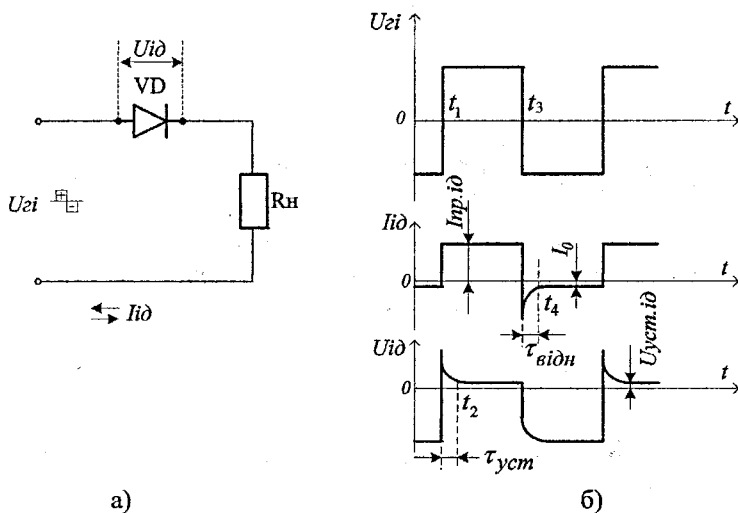


Рис. 2.5

Таким чином для отримання імпульсних діодів необхідне зменшення тривалості перехідних процесів, для чого зменшують дифузійну $S_{диф}$ і бар'єрну $S_{бар}$ ємності діодів, що можливо за рахунок зменшення товщини бази, збільшення її питомої провідності, зменшення об'єму р-п переходу, зменшення часу життя неосновних носіїв у базі і т.п.

2.5. Кремнієві стабілітрони

Явище електричного пробоя, небезпечне для звичайних діодів, знаходить корисне застосування в кремнієвих площинних діодах, що отримали назву *кремнієвих стабілітронів* або *опорних діодів* [9,12].

При виготовленні стабілітронів найбільш широко використовуються сплавний і дифузійно-сплавний способи отримання р-п переходів. Вхідним матеріалом при виготовленні стабілітрона служить пластинка кремнію *n*-типу. В неї вплавляється алюміній, що є акцепторною домішкою для кремнію. Кристал з р-п переходом звичайно розташовується в герметизований металевий корпус (рис. 2.6).

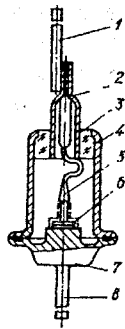


Рис. 2.6. Конструкція кремнієвого стабілітрона:

1, 8 — зовнішні виводи; 2 — трубка; 3 — ізолятор; 4 — корпус; 5 — внутрішній вивід; 6 — кристал з переходом; 7 — кристалотримач

Нормальним режимом роботи стабілітронів є робота при зворотній напрузі, відповідному зворотному електричному пробою p - n переходу.

Слід відзначити, що лавинний механізм електричного пробою (ефект Зінера) p - n переходу спостерігається як у кремнієвих, так і у германієвих діодів. Однак виділення тепла, що супроводжує процес, призводить у германію до додаткової теплової генерації носіїв заряду, що викривляє картину лавинного пробою. Тому як матеріал для напівпровідникових стабілітронів використовується кремній, який має більш високу температурну стабільність.

Найважливішою характеристикою стабілітрона є його *вольт-амперна характеристика* (рис. 2.7). В прямому напрямку вольт-амперна характеристика стабілітрона практично не відрізняється від прямої гілки будь-якого кремнієвого діода. Обернена гілка її має вигляд прямої вертикальної лінії, що мінає майже паралельно осі струмів. Тому при зміні в широких межах струму спад напруги на приладі практично не змінюється. Ця властивість кремнієвих діодів і дозволяє використати їх в якості стабілізаторів напруги.

Оскільки електричний пробій настає при порівняно низькій зворотній напрузі, потужність, що виділяється в p - n переході навіть при значних зворотних струмах буде невеликою, що захищає p - n перехід від теплового (необоротного) пробою. Перевищення гранично допустимого зворотного струму стабілітрона призводить, як і в звичайних діодах, до виходу приладу з ладу.

Основними параметрами кремнієвих стабілітронів є:

напруга стабілізації U_{cm} - спад напруги на стабілітроні в області стабілізації при номінальному значенні струму;

мінімальний струм стабілізації $I_{cm.min}$ - значення струму через стабілітрон, при якому виникає тривкий пробій;

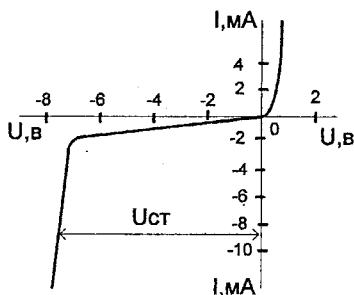


Рис. 2.7. Вольт-амперна характеристика кремнієвого стабілітрона

максимальний струм стабілізації $I_{ст, max}$ — найбільше значення струму через стабілітрон, при якому потужність розсіювання на стабілітроні, не перевищує допустимого значення;

диференціальний опір $R_{ст}$ — відношення приросту напруги на стабілітроні до приросту струму в режимі стабілізації:

$$R_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}, \quad (2.2)$$

який характеризує ступінь стабільності напруги стабілізації при зміні струму пробую;

максимальна потужність розсіювання P_{max} — найбільша потужність, що виділяється в $p-n$ переході, при якій не виникає теплового пробую переходу;

температурний коефіцієнт напруги стабілізації $\alpha_{ст}$ — відношення відносної зміни напруги стабілізації до абсолютної зміни температури навколишнього середовища (%/град):

$$\alpha_{ст} = \Delta U_{ст} / (U_{ст} \Delta I). \quad (2.3)$$

Найбільш проста, але достатньо розповсюджена схема стабілізатора постійної напруги на кремнієвому стабілітроні, наведена на рис. 2.8. Схема являє собою подільник напруги, який складається з резистора R_0 і стабілітрона VD . При зміні напруги живлення $U_{вх}$ напруга на стабілітроні і на навантаженні R_n змінюється незначно, в чому і полягає стабілізуюча дія схеми.

Одна з можливих схем стабілізатора змінної напруги на кремнієвих стабілітронах наведена на рис. 2.9,а. Напруга мережі через трансформатор T надходить в схему, яка складається з резистора R_0 і зустрічно вклучених стабілітронів $VD1$ і $VD2$. Змінна напруга обмежується на рівні напруги стабілізації $U_{ст}$ стабілітронів $VD1$ і $VD2$. В результаті цього на виході отримується напруга $U_{вих}$ трапецеїдальної форми (рис. 2.9,б). При зміні величини вхідної напруги амплітуда вихідної напруги залишається

постійною, а діюче значення змінюється незначно (за рахунок деякої зміни площі трапецій).

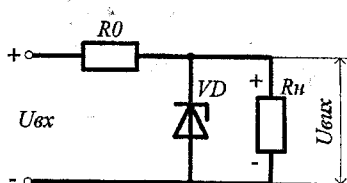


Рис. 2.8. Схема стабілізатора постійної напруги на кремнієвому стабілітроні

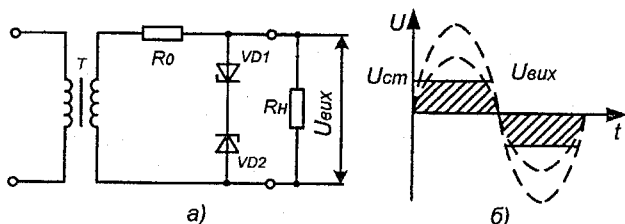


Рис. 2.9. Стабілізатор змінної напруги (а) і форма напруги на виході(б)

Стабілітрони використовуються для стабілізації напруги джерел постачання, а також для фіксації рівнів напруги у різних схемах (звідси походить друга назва стабілітронів - опорні діоди). Стабілізацію низьковольтної напруги в межах 0,3...1В можна одержати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів, які називаються стабісторами. Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, які мають симетричну ВАХ відносно початку координат. У цьому випадку напруга стабілізації при прямому включенні дорівнює напрузі стабілізації при зворотному включенні.

2.6. Тунельні діоди

Тунельним називається напівпровідниковий діод, у якому використовується тунельний механізм перенесення носіїв заряду через р-п перехід. Тунельні діоди виготовляють з германію або арсеніду галію з високою концентрацією домішок (вироджені напівпровідники). Це дозволяє одержати дуже вузький р-п перехід. На відміну від розглянутих раніше діодів у таких переходах виникають умови для відносно вільного тунельного проходження електронів через потенціальний бар'єр (тунельний ефект) [5,9]. Тунельний ефект призводить до появи на прямій гілці ВАХ діода ділянки з негативним опором (рис. 2.10,а).

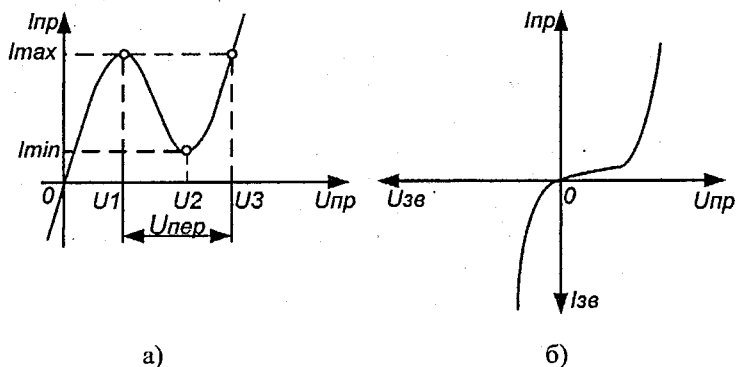


Рис. 2.10. ВАХ тунельного (а) і оберненого (б) діодів

Оскільки тунельний струм не пов'язаний з порівняно повільними процесами дифузії і дрейфу електронів, тунельні діоди є практично безінерційними приладами. До переваг тунельних діодів варто віднести широкий інтервал робочих частот і температур, малу споживану потужність, високий припустимий рівень радіації, здатність використання для посилення електричних сигналів. Їхніми недоліками є низький діапазон робочої напруги і струму, а також несумісність технології виготовлення із технологією виготовлення інтегральних схем, що перешкоджає їх широкому впровадженню в сучасну апаратуру. Крім того, тунельні діоди - двополосники і при використанні їх, наприклад, у підсилювачах необхідні складні кола розв'язки між входом і виходом пристрою, що також обмежує їхнє застосування. Робочим для тунельних діодів є пряме включення.

Тунельні діоди знаходять застосування в перемикальних, підсилювальних і генераторних схемах. Унаслідок того що вони працюють при низьких робочих напругах, тунельні діоди мають потребу в високостабільних джерелах живильних напруг. Різновидом тунельних діодів є обернені діоди. Це тунельні діоди, у яких максимум струму на прямій гілці ВАХ або незначний, або цілком відсутній (рис. 2.10,б). Провідність обернених діодів в області малої зворотної напруги вища, ніж при прямій.

2.7. Варикапи

Варикапами називаються напівпровідникові діоди, робота яких ґрунтується на використанні залежності бар'єрної ємності р-n переходу від прикладеної зворотної напруги. Ємністю варикапів можна керувати дистанційно, змінюючи зворотну напругу на р-n переході. Варикапи мають

низьку інерційність, високу добротність, низький рівень шумів на високих частотах, малі габарити, високі температурну стабільність і надійність [9].

Вольт-фарадна характеристика наведена на рис. 2.11. Мінімальна ємність $C_{\min}$ визначається максимально припустимою зворотною напругою, що не приводить до пробою р-п переходу. Ємність $C_{\max}$ залежить від заданої початкової напруги на варикапі $U_{\text{зв.поч}}$. Звичайно до варикапа прикладається невелика змінна напруга $U_{\sim}$ і постійна напруга зсуву ($U_{\text{зс}} \gg U_{\sim}$). Їхнє сумарне значення може змінюватися від $U_{\max}$ до $U_{\min}$. При цьому значення ємності для змінної складової напруги змінюється від $C_{\min}$ до $C_{\max}$. Значення $U_{\text{зс}}$ складає одиниці-десятки вольт; коефіцієнт перекриття за ємністю $K_{\epsilon} = C_{\max}/C_{\min}$ – декілька одиниць; $C_{\max}$ – десятки пікофарад.

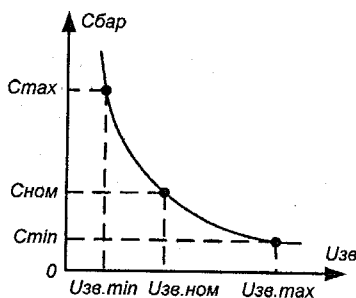


Рис. 2.11

Варикапи широко застосовуються в різних схемах для автоматичного підстроювання (зміни) частоти, у параметричних підсилювачах та ін. Варикап, призначений для застосування в діапазоні надвисоких частот у параметричних підсилювачах, називається параметричним діодом [4].

2.8. Світловипромінювальні діоди

В якості мало інерційних джерел випромінювання використовують світловипромінювальні діоди (світлодіоди) [12,15], які працюють при прямій напрузі.

Випромінювання напівпровідникового діода спостерігав ще на початку 20-х років в нижньоновгородській радіолабораторії О. Лосев під час своїх експериментів генерації електричних коливань за допомогою кристалічного детектора. Однак вивчення цього явища почалося ще з середини 50-х років.

Принцип роботи світлодіодів такий. При прямій напрузі в напівпровідниковому діоді йде інжекція носіїв заряду з емітера в базу. Якщо концентрація $n_n > p_p$, концентрація електронів п-області більша, ніж концентрація дірок в р-області, йде інжекція електронів з п-області в р-

область. Інжектівані електрони рекомбінують з основними носіями бази, в цьому випадку з дірками р-області. Рекомбінуючи електрони переходять з більш високих рівнів зони провідності на більш низькі рівні верхньої границі валентної зони. Це супроводжується виділенням фотона, енергія якого дорівнює приблизно ширині забороненої зони:

$$h\nu = hc/\lambda \approx \Delta E$$

Підставляючи в цю формулу постійні величини отримаємо:

$$\Delta E \approx 1,23/\lambda \quad (2.4)$$

З цього відношення виходить, що для випромінювання видимого світла з довжиною хвилі від 0,38 до 0,78 мкм напівпровідник повинен мати $\Delta E > 1,7\text{eV}$.

Германій і кремній непридатні для світлодіодів, бо в них ширина забороненої зони дуже мала. Для сучасних світлодіодів використовують головним чином фосфід галію GaP, карбід кремнію SiC, а також потрібні сполуки галій, алюміній, миш'як - GaAlAs або галій, миш'як, фосфор - GaAsP та інші. Явище інжекційної люмінесценції має місце і серед напівпровідників з $\Delta E < 1,7\text{eV}$, але в інфрачервоній області спектра. При цьому на кристал інфрачервоного випромінювача наносять плівку антистоксового люмінофора і отримують видиме випромінювання.

Механізм антистоксової люмінесценції полягає в тому, що ці плівки послідовно отримавши (поглинувши) два фотони з довжиною хвилі λ_1 , при переході в рівноважний стан випромінюють фотон з довжиною хвилі $\lambda_2 \geq \lambda_1/2$, наприклад, таким чином є можливість отримання зеленого світіння ($\lambda=0,55\text{мкм}$), якщо на кристал інфрачервоного випромінювача ($\lambda \approx 1\text{мкм}$) нанести плівку антистоксового люмінофора.

На рис. 2.12 наведені дані світлодіода типу АЛ301(А,Б): конструкція (а); спектральна характеристика (б) і діаграма направленості випромінювання (в).

Основні параметри світлодіодів:

1. Сила світла, яка вимірюється в канделах (кд).
2. Яскравість, яка дорівнює відношенню сили світла до площі випромінювальної поверхні ($\text{кд}/\text{м}^2$).
3. Постійна пряма напруга (2-3В).
4. Колір випромінювання і довжина хвилі, які відповідають максимальному світловому потоку.
5. Максимально допустимий постійний прямий струм (десятки міліампер).
6. Максимально допустима зворотна напруга (одиниці вольт).
7. Діапазон температур навколишнього середовища, при яких світлодіод працює. Наприклад, $-60 \div +70^\circ\text{C}$.

Для світлодіодів розглядаються такі характеристики:

- характеристики яскравості - залежність яскравості від прямого струму;

- світлова характеристика — залежність сили світла від прямого струму;
- спектральна характеристика — залежність випромінювання від довжини хвилі;
- вольт-амперна характеристика світлодіода така ж як і у звичайного діода (випрямного);
- діаграма направленості випромінювання, яка визначається конструкцією діода. Випромінювання може бути спрямованим або розсіяним (дифузним).

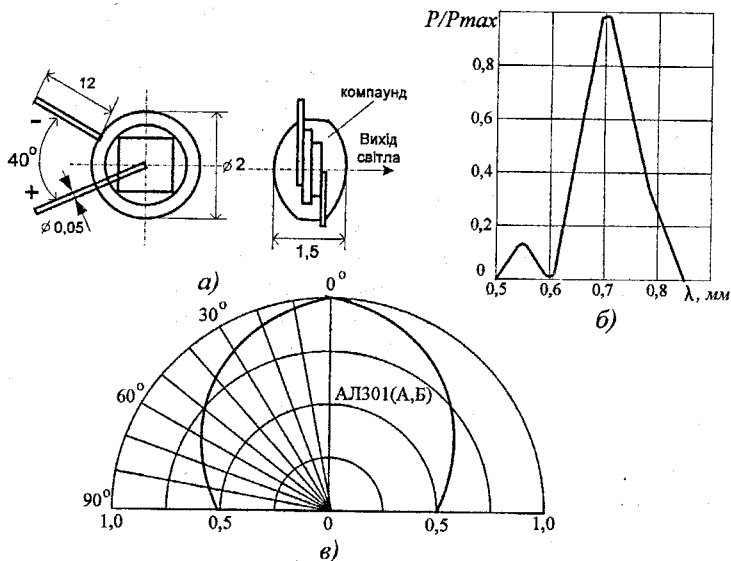


Рис. 2.12

Останнім часом світові фірми (Cotco International, Hewlett-Packard, Agilent Technologies та інші) почали випуск над'яскравих світлодіодів з такими параметрами:

- максимальний прямий струм до 300 мА;
- пряма напруга 2,2-3,6 В;
- мінімальний світловий потік 5-21 лм;
- довжина хвилі від 465 до 630 нм.

Деякі параметри світлодіодів залежать від температури. Так, наприклад, з ростом температури змінюється яскравість і сила світла.

Контрольні запитання та завдання

1. Які з вказаних напівпровідникових діодів бажано використовувати в схемах випрямлячів?

Д818Г, ГД107Б, 2Д202В, 2Д918А, АИ101А, 2Б110Е, 2У102А, КВЮ4Б, КЦ405Г, 2С551А.

2. Складіть схему для зняття вольт-амперної характеристики напівпровідникового діода типу 2Д202Д.

3. Чи можна в схемі рис. 2.5,б для вирівнювання зворотних опорів підключити паралельно кожному з діодів резистори з опором 10 Ом?

4. Чи можуть кремнієві стабілітрони працювати в режимі теплового пробою?

5. Поясніть фізичний сенс основних параметрів кремнієвих стабілітронів.

6. Які вимоги до височастотних діодів? Вкажіть правильну відповідь:

а) велика зворотна напруга;

б) діод повинен бути площинним;

в) діод повинен мати мінімальну ємність;

г) діод повинен мати велику гідку насичення в області зворотної напруги;

д) діод повинен мати велику потужність розсіювання.

7. Якими параметрами характеризуються імпульсні діоди?

8. Вкажіть основну характеристику варикапа.

9. Вкажіть приблизне значення робочої частоти тунельних діодів: 10^{21} Гц; 10^{11} Гц; 10^3 Гц; 10^{16} Гц.

10. Складіть схему для зняття вольт-амперної характеристики діода типу 3И301Г. Підберіть необхідні вимірювальні прилади.

11. В яких електронних схемах використовується тунельні діоди? Вкажіть правильну відповідь:

а) в схемах генераторів; б) в схемах випрямлячів; в) для настроювання контурів колювання; г) в схемах підсилювачів; д) в схемах перемикачів; е) в схемах, які реагують на зміну температури.

12. Чи можна використовувати фотодіоди при прямий напрузі?

13. Як працює фотодіод у вентильному режимі?

14. Складіть схеми фотореле з використанням фотодіодів.

15. Поясніть механізм роботи світлодіодів.

16. Вкажіть можливості практичного використання світлодіодів.

17. Складіть перелік ключових слів до розділу 2.

3.1. Біполярні транзистори

3.1.1. Загальні відомості

Серед напівпровідникових приладів, які використовують в якості пристроїв для перетворення електричних сигналів, важливе місце займають транзистори. Це напівпровідникові прилади, що можуть підсилювати потужність і мають три виводи або більше. В транзисторах може бути різне число переходів між областями з різною електропровідністю.

Найбільш поширені транзистори з двома n - p переходами, які називають *біполярними*, бо їх робота заснована на використанні носіїв заряду обох знаків. Перші транзистори були точкові, але працювали недостатньо стійко. Зараз виготовляються і використовуються виключно площинні транзистори.

Такий транзистор — це пластина германію або кремнію, або іншого напівпровідника, в якій зроблено три області з різною електропровідністю. Наприклад, транзистор типу n - p - n , який має середню область з дірковою, і дві крайні області — з електронною провідністю. Поширено використовують також транзистори типу p - n - p , в яких діркову електропровідність мають дві крайні області, а середня має електронну електропровідність.

Середня область транзистора називається *базою*, одна крайня область — *емітером*, а друга — *колектором*. Таким чином, транзистор має два n - p переходи: емітерний — між емітером і базою і колекторний — між базою і колектором. Відстань між ними повинна бути дуже мала (між колектором і емітером) не більш одиниць мікрон, тобто область бази повинна бути дуже тонка. Це є умова кращих характеристик транзистора.

Для величин, що відносяться до бази емітера і колектора, використовують в якості індексів літери "б", "е" і "к". Транзистор може працювати в трьох режимах в залежності від напруги на його переходах. При роботі в *активному режимі* на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному зворотна. *Режим відсічки* або *затирання* досягається зворотною напругою на обох переходах. Якщо на обох переходах напруга пряма, то транзистор працює в *режимі насичення*. Активний режим є основним.

В схемах з транзисторами звичайно з'являється два кола. *Вхідне*, або *керуюче*, коло призначене для керування роботою транзистора. У *вихідному*, або *керованому*, колі отримують підсилені коливання.

Для величин, які відносяться до вхідного і вихідного кола, використовують індекси „вх” і „вих” або 1 і 2.

3.1.2. Фізичні процеси

Розглянемо спочатку, як працює транзистор типу $n-p-n$ в режимі без навантаження, якщо включені тільки джерела постійних напруг живлення E_1 і E_2 і полярність їх така, що на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному — зворотна. Тому опір емітерного переходу малий і для отримання нормального струму в цьому переході достатньо напруги E_1 в десятки частини вольт.

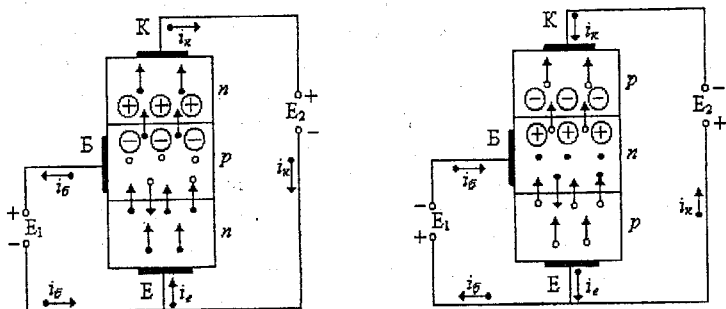


Рис. 3.1. Рух електронів і дірок в транзисторах типу $n-p-n$ і $p-n-p$

Опір колекторного переходу великий і напруга E_2 звичайно складає одиниці або десятки вольт. Зі схеми на рис. 3.1 видно, що напруги між електродами транзистора пов'язані залежністю:

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

При роботі транзистора в активному режимі звичайно завжди $U_{бе} \ll U_{кб}$, відтак, $U_{ке} \approx U_{кб}$.

Вольт-амперна характеристика емітерного переходу — це характеристика напівпровідникового діода при прямому струмі. А вольт-амперна характеристика колекторного переходу подібна характеристиці діода при зворотній напрузі.

Принцип роботи транзистора полягає в тому, що пряма напруга емітерного переходу, тобто гілки база-емітер ($U_{бе}$), суттєво впливає на струми емітера і колектора (чим більша ця напруга, тим більші вказані струми). При цьому зміна струму колектора не набагато менша за зміну струму емітера. Таким чином напруга $U_{бе}$, тобто вхідна напруга, керує струмом колектора. Підсилювання електричних коливань транзистора ґрунтується на цьому явищі.

Фізичні процеси в транзисторі проходять таким чином [5]: при зростанні вхідної напруги $U_{бе}$ знижується потенціальний бар'єр в емітерному переході і відповідно зростає струм через цей перехід — струм емітера i_e . Електрони цього струму інжектуються з емітера в базу і завдяки дифузії йдуть крізь базу в колекторний перехід, підвищуючи струм

колектора. Оскільки колекторний перехід працює при зворотній напрузі, то в цьому переході виникають об'ємні заряди $\oplus$ і $\ominus$, показані на рис. 3.1. Між ними виникає електричне поле. Це поле сприяє руху (екстракції) через колекторний перехід електронів, які перейшли сюди з емітера, тобто втягує електрони в область колекторного переходу. Якщо товщина бази достатньо мала і концентрація дірок в ній невелика, то більшість електронів, проходячи крізь базу, не встигають рекомбінувати з дірками бази і досягають колекторного переходу. Тільки невелика частина електронів рекомбінує в базі з дірками. В результаті цього виникає струм в базі. Дійсно, в сталому режимі кількість дірок в базі повинна бути незмінною. За рахунок рекомбінації кожену секунду декілька дірок зникає, але стільки ж нових дірок з'являється за рахунок того, що з бази йде в напрямку до плюса джерела E_1 , таке ж число електронів. Інакше кажучи, в базі не може накопичуватися багато електронів. Якщо деяке число інжектованих в базу з емітера електронів не дійде до колектора, а залишиться в базі, рекомбінуючи з дірками, то таке ж число електронів повинно йти з бази у вигляді струму i_b . Оскільки струм колектора виходить меншим струму емітера, то відповідно до першого закону Кірхгофа завжди є співвідношення між струмами:

$$i_e = i_k + i_b.$$

Струм бази є непотрібний і навіть шкідливий. Бажано, щоб він був якомога меншим. Звичайно i_b складає малу частку (процент) струму емітера, тобто $i_b \ll i_e$, а відтак, струм колектора незначно менший за струм емітера, тобто можна вважати $i_k \approx i_e$.

Виключно для того, щоб струм i_b був якнайменшим, базу роблять дуже тонкою і зменшують в ній концентрацію домішки.

Якщо база матиме значну товщину і концентрацію дірок, то більша частина електронів емітерного струму, дифундуючи крізь базу, рекомбінуватиме з дірками і не дійде до колекторного переходу. Струм колектора не зростає би за рахунок електронів емітера, а спостерігалось б тільки зростання струму бази.

Коли до емітерного переходу напруга не прикладена, то можна вважати, що струм в цьому переході практично відсутній. В цьому випадку область колекторного переходу має великий опір постійному струму, бо основні носії зарядів віддаляються від цього переходу. Крізь колекторний перехід тече тільки дуже невеликий зворотний струм, який з'являється завдяки неосновним носіям, тобто електронам з p -області і діркам з n -області.

Але якщо під впливом вхідної напруги з'явився струм емітера, то в область бази з боку емітера інжектуються електрони, які для цієї області є неосновними носіями. Не встигаючи рекомбінувати з дірками при дифузії крізь базу, вони йдуть до колекторного переходу. Інакше кажучи, зі зростанням емітерного струму, зростає концентрація неосновних носіїв в базі, а чим більше цих носіїв, тим більший струм колектора i_k .

Термінологія. Емітером називається область транзистора, призначення якої - інжекція носіїв заряду в базу. Колектором називають область, призначення якої - екстракція носіїв заряду з бази. А база - це область, в яку інжектуються емітером неосновні для цієї області носії заряду.

Потрібно відмітити, що емітер і колектор можна поміняти місцями (інверсний режим). Але в транзисторах, зазвичай, колекторний перехід робиться зі значно більшою площею, ніж емітерний, бо потужність, що розсіюється в емітерному переході менша, ніж в колекторному. Тому якщо використовувати емітер в якості колектора, то транзистор буде працювати, але його можна буде використовувати при значно меншій потужності, що недоцільно.

Ми розглянули фізичні явища в транзисторі $n-p-n$ типу. Подібні процеси проходять в транзисторі $p-n-p$ типу, але в ньому міняються ролями електрони і дірки, а також змінюється полярність напруг і напрямки струмів. В транзисторі типу $p-n-p$ з емітера в базу інжектуються не електрони, а дірки.

Роботу транзистора можна зобразити за допомогою потенціальної діаграми на рис. 3.2. Потенціал емітера прийнято за нульовий. В емітерному переході є невеликий потенціальний бар'єр. Чим більша напруга U_{be} , тим нижчий цей бар'єр.

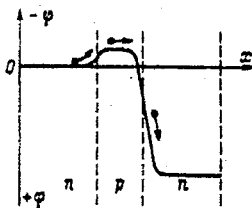


Рис. 3.2. Потенціальна діаграма роботи транзистора

Колекторний перехід має значну різницю потенціалів, прискорюючи електрони. В механічній моделі, кульки (електрони), за рахунок власних швидкостей підіймаються на бар'єр (емітерний перехід), проходять крізь базу, а потім прискорено скочуються з гірки (колекторний перехід).

Крім розглянутих процесів в транзисторах потрібно враховувати ще низку явищ. Суттєво впливає на роботу транзистора опір бази R_{bo} , тобто опір, який чинить база струму (нуль в індексі значить, що дана величина відноситься до постійного струму). Цей струм тече до виводу бази в напрямку, перпендикулярному напрямку емітер-колектор. Оскільки база дуже тонка, то в направленні від емітера до колектора, тобто для струму i_k , опір бази дуже малий і його не враховують, а в направленні до виводу бази опір бази R_{bo} (його називають поперечним) досягає сотень Ом, оскільки

база в цьому напрямку аналогічна дуже тонкому провіднику. Напруга на емітерному переході завжди менша, ніж напруга U_{be} між выводами бази і емітера, оскільки частка напруги лягає на опір бази. Еквівалентну схему транзистора для постійного струму можна зобразити рис. 3.3.

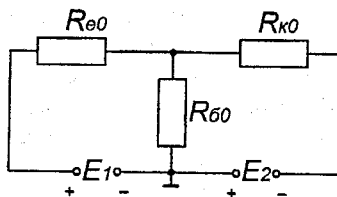


Рис. 3.3. Еквівалентна схема транзистора

На цій схемі R_{eo} опір емітера, в який входить опір емітерного переходу і емітерної області. Значення R_{eo} у малопотужних транзисторів досягає десятків Ом. Напруга на емітерному переході – десятки частки вольта, а струм емітера – одиниці міліампер. У більш потужних транзисторів i_{eo} більший та R_{eo} відповідно менший. Опір R_{eo} приблизно визначається за формулою (в омах):

$$R_{eo} \approx 25/i_e, \quad (3.2)$$

де струм i_e визначається в міліамперах.

Опір колектора R_{ko} практично є опором колекторного переходу і складає одиниці і десятки кілоом. Схема на рис. 3.3 є досить приблизною.

Встановимо співвідношення між струмами в транзисторі.

Струм емітера керується напругою на емітерному переході, але до колектора дійде менший струм, який можна назвати *керуваним колекторним струмом* $i_{k.кер}$. Частина інжекттованих з емітера в базу носіїв рекомбінує. Тому

$$i_{k.кер} = \alpha i_e,$$

де α — коефіцієнт передачі струму емітера, який є основним параметром транзистора, при нормальних струмах має значення від 0,950 до 0,998.

Чим слабша рекомбінація інжекттованих носіїв в базі, тим ближче α до 1. Через колекторний перехід йде дуже невеликий (не більше одиниць мікроампер) *некерований зворотний струм* i_{ko} (рис. 3.4), який ще називають *початковим струмом колектора*. Він неперервний тому, що не йде через емітерний перехід.

Таким чином повний колекторний струм

$$i_k = \alpha i_e + i_{ko}. \quad (3.3)$$

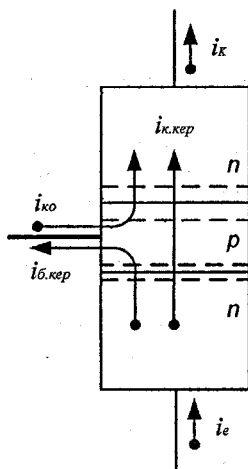


Рис. 3.4. Рух струмів через транзистор

В багатьох випадках $i_{k0} \ll i_e$ і можна вважати, що $i_k \approx \alpha i_e$. Якщо потрібно виміряти i_{k0} , це роблять при відірваному дроті емітера. Дійсно, при $i_e = 0$, струм $i_k = i_{k0}$.

Перетворимо формулу (3.3) так, щоб зобразити залежність струму i_k від струму бази i_b ($i_e = i_k + i_b$). Отримаємо:

$$i_k = \alpha (i_k + i_b) + i_{k0}.$$

Розв'яжемо це рівняння відносно i_k :

$$i_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_b + \frac{i_{k0}}{1-\alpha}.$$

Позначимо

$$\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta \quad \text{і} \quad \frac{i_{k0}}{1-\alpha} = i_{k00}$$

і отримаємо кінцевий вираз:

$$i_k = \beta i_b + i_{k00}, \quad (3.4)$$

де β — коефіцієнт передачі струму бази і дорівнює декільком десяткам. Наприклад, якщо $\alpha = 0,95$, то $\beta = \frac{0,95}{1-0,95} = 19$, а якщо $\alpha = 0,99$

(більше, всього на 0,04), то $\beta = \frac{0,99}{1-0,99} = 99$, тобто β зростає в п'ять разів.

Коефіцієнт β так, як і α , відносяться до важливих параметрів транзистора. Якщо відомий коефіцієнт β , то можна підрахувати α за формулою:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (3.5)$$

Коефіцієнти α і β не є строго постійними і залежать від режиму роботи транзистора.

Струм $i_{кео}$ називають *початковим наскрізним струмом*, бо він тече скрізь весь транзистор. В тому випадку, коли $i_b = 0$ (обірваний провід бази) з виразу (3.4) маємо $i_k = i_{кео}$. Наскрізний струм складає десятки і сотні мікроампер і значно переважає початковий струм колектора $i_{ко}$.

Струм $i_{кео} = i_{ко} / (1 - \alpha)$ і неважко підрахувати, що $i_{кео} = (\beta + 1) i_{ко}$, а оскільки $\beta \gg 1$, то $i_{кео} \approx \beta i_{ко}$.

Відносно великий струм $i_{кео}$ пояснюється тим, що частка напруги $U_{ке}$ прикладена до емітерного переходу в прямому напрямку.

3.1.3. Схеми ввімкнення транзистора

Використовують три основні схеми ввімкнення транзисторів в підсилювачі або інші каскади. В цих схемах один з елементів транзистора є загальною точкою входу і виходу каскаду. Щоб запобігти помилок слід пам'ятати, що під *входом (виходом) розуміють точки між якими діє вхідна (вихідна) змінна напруга*. Не слід розглядати вхід і вихід при постійній напрузі.

Схема із загальним емітером (ЗЕ)

Ця схема зображена на рис. 3.5 є найбільш поширеною, бо вона має найбільше підсилювання потужності.

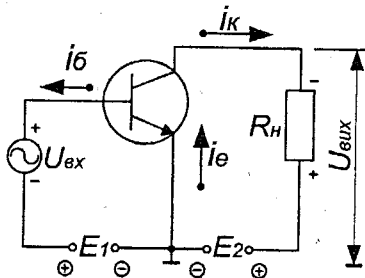


Рис. 3.5. Схема ввімкнення транзистора із загальним емітером

Коефіцієнт підсилювання струму k_i цього каскаду є відношення амплітуд (або діючих значень) вихідного і вхідного змінних струмів, тобто змінних складових струмів колектора і бази:

$$k_i = I_{m \text{ вих}} / I_{m \text{ вх}} = I_{m \text{ к}} / I_{m \text{ б}}.$$

Підсилювальну властивість транзистора при ввімкненні його за схемою ЗЕ характеризує один з його параметрів — *статичний коефіцієнт передачі струму*, позначений β .

Оскільки він повинен характеризувати сам транзистор, то його вимірюють в режимі без навантаження, при постійній напрузі колектор – емітер:

$$\beta = \Delta i_k / \Delta i_b \quad \text{за умови} \quad U_{ке} = \text{const.}$$

Коефіцієнт β досягає десятків і навіть сотень одиниць, а реальний коефіцієнт підсилювання струму k_i завжди значно менший, ніж β , бо при ввімкненні навантаження струм i_k зменшується.

Коефіцієнт підсилювання напруги k_u дорівнює відношенню амплітудних або діючих значень вхідної і вихідної змінної напруги. Вхідною є змінна напруга база-емітер $U_{бе}$, вихідною напруга на резисторі навантаження U_R , або, що однаково, напруга між колектором і емітером $U_{ке}$:

$$k_u = U_{m \text{ вих}} / U_{m \text{ вх}} = U_{m R} / U_{m \text{ бе}} = U_{m \text{ ке}} / U_{m \text{ бе}}.$$

Напруга база-емітер не перевищує десятих часток вольт, а вихідна напруга сягає одиниць десятків вольт. Тому k_u має значення від десятків до сотень одиниць.

Таким чином коефіцієнт підсилювання потужності k_p буде дорівнювати сотням або тисячам і навіть десяткам тисяч.

$$K_p = R_{\text{вих}} / R_{\text{вх}} = I_{m \text{ вих}} \cdot U_{m \text{ вих}} / 0,5 I_{m \text{ вх}} \cdot U_{m \text{ вх}} = k_i \cdot k_u.$$

Важлива величина, яка характеризує транзистор — його вхідний опір $R_{\text{вх}}$, для схеми із ЗЕ

$$R_{\text{вх}} = U_{m \text{ вх}} / I_{m \text{ вх}} = U_{m \text{ бе}} / I_{m \text{ б}}$$

і складає від сотень до одиниць кілоом, тобто вхідний опір відносно малий, що є суттєвим недоліком біполярних транзисторів.

Каскад за схемою з ЗЕ при підсилюванні перевертає фазу напруги, тобто між вхідною і вихідною напругами є фазовий зсув 180° . Схеми із ЗЕ зручні при живленні їх від одного джерела, оскільки на колектор і базу прикладають напругу одного знаку.

Недоліки цієї схеми — гірші (ніж схеми ЗБ) частотні і температурні якості.

Схема із загальною базою (ЗБ)

Незважаючи на те, що ця схема має значно менше підсилювання потужності і вхідний опір (ніж схема ЗЕ), її все ж таки використовують, оскільки вона має кращі частотні і температурні характеристики.

Схема із загальною базою зображена на рис. 3.6.

Коефіцієнт підсилення струму каскаду ЗБ завжди менший одиниці

$$k_i = I_{m \text{ к}} / I_{m \text{ е}} \approx 1.$$

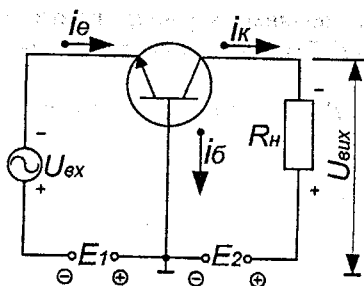


Рис. 3.6. Схема ввімкнення транзистора із загальною базою

Найважливіший параметр транзисторів — *статичний коефіцієнт підсилювання струму α* . Для схеми ЗБ в режимі без навантаження при постійній напрузі колектор-база

$$\alpha = \Delta i_k / \Delta i_e \quad \text{при } U_{кб} = \text{const.}$$

Коефіцієнт α завжди менший 1, але чим він ближче до 1 тим краще. Коефіцієнт k_i для каскаду із ЗБ завжди трохи менший ніж α , бо при підключенні R_H струм колектора зменшується.

Коефіцієнт підсилення напруги:

$$k_u = U_{ткб} / U_{тбе}$$

такий, як і в схемі із ЗЕ.

Оскільки $k_p = k_u \cdot k_i$ ($k_i \approx 1$), то $k_p = k_u$

Вхідний опір для схеми із ЗБ

$$R_{вх} = U_{тбе} / I_{те}$$

виходить в десятки разів меншим, ніж у схемі із ЗЕ.

Вихідний опір за схемою із ЗБ сягає сотень кілоом. Для схеми із ЗБ фазовий зсув між вхідною і вихідною напругами відсутній.

Каскад за схемою із ЗБ при підсилюванні вносить менші похибки, ніж каскад із ЗЕ.

Схема із загальним колектором (ЗК)

Ця схема (рис.3.7) дійсно із ЗК, оскільки джерела живлення E_1 і E_2 для змінного струму можуть вважатися короткозамкненими. Особливість цієї схеми - негативний зворотний зв'язок між входом і виходом. Незавжди побачити, що вхідна напруга дорівнює сумі змінної напруги база-емітер $U_{бе}$ і вихідної напруги

$$U_{вх} = U_{бе} + U_{вих}$$

Коефіцієнт підсилювання струму каскаду ЗК такий, як і у схемі із ЗЕ. Дійсно

$$k_i = I_{те} / I_{тб} = (I_{тк} + I_{тб}) / I_{тб} = I_{тк} / I_{тб} + 1,$$

а відношення $I_{тк} / I_{тб}$ це коефіцієнт k_i для схеми з ЗЕ.

Коефіцієнт підсилювання напруги біля 1, але завжди менший неї:

$$k_u = U_{m_{вих}} / U_{m_{вх}} = U_{m_{вих}} / (U_{m_{бе}} + U_{m_{вих}}) < 1.$$

Потрібно відмітити, що змінна напруга подана на вхід транзистора підсилюється в десятки разів, але весь каскад не дає підсилення. Вихідна напруга збігається за фазою з вхідною і майже дорівнює їй, тому цю схему називають *емітерним повторювачем*. Емітерним, тому що навантаження підключено в коло емітера.

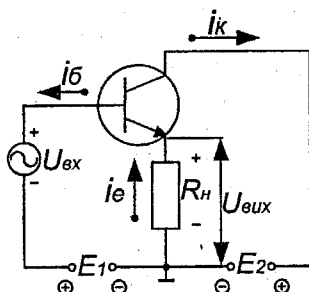


Рис. 3.7. Схема ввімкнення транзистора із загальним колектором

Вхідний опір каскада за схемою із ЗК складає десятки кілоом, що є важливим параметром. Дійсно

$$R_{вх} = U_{m_{вх}} / I_{m_{вх}} = (U_{m_{бе}} + U_{m_{вих}}) / I_{m_{б}}$$

Вихідний опір — відносно невеликий, сотні Ом або одиниці кілоОм.

Таблиця 3.1

Параметр	ЗЕ	ЗБ	ЗК
k_t	10 — 100	<1	10 — 100
k_u	10 — 100	10 — 100	<1
k_p	100 — 10000	10 — 100	10 — 100
$R_{вх}$	100 Ом — 1кОм	1 — 10 Ом	10 — 100 кОм
$R_{вих}$	1 — 10 кОм	100 кОм — 1 МОм	100 Ом — 1 кОм
Фазовий зсув між $U_{вх}$ і $U_{вих}$	180°	0	0

Цифри в таблиці 1; 10; 100; 10000 (крім <1) позначають одиниці, десятки, сотні, десятки тисяч деякої величини.

3.1.4. Статичні характеристики транзисторів

Залежності між струмами і напругами в транзисторах - це статичні характеристики транзисторів, які знімають при постійному струмі і відсутності навантаження у вихідному колі.

В транзисторах взаємно пов'язані чотири величини: i_1 , i_2 , u_1 , u_2 — вхідні і вихідні струми і напруги, тому одною сім'єю характеристик цю

залежність показати неможливо. Необхідно дві сім'ї. Найбільш зручно розглядати сім'ї вхідних характеристик $i_1=f(u_1)$ сумісно з сім'єю вихідних характеристик $i_2=f(u_2)$.

Для кожної з трьох схем ввімкнення транзистора є власна сім'я характеристик. Тобто, необхідно звертати увагу до якої схеми вони відносяться.

Розглянемо основні характеристики для найбільш поширених схем ЗЕ і ЗБ. Ці характеристики звичайно приводять у довідниках.

Вхідні і вихідні характеристики транзистора подібні характеристикам діода. Дійсно, вхідні характеристики відносяться до емітерного переходу, який працює при прямій напрузі, тому вони аналогічні характеристикам для прямого струму діода. Вихідні характеристики транзистора подібні характеристикам зворотного струму діода, бо вони відображають властивості колекторного переходу, який працює при зворотній напрузі.

Розглянемо характеристики транзистора, підключеного за схемою із ЗЕ.

На рис. 3.8,а наведені вхідні характеристики $i_b=f(u_{be})$ при постійних вихідних напругах ($u_{ke}=const$).

Характеристика при $u_{ke}=0$ йде з початку координат, бо коли всі напруги дорівнюють нулю, немає ніякого струму. Зі схеми рис. 3.8,б бачимо, що при $u_{ke}=0$, до обох переходів прикладена пряма напруга, яка дорівнює E_1 (колектор і емітер замкнені). Струм бази при цьому - є сума прямих струмів емітерного і колекторного переходів, але виходить невеликим, оскільки пряма напруга u_{be} - десята частина вольт, а опір бази (поперек) R_{b0} - сотні Ом. При $u_{ke}>0$ характеристика зсунується праворуч, струм бази зменшується і при малих u_{be} стає від'ємним.

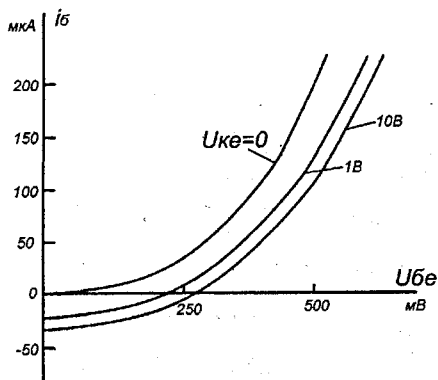
Це пояснює рис. 3.8,в, де наведена схема при $u_{be}=0$ (джерела E_1 немає). В цьому випадку джерело E_2 крім початкового струму емітера $i_{eп}$ створює в колі бази струм $i_{b,зв}$, зворотний порівняно зі звичайним струмом бази. Ці струми утворюють початковий струм колектора $i_{кп} = i_{eп} + i_{b,зв}$. Тепер якщо включити джерело E_1 і поступово нарощувати напругу, то вона діє в колі бази зустрічно джерелу E_2 . Струм $i_{b,зв}$ зменшується і при деякому значенні u_{be} стає рівним нулю.

При подальшому рості u_{be} зростає позитивний струм бази, який, звичайно, складає частку струму емітера.

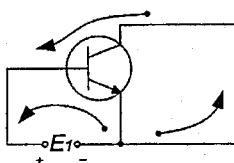
Зменшення струму бази при зростанні u_{ke} відбувається ще внаслідок явища модуляції товщини бази.

Чим більша u_{ke} тим більша напруга на колекторному переході $u_{кб}$. Товщина цього переходу зростає, а товщина бази зменшується, і тоді в базі рекомбінує менше носіїв, які йдуть від емітера до колектора. Відповідно зростає струм i_k і зменшується струм i_b . Однак зміна u_{ke} мало впливає на струм бази (наприклад, з 1 до 10 В, як приведено на рис. 3.8,а). Вхідні характеристики при різних u_{ke} розташовані одна біля одної. В довідниках

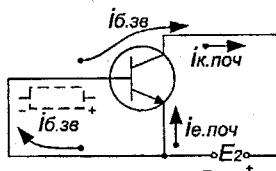
звичайно наводиться одна вхідна характеристика для значення $u_{ке}$, яке рекомендоване. Іноді наводиться вхідна характеристика при $u_{ке}=0$.



а)



б)



в)

Рис. 3.8. Вхідні характеристики транзистора (схема із 3Е)

Сім'я вихідних характеристик $i_k=f(u_k)$ наведена на рис. 3.9.

Зазвичай ці характеристики наводять при різних значеннях струму бази. Це пояснюється тим, що внаслідок відносно невеликого вхідного опору транзистора джерело вхідної змінної напруги працює в режимі генератора струму, бо має великий внутрішній опір.

Перша характеристика при $i_b=0$ йде з початку координат і нагадує звичайну характеристику зворотного струму діода. Умова $i_b=0$ відповідає розімкненому колу бази. При цьому через транзистор протікає відомий наскрізний струм $i_{кео}$. Якщо $i_b>0$, то вихідна характеристика пролягає вище, ніж при $i_b=0$, і тим вище, чим більший струм i_b . Залежність між струмами практично лінійна, тому гілки сусідніх вихідних характеристик пролягають приблизно на однакових відстанях одна від одної.

Вихідні характеристики показують, що при зростанні $u_{ке}$ від нуля до невеликих значень (десяті частини вольт) струм колектора різко зростає, а при подальшому зростанні $u_{ке}$ характеристики йдуть з невеликим підйомом, що означає малий вплив $u_{ке}$ на струм колектора.

Характеристики (вихідні) показують, що чим більший струм i_k , тим раніше, тобто при менших значеннях $u_{ке}$, проходить електричний пробій.

Область пробою, зазвичай, неробоча область транзистора, (за винятком деяких спеціальних типів).

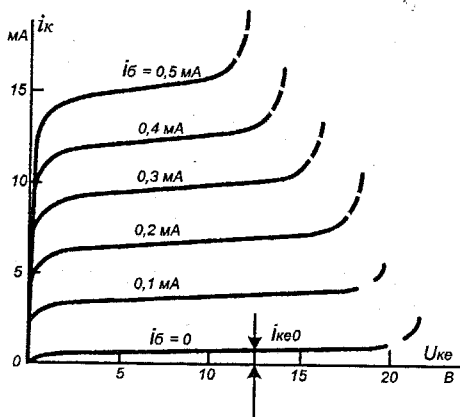


Рис. 3.9. Вихідні характеристики транзистора (схема із ЗЕ)

Інколи використовують вихідні характеристики $i_K = f(u_{КЕ})$, зняті при різних постійних напругах $u_{БЕ} = \text{const}$. Ці характеристики зручні в тому випадку, якщо джерело вхідних коливань працює в режимі генератора напруги (тобто $R_I \ll R_{ex}$). Сім'я цих характеристик подібна сім'ї характеристик, що отримані при різних постійних струмах i_B . Особливість полягає в тому, що відстані між гілками сусідніх характеристик різні. При малих $u_{БЕ}$ характеристики пролягають ближче одна до одної. Це наслідок нелінійної залежності між струмом i_B і напругою $u_{БЕ}$.

Для розрахунків схем з транзисторами достатньо мати вхідні і вихідні характеристики, але іноді використовують ще *характеристики керування* — це залежності $i_K = f(i_B)$ або $i_K = f(u_{БЕ})$ при $u_{КЕ} = \text{const}$. Ці характеристики показують, що залежність між струмами i_K і i_B лінійна, а залежність між i_K і $u_{БЕ}$ нелінійна.

Перейдемо до характеристик транзистора за схемою із ЗБ (рис. 3.10).

Вхідні характеристики $i_E = f(u_{БЕ})$ при $u_{КБ} = \text{const}$ аналогічні характеристикам для прямого струму діода, оскільки струм емітера i_E є таким струмом.

Характеристики для різних $u_{КБ}$ пролягають дуже близько одна від одної. Малий вплив $u_{КБ}$ на струм емітера пояснюється тим, що поле, яке утворює $u_{КБ}$, взагалі прикладене до колекторного переходу. При $u_{КБ} = 0$ характеристика йде з початку координат. А якщо $u_{КБ} > 0$, то характеристика йде трохи вище, тобто виникає початковий струм $i_E \text{ поч.}$

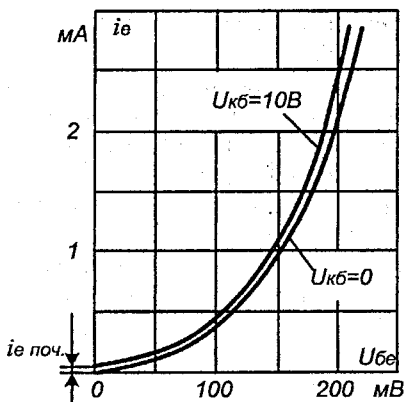
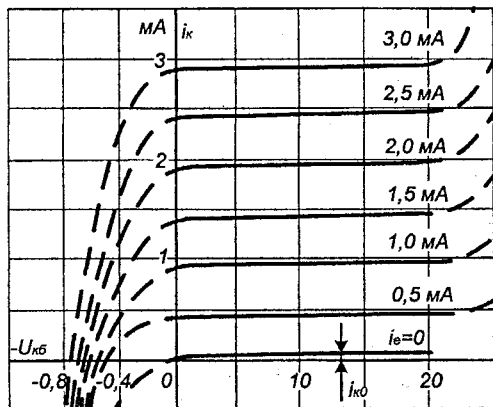
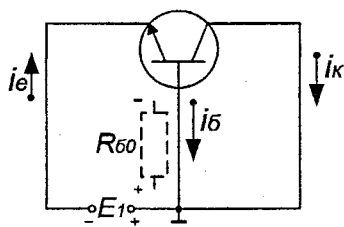


Рис. 3.10. Вхідні характеристики транзистора (схема із ЗБ)

На рис. 3.11,а наведена сім'я вихідних характеристик $i_k = f(u_{кб})$ при $i_e = \text{const.}$



а)



б)

Рис. 3.11. Вихідні характеристики транзистора (схема із ЗБ)

Характеристики наводяться для постійних значень i_e , бо вхідний опір транзистора малий і джерело підсилювальних коливань зазвичай працює в режимі генератора струму, тобто в режимі, наближеному до короткого замикання. При $i_e = 0$ характеристика проходить через початок координат. Це звичайна характеристика зворотного струму $n-p$ переходу. При $i_e = 0$ тече початковий струм колектора $i_{к0}$ при $u_{кб} > 0$.

Особливість вихідних характеристик в тому, що при $u_{кб} = 0$ і $i_e > 0$ струм колектора доволі великий, майже такий, як і при $u_{кб} > 0$. Це пояснюється тим, що завдяки опорі бази $R_{б0}$ (рис. 3.11,б) в даному режимі

на колекторному переході є напруга, яка утворюється струмом бази на опорі $R_{\delta o}$.

На рис. 3.11,а штриховими лініями показано, що при зміні знака напруги $u_{кб}$ вже при невеликих його значеннях струм змінює свій напрям і швидко зростає. Це пояснюється тим, що напруга $u_{кб}$ іншого знака є для колекторного переходу прямою.

Вихідні характеристики для схеми із ЗБ при постійних значеннях $u_{еб}$, а не i_e , зазвичай не використовуються і ми їх не будемо розглядати.

Характеристики керування для схеми із ЗБ мають лінійну залежність i_k від i_e і нелінійну i_k від $u_{еб}$. Ці характеристики використовують рідко.

3.1.5. Підсилювальні властивості транзистора

На рис. 3.12 відображена схема підсилювального каскаду з транзистором типу $n-p-n$ (схема із ЗЕ).

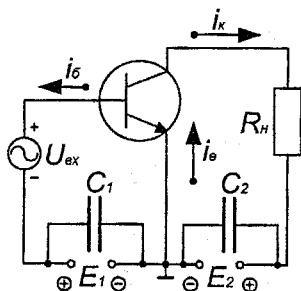


Рис. 3.12. Схема підсилювального каскаду на транзисторі

Вхідна напруга, яку необхідно підсилювати, подається від джерела коливань на гілку база-емітер. На базу подано також позитивне зміщення від джерела E_1 , яке є прямою напругою для емітерного переходу. Для того, щоб не було втрат частки вхідної змінної напруги u_{ex} на внутрішньому опорі джерела живлення E_1 , він зашунтований конденсатором C_1 , досить великої ємності. Цей конденсатор на найнижчій робочій частоті повинен мати опір в багато разів менший, ніж вхідний опір транзистора.

Коло колектора живиться від джерела E_2 . Для отримання підсиленої вхідної напруги в це коло включено навантаження R_n . Джерело живлення E_2 зашунтоване конденсатором C_2 . Цей конденсатор на найнижчій робочій частоті повинен мати опір в багато разів менший, ніж опір навантаження R_n . Для спрощення схем конденсатори C_1 і C_2 не завжди показують. Можна вважати, що вони завжди є в складі джерел живлення E_1 і E_2 .

Зобразимо колекторне коло у вигляді еквівалентної схеми (рис. 3.13). Напруга джерела живлення E_2 розділяється між опором навантаження R_n і внутрішнім опором транзистора R_o . Цей опір в основному є опором

колекторного переходу $R_{ко}$. В дійсності до опору $R_{ко}$ потрібно ще додати невеликі опори емітерного переходу, n - і p -областей, але ці опори дуже малі, і їх можна не враховувати.

Якщо до вхідного кола підключити джерело коливань, то при зміні його напруги змінюється струм емітера, а відповідно і опір колекторного переходу $R_{ко}$. Тоді напруга джерела E_2 перерозподілиться між R_n і $R_{ко}$. При цьому змінна напруга на R_n може бути отримана в десятки разів більша, ніж вхідна змінна напруга. Зміна струму колектора в багато разів більша зміні струму бази. Тому в розглянутій схемі відбувається значне підсилювання струму, напруги і потужності.

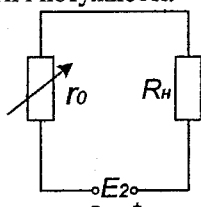


Рис. 3.13. Еквівалентна схема підсилювального каскаду на транзисторі

3.1.6. Транзистор - активний чотириполюсник

Підсилювальні властивості транзистора залежать від його параметрів. Всі параметри можна поділити на *власні* (або *первинні*) і *вторинні*. Власні параметри характеризують властивості транзистора незалежно від схеми ввімкнення, а вторинні параметри для різних схем ввімкнення різні.

Основні первинні параметри - це опори R_e , R_k і R_b змінному струму і коефіцієнт α (рис. 3.14). Ця схема називається Т-подібною і відображає електричну структуру транзистора і враховує його підсилювальні властивості.

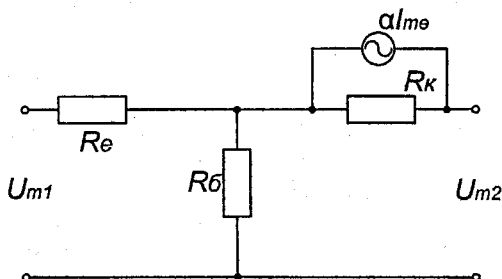


Рис. 3.14. Еквівалентна Т-подібна схема транзистора (ЗБ)

Як в цій, так і в інших схемах потрібно вважати, що на вхід підключається джерело підсилювальних коливань (вхідна напруга з амплітудою U_{m1}), а на вихід — навантаження R_n . В схемі підсилена змінна

напруга одержується від еквівалентного генератора струму, підключеного в коло колектора. Ця Т-подібна схема, як ми бачимо, для схеми з ЗБ. Значення первинних параметрів такі: R_e – десятки Ом, R_b – сотні Ом, R_k – сотні кілоом, α – 0,95–0,998.

Ця еквівалентна схема підходить тільки для низьких частот. Для високих частот необхідно враховувати ємність емітерного і колекторного переходів, що призводить до ускладнення схеми.

Еквівалентна схема транзистора з генератором струму при ввімкненні із ЗБ наведена на рис. 3.15.

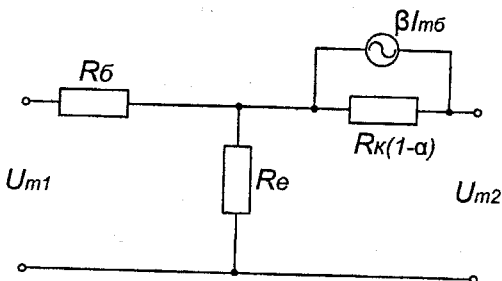


Рис. 3.15. Еквівалентна Т- подібна схема транзистора (ЗБ)

Генератор дає струм βI_{m6} , а опір колекторного переходу значно менший і дорівнює $R_k(1-\alpha)$ або R_k/β , якщо враховувати, що $\beta = \alpha/(1-\alpha)$, а $\alpha \approx 1$. Зменшення опору колекторного переходу пояснюється тим, що частка напруги U_{ke} прикладена до емітерного переходу і збільшує в ньому інжекцію.

Всі системи вторинних параметрів ґрунтуються на тому, що транзистор розглядається як чотириполюсник, тобто прилад, який має два входних і два вихідних виводи. Вторинні параметри пов'язують входні і вихідні змінні струми і напруги і підходять тільки для даного режиму транзистора і для малих амплітуд. Тому їх називають *низькочастотними малосигнальними параметрами*.

Зараз основними є *змішані* (або *гібридні*) параметри, позначені літерою h або H . Вони називаються „змішані” тому, що серед них два коефіцієнти, один опір і одна провідність. Саме h -параметри надаються у всіх довідниках. Параметри h зручно вимірювати. Два з h параметрів визначаються при короткому замиканні для змінного струму на виході. В цьому випадку на вихід транзистора подається постійна напруга $U_2 = \text{const}$ від джерела E_2 . Останні два параметри визначаються при розімкненому для змінного струму входному колі, тобто у входному колі тільки постійний струм $i_1 = \text{const}$. Умови $U_2 = \text{const}$ і $i_1 = \text{const}$ не важко зробити на практиці при вимірюванні h -параметрів [5,11].

Система h -параметрів має такі величини:

1) вхідний опір

$$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta i_1 \text{ при } U_2 = \text{const},$$

це опір транзистора змінному струму при відсутності змінної напруги на виході.

2) коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою

$$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2 \text{ при } i_1 = \text{const},$$

відображає яка частинка напруги (змінної) передається на вхід.

3) коефіцієнт підсилювання струму (передачі струму)

$$h_{21} = \Delta i_2 / \Delta i_1 \text{ при } U_2 = \text{const},$$

відображає підсилення змінного струму в режимі роботи без навантаження.

4) вихідна провідність

$$h_{22} = \Delta i_2 / \Delta U_2 \text{ при } i_1 = \text{const},$$

це внутрішня провідність для змінного струму між вхідними виводами транзистора. Величина h_{22} вимірюється в сименсах (См). Частіше використовують замість h_{22} вихідний опір $R_{\text{вих}} = 1/h_{22}$, заданий в омах або кілоомах.

Визначити параметри можна не тільки через припущення струмів і напруг, а і через амплітуди змінних складових струмів і напруг:

$$h_{11} = \Delta U_{m1} / \Delta I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0,$$

$$h_{12} = \Delta U_{m1} / \Delta U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0,$$

$$h_{21} = \Delta I_{m2} / \Delta I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0,$$

$$h_{22} = \Delta I_{m2} / \Delta U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0.$$

Залежність між змінними струмами і напругами в транзисторі можна зобразити рівнянням:

$$U_{m1} = h_{11} I_{m1} + h_{12} U_{m2}, \quad (3.6)$$

$$I_{m2} = h_{21} I_{m1} + h_{22} U_{m2}. \quad (3.7)$$

Рівнянням відповідає еквівалентна схема рис. 3.16.

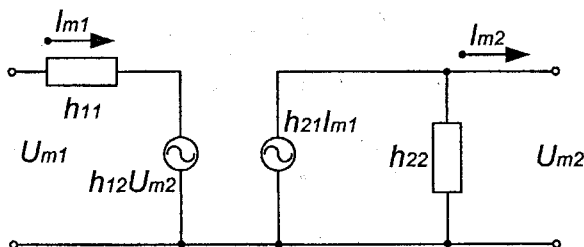


Рис. 3.16. Еквівалентна схема транзистора згідно з параметрами h

В ній генератор ЕРС $h_{12}U_{m2}$ показує наявність напруги зворотного зв'язку у вхідному колі. Генератор струму $h_{21}I_{m1}$ у вихідному колі враховує ефект підсилювання струму, а h_{22} внутрішня провідність цього генератора.

В залежності від того, до якої схеми відносяться параметри, додатково до цифрових індексів надають літери: „е” – для схеми 3Е, „б” – для схеми 3Б, „к” – для схеми 3К. Значення h-параметрів для різних схем наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Параметр	Схема 3Е	Схема 3Б
h_{11}	сотні Ом – одиниці кОм	одиниці –десятки Ом
h_{12}	10^{-3} – 10^{-4}	10^{-3} – 10^{-4}
h_{21}	десятки – сотні	0,950–0,998
$1/h_{22}$	одиниці –десятки кОм	сотні кОм – одиниці мОм

3.1.7. Динамічний режим роботи транзистора

В залежності від того, в якому режимі працює джерело коливачь у вхідному колі, підсилювання буде мати більші або менші нелінійні викривлення. Оскільки опір $R_{вх}$ у транзисторі малий, найбільш поширено буває, що $R_{вх} \ll R_{дк}$ (опір джерела коливачь) і тоді джерело коливачь працює як генератор струму, тобто в режимі, близькому до короткозамкненого.

Розглянемо графоаналітичний розрахунок робочого (динамічного) режиму транзистора для схеми із 3Е і опором навантаження R_n , однаковим для постійного і змінного струмів.

В сім'ї вихідних характеристик (рис. 3.17,а) побудова робочої характеристики, інакше **лінії навантаження**, йде за значеннями напруги джерела живлення E_2 і опору навантаження R_n .

Оскільки для вихідного кола транзистора діє рівняння:

$$E_2 = U_{ke} + i_k \cdot R_n, \quad (3.8)$$

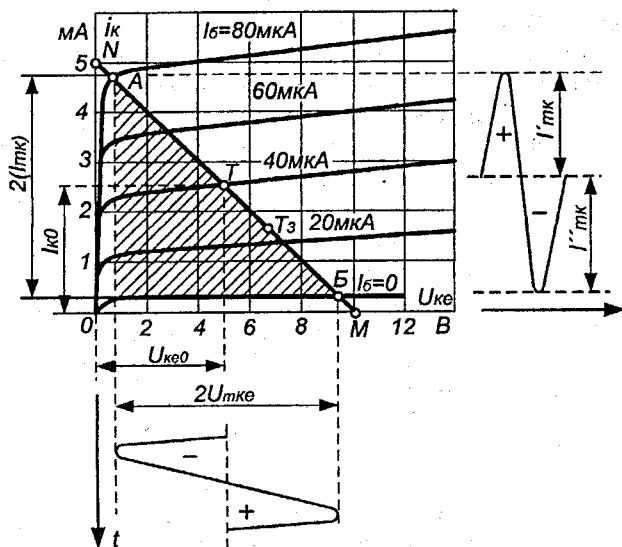
то побудова лінії навантаження йде за точками її перетину з осями координат.

При $i_k = 0$ отримаємо $U_{ke} = E_2$ (точка М), а при $U_{ke} = 0$ маємо $i_k = E_2/R_n$ (точка N). З'єднуючи ці точки прямої отримаємо лінію навантаження (робочу характеристику).

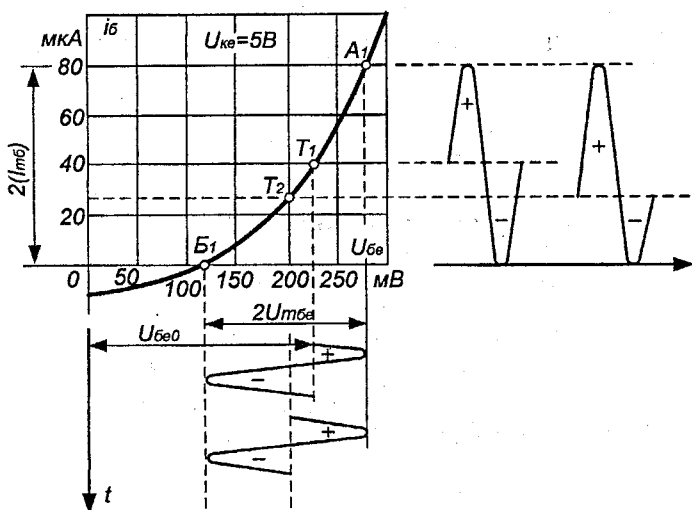
Потім на ній вибираємо робочу гілку. Наприклад, для отримання великої вихідної потужності потрібно взяти робочу гілку АБ. За проекціями робочої гілки на вісь координат визначаємо подвійні амплітуди перших гармонік змінних складових $2I_{mk}$ і $2U_{mke}$ вихідного струму і вихідної напруги.

Після цього можемо знайти вихідну потужність:

$$P_{вих} = 0,5 \cdot I_{mk} \cdot U_{mke}.$$



а)



б)

Рис. 3.17. Графоаналітичний розрахунок режиму підсилювання транзистора за допомогою вихідних і вхідних характеристик

При синусоїдальній ЕРС джерела коливаний струм i_{ax} теж буде синусоїдальним. В цьому випадку робоча точка Т відповідає струму I_{60} , який є середнім по відношенню до струмів бази точок А і Б. Робоча точка Т визначає амплітуду першої гармоніки вхідного струму I_{m6} , а також струм I_{k0} і напругу U_{ke0} в режимі спокою, тобто режим постійних струмів.

Можна підрахувати потужність P_{k0} в режимі спокою, яка не повинна перевищувати максимальну потужність транзистора P_{kmax} :

$$P_{k0} = I_{k0} \cdot U_{ke0} \leq P_{kmax}.$$

Оскільки вхідні характеристики для різних U_{ke} більших за 1В розташовані дуже близько одна до одної, тому розрахунок вхідних струмів і напруг можна робити за вхідною характеристикою, при $U_{ke} > 0$. На цю криву переносять точки А, Т і Б вихідної характеристики і отримують точки A_1 , T_1 і B_1 (рис. 3.17,б). Знаючи I_{m6} і U_{m6e} можна підрахувати вхідний опір $R_{вх}$ і вхідну потужність каскаду $P_{вх}$:

$$R_{вх} = U_{m6e} / I_{m6},$$

$$P_{вх} = 0,5 \cdot U_{m6e} \cdot I_{m6}.$$

Робоча точка T_1 визначає також постійну напругу бази U_{6e0} . Неважко підрахувати опір резистора R_6 , через який від джерела E_2 потрібно подати постійну напругу на базу:

$$R_6 = (E_2 - U_{6e0}) / I_{60}.$$

Можна вважати, що постійна складова струму колектора в режимі підсилювання дорівнює струму спокою I_{k0} , тоді потужність P_0 джерела живлення E_2 визначається за формулою:

$$P_0 = E_2 I_{k0},$$

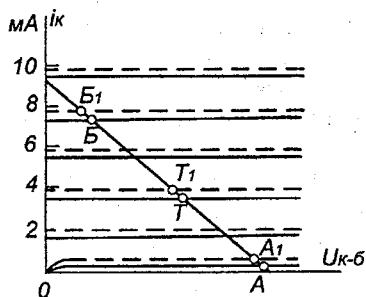
а ККД вихідного кола дорівнює

$$\eta = P_{вх} / P_0 = 0,5 I_{m6} \cdot U_{m6e} / E_2 \cdot I_{k0}.$$

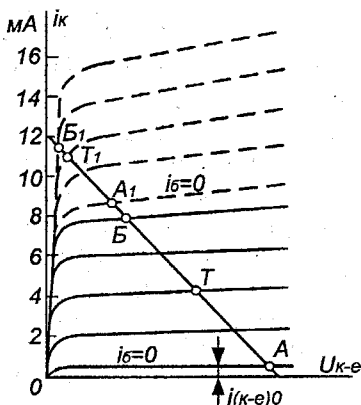
3.1.8. Температурні властивості транзистора

Діапазон робочих температур транзисторів, який визначається властивостями *p-n* переходів, такий же, як і в напівпровідникових діодів. Особливо сильно на роботу транзисторів впливає нагрівання і охолодження (до -60°C). Дослідження показують, що при нагріванні від 20 до 60°C параметри площинних транзисторів змінюються таким чином: r_k падає приблизно вдвічі, r_6 на $15-20\%$, а r_e зростає на $15-20\%$. Крім зміни значення основних параметрів транзистора, нагрівання викликає зсув вихідних характеристик і зміну їхнього нахилу, що також порушує нормальну роботу пристрою.

При підвищенні температури особливо сильно зростає зворотний струм *p-n* переходу. В транзисторів таким струмом є початковий струм колектора. Зростання цього струму призводить до змін характеристик транзистора. Це зручно прослідити на вихідних характеристиках, зображених для схем із ЗБ та ЗЕ на рис 3.18.



а)



б)

Рис 3.18. Вплив температури на вихідні характеристики транзистора при ввімкненні його за схемою із ЗБ(а) та ЗЕ(б)

Для наочності розглянемо числовий приклад, який відноситься до германієвого транзистора, в якого $\beta = 100$ і $i_{k0} = 2 \text{ мкА}$ при 20°C . Нехай транзистор включений за схемою із ЗБ і нагрівся до 70°C , тобто додатково на 50°C . Оскільки для германію зворотний струм р-п переходу зростає приблизно в 2 рази при нагріванні на кожні 10°C , то в даному випадку струм i_{k0} повинен збільшитись в 2^5 разів, тобто в 32 рази. При $t = 70^\circ\text{C}$ він буде складати 64 мкА, тобто зросте на 62 мкА. Якщо вважати, що коефіцієнт α не залежить від температури, то з рівності $i_{k0} = \alpha i_E + i_{k0}$ виходить що при $i_E = \text{const}$ струм колектора зростає також на 62 мкА. Оскільки i_k складає одиниці міліампер, то таке збільшення не значно змінить режим роботи транзистора.

На рис. 3.18 показані суцільними лініями характеристики при $t = 20^\circ\text{C}$ і штриховими — при $t = 70^\circ\text{C}$. Як видно, при ввімкненні за схемою із ЗБ характеристики не значно піднялись. Показана на тому ж рисунку робоча точка Т трохи перемістилась і зайняла положення T_1 , а нова робоча ділянка A_1B_1 мало відрізняється від ділянки AB (рис. 3.18,а). Звідси слідує, що підсилення майже не змінюється. Таким чином, схема ЗБ є температуростабільною. Навіть при нагріванні на десятки градусів режим роботи транзистора в даній схемі змінюється мало, в цьому полягає її важливе достоїнство.

Зовсім інше виходить при роботі транзистора при схемі із ЗЕ. Початковим струмом для цієї схеми є наскрізний струм i_{k-e} , який приблизно в β раз більший за струм i_{k0} . В нашому прикладі $i_{k-e0} \approx \beta i_{k0} = 100 \cdot 2 = 200 \text{ мкА}$ при 20°C . При нагріванні до 70°C цей струм зростає в 32 рази і буде складати 6400 мкА, чи 6,4 мА. Із рівності

$i_K = \beta i_o + i_{K-E0}$ видно, що при $i_o = \text{const}$ і $\beta = \text{const}$ струм колектора зросте настільки, наскільки збільшиться струм i_{K-E0} (в нашому прикладі на 6,2 мА). Очевидно, що при такій великій зміні струму вихідні характеристики різко змінять своє положення (рис. 3,18,б). Робоча точка і робоча ділянка АБ при такому нагріванні переміщаються в положення T_1 і A_1B_1 , і режим підсилення зовсім порушується. В даному випадку, який звичайно є прикладом, частина робочої ділянки A_1T_1 різко зменшилась, а частина B_1T_1 стала зовсім малою. Підсилення різко зменшується, і робота підсилювального каскаду буде відбуватися з великими нелінійними спотвореннями, оскільки позитивна півхвиля вхідного струму майже не підсилюється. Якщо не здійснити температурної стабілізації, то підсилення в схемі із ЗЕ при нагріванні може стати зовсім незадовільним.

Як видно схема із ЗЕ має низьку температурну стабільність і досить сильно змінює свої властивості при збільшенні температури, що є її істотним недоліком порівняно зі схемою із ЗБ.

Слід відмітити, що при зміні температури змінюються не тільки характеристики, а і всі параметри транзистора. Так, наприклад, при постійності струмів h -параметри для схеми із ЗЕ зі збільшенням температури трохи зростають. Зміна параметрів більшою мірою відбувається в схемі із ЗЕ, а в схемі із ЗБ параметри більш стабільні. Для забезпечення достоїнства режиму служить температурна стабілізація, але вона не може повністю усунути зміну параметрів транзистора.

3.1.9. Частотні властивості

З підвищенням частоти підсилення транзисторами знижується. У цього явища 2 головні причини. По-перше, на більш високих частотах позначається шкідливий вплив ємності колекторного переходу C_K . Простіше всього розглядати цей вплив на еквівалентній схемі з генератором струму, показаним для схеми із ЗБ на рис. 3.19.

На низьких частотах опір ємності C_K дуже великий, R_K також дуже великий (звичайно $R_K \gg R_n$) і можна вважати що весь струм αI_{m0} йде в навантажувальний резистор, тобто $k_i \approx \alpha$. Але на деякій високій частоті опір ємності стає порівняно малим і через неї проходить помітна частина струму, створювана генератором, а струм через R_n відповідно зменшується. Отже, зменшуються k_i , k_u , k_p , вихідна напруга і вихідна потужність.

Якщо уявити, що частота прямує до нескінченності, то опір ємності $1/(\omega C_K)$ прямує до нуля, тобто C_K створює коротке замикання для генератора і весь його струм αI_{me} піде через C_K , а в навантаженні струму взагалі не буде. До подібного результату також можна прийти, якщо розглядати еквівалентну схему із ЗЕ.

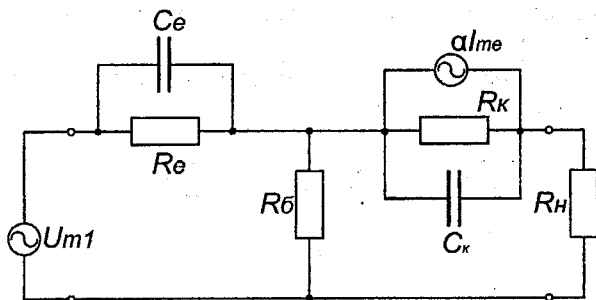


Рис. 3.19. Еквівалентна схема транзистора з врахуванням ємностей переходів

Опір ємності емітерного переходу C_e також зменшується зі збільшенням частоти, але ця ємність завжди шунтована малим опором емітерного переходу R_e , і тому його шкідливий вплив може проявитися тільки на дуже високих частотах, при яких значення $1/(\omega C_e)$ виходить одного порядку з R_e .

Сутність впливу ємності C_e полягає в тому, що чим вища частота, тим менший опір цієї ємності, тим сильніше вона шунтує опір R_e . Отже, зменшується змінна напруга на емітерному переході, адже вона керує струмом колектора. Відповідно зменшується підсилення. Якщо частота прямує до нескінченності, то опір ωC_e прямує до нуля і напруга на емітерному переході також знизиться до нуля. Практично на менш високих частотах ємність C_k , яка шунтована дуже великим опором колекторного переходу R_k , вже настільки сильно впливає, що робота транзистора на більш високих частотах, при яких могла б впливати ємність C_e , стає недоцільною. Тому вплив ємності C_e в більшості випадків можна не розглядати. Отже, в результаті впливу ємності C_e на високих частотах зменшуються коефіцієнти підсилення α і β .

Друга причина зниження підсилення на більш високих частотах — відставання за фазою змінного струму колектора від змінного струму емітера. Воно спричинене інерційністю процесу переміщення носіїв через базу від емітерного переходу до колекторного, а також інерційністю процесів накопичення і розходження заряду по базі.

Носії, наприклад електрони в транзисторі типу п-р-п, здійснюють в базі дифузійний рух і тому швидкість їх не дуже велика. Час пробігу носіїв через базу τ_{np} в звичайних транзисторах 10^{-7} с, тобто 1 нс і менше. Дійсно, цей час є малим, але на частотах в одиниці, десятки мегагерц і вище він сумірний з періодом коливань і викликає помітний фазовий зсув між струмами колектора і емітера. За рахунок зсуву на високих частотах

зростає змінний струм бази, а від цього зменшується коефіцієнт підсилення за струмом β .

Простіше всього простежити це явище за допомогою векторних діаграм, зображених на рис 3.20.

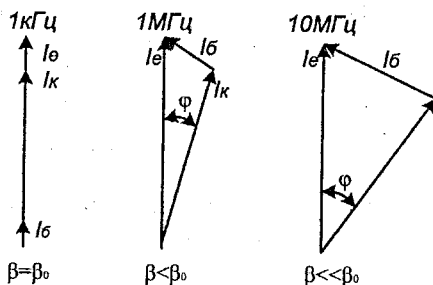


Рис. 3.20. Векторні діаграми для струмів при різних частотах

Перша з них відповідає низькій частоті, наприклад 1кГц , на якій всі струми практично збігаються за фазою, оскільки τ_{np} складає мізерну частку періоду колювання. На низьких частотах β має найбільше значення β_0 . При більш високій частоті, наприклад 1МГц , запізнювання струму I_k на час τ_{np} відносно струму I_e викликає помітний фазовий зсув φ між цими струмами. Тепер струм бази I_b дорівнює не алгебраїчний, а геометричний різниці струмів I_e і I_k , і в результаті цього він значно збільшується. Тому навіть якщо струм I_k ще не зменшився за рахунок впливу ємності C_k , то коефіцієнт β все ж стає помітно меншим β_0 . На ще більш високій частоті, наприклад 10 МГц , фазовий зсув зростає, струм I_b ще більше збільшується, а коефіцієнт β зменшується.

Таким чином при збільшуванні частоти коефіцієнт β зменшується значно скоріше, ніж α . Коефіцієнт α зменшується від впливу ємності C_k , а на значення β впливає ще й фазовий зсув між I_k і I_e за рахунок часу пробігу носіїв через базу. Звідси ясно, що схема із ЗБ має значно гірші частотні властивості, ніж схема із ЗЕ.

Прийнято вважати граничне допустиме зменшення значень α і β на 30% в порівнянні з їх значеннями α_0 і β_0 на низьких частотах. Ті частоти на яких відбувається таке зниження, тобто коли $\alpha = 0,7\alpha_0$ і $\beta = 0,7\beta_0$, називаються граничними частотами підсилення для схем із ЗБ та ЗЕ. Ці частоти позначають відповідно f_α і f_β . Оскільки β зменшується скоріше ніж α , то f_β значно нижче f_α . Можна вважати, що

$$f_\beta \approx f_\alpha / \beta. \quad (3.9)$$

На рис 3.21 наведений приблизний графік, який показує для деякого транзистора зменшення коефіцієнтів α і β з підвищенням частоти, відкладеної в логарифмічному масштабі. Для зручності по вертикальній осі відкладені не α і β , а відносні величини α/α_0 і β/β_0 .

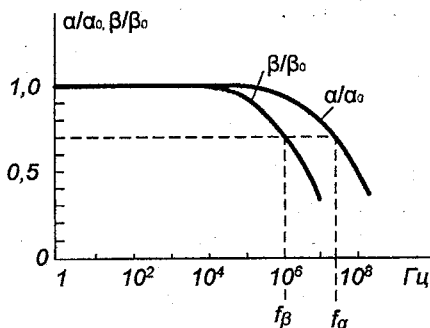


Рис. 3.21. Зменшення коефіцієнтів α і β при збільшенні частоти

Окрім граничних частот підсилення f_α і f_β транзистор характеризується ще максимальною частотою генерації $f_{\max}$, при якій коефіцієнт підсилення за потужністю k_p знижується до 1. Очевидно, що при $f < f_{\max}$ коли $k_p > 1$, можливо застосування даного транзистора в генераторі із самозбудженням. Але якщо $k_p < 1$, то генерації коливання вже не буде.

Іноколи в розрахункових формулах зустрічається також гранична частота підсилення струму f_{sp} , яка відповідає $k_i = 1$, тобто при цій частоті транзистор в схемі ЗЕ перестає підсилювати струм.

Слід відмітити, що на високих частотах змінюються не тільки значення α і β . В результаті впливу ємностей переходів і часу пробігу носіїв через базу, а також процесів накопичення і розсіювання заряду в базі на високих частотах змінюються власні параметри транзистора і вони вже не будуть чисто активними опорами. Змінюються також і всі інші параметри.

Покращення частотних властивостей транзисторів, тобто підвищення їх граничних частот підсилення f_α і f_β , досягається зменшенням ємності колекторного переходу C_k і часу пробігу носіїв через базу τ_{np} . Але зменшення ємності шляхом зменшення колекторного переходу призводить до зменшення граничного струму, тобто до зниження граничної потужності.

Деяке зниження ємності C_k досягається зменшенням концентрації домішок в колекторі. Тоді колекторний перехід стає товстішим, що рівноцінно збільшенню відстані між обкладинками конденсатора. Ємність зменшується, а, крім того, при більшій товщині переходу збільшується напруга пробоя і це дає можливість збільшити потужність. Але зате збільшується опір ділянки колектора і в ній втрати потужності будуть більші, що особливо небажано для потужних транзисторів.

Для зменшення τ_{np} намагаються зробити базу дуже тонкою і збільшити швидкість носіїв в ній. Але більш тонкій базі приходится знижувати напругу U_{K-E} , щоб при збільшенні товщини колекторного переходу не відбувся „прокол бази”. Електрони при дифузії мають більшу рухливість, ніж дірки. Тому транзистори типу п-р-п при інших рівних умовах є більш високочастотними ніж транзистори р-п-р типу.

Більш високі граничні частоти можуть бути отримані при використанні напівпровідників, у яких рухливість носіїв більша. Збільшення швидкості пробігу носіїв через базу досягається також і в тих транзисторах, у яких в базі створено електричне поле, яке прискорює рух носіїв.

3.1.10. Імпульсний режим

Транзистори широко використовуються в різних імпульсних пристроях. Робота транзисторів в імпульсному режимі, який називається ключовим чи режимом перемикавання, має ряд особливостей.

Розглянемо імпульсний режим транзистора за допомогою його вихідних характеристик для схеми ЗЕ. Нехай в ланцюг колектора ввімкнений резистор навантаження R_n . Відповідно до цього на рис 3.22 побудована лінія навантаження. До надходження на вхід транзистора імпульсу вхідного струму чи вхідної напруги транзистор знаходиться в замкнутому режимі (режимі відсічки), що відповідає точці T_1 . В колі колектора проходить малий струм (в даному випадку наскрізний струм i_{K-E0}), і відповідно це коло наближено можна вважати розімкненим. Напруга джерела E_2 майже повністю прикладена до транзистора.

Якщо на вхід поданий імпульс струму $i_{B\max}$, то транзистор переходить в режим насичення і працює в точці T_2 . Виходить що імпульс струму колектора $i_{K\max}$ дуже близький до значення E_2/R_n . Його ще інколи називають струмом насичення. В цьому режимі транзистор виконує роль замкнутого ключа і майже вся напруга джерела E_2 падає на R_n , а на транзисторі є лиш невелика залишкова напруга (десяті частки вольт), яка називається напругою насичення $U_{K-E\text{нас}}$.

Хоч напруга U_{K-E} в точці T_2 не змінила знак, але на самому колекторному переході вона стала прямою, і тому точка T_2 дійсно відповідає режиму насичення. Покажемо це на такому прикладі. Нехай

маємо транзистор n-p-n $U_{K-ЕНАС} = 0.2B$, а напруга на базі $U_{Б-Б} = 0.6B$. Тоді на колекторі по відношенню до бази буде напруга $U_{К-Б} = 0.2 - 0.6 = -0.4B$, тобто на колекторному переході пряма напруга $0.4B$.

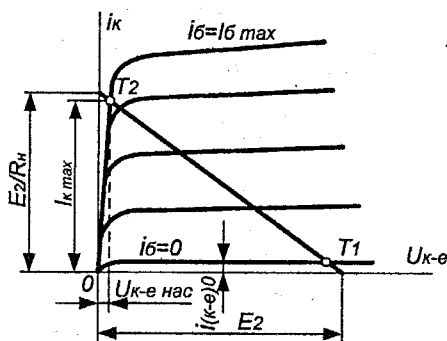


Рис. 3.22. Знаходження параметрів імпульсного режиму транзисторів за допомогою вихідних характеристик

Якщо імпульс вхідного струму буде меншим $i_{Б max}$, то імпульс струму колектора також зменшиться. Але зате збільшення струму бази більш ніж $i_{Б max}$ практично вже не дає збільшення імпульсу вихідного струму. Таким чином, максимально можливе значення імпульсу струму колектора

$$I_{К max} \approx E_2 / R_H. \quad (3.10)$$

Крім параметрів $I_{К max}$, $I_{Б max}$, і $U_{К-ЕНАС}$ імпульсний режим характеризується також коефіцієнтом підсилення за струмом B , який на відміну від β визначається не через збільшення струмів, а як відношення струмів, які відповідають точці T_2

$$B \approx I_{К max} / I_{Б max}. \quad (3.11)$$

β - це параметр, який характеризує підсилення малих сигналів, а B характеризує підсилення великих сигналів, в тому числі і імпульсів, і за значенням дещо відрізняється від β .

Параметром імпульсного режиму транзистора служить також його опір насичення

$$R_{НАС} = U_{К-ЕНАС} / I_{К max}. \quad (3.12)$$

Значення $R_{НАС}$ у транзисторів для імпульсної роботи завжди складає одиниці інколи десятки Ом.

Аналогічно розглянутій схемі із ЗЕ працює в імпульсному режимі і схема із ЗБ.

Якщо тривалість вхідного імпульсу τ_i в багато разів більша тривалості перехідних процесів накопичення і розходження зарядів в базі транзистора, то імпульс вихідного струму має майже таку ж тривалість і

форму як і вхідний імпульс. Але при інших імпульсах, тобто якщо τ_i складає одиниці мікросекунд і менше, може спостерігатись значне перекручування форми імпульсу вихідного струму і збільшення його тривалості.

Для прикладу на рис. 3.23 наведені графіки короткого імпульсу вхідного струму прямокутної форми і імпульсу вихідного струму при ввімкненні транзистора за схемою із ЗБ.

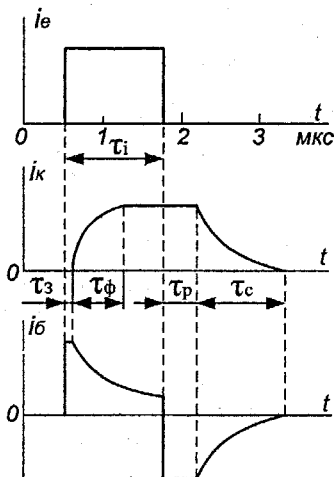


Рис. 3.23. Перекручування форми імпульсу струму транзистором

Як видно, імпульс колекторного струму починається із запізненням на час τ_z (час затримки), що пояснюється кінцевим часом пробігу носіїв через базу. Цей струм наростає поступово протягом часу τ_ϕ (тривалості фронту), що складає помітну частину τ_i . Таке поступове збільшення струму пов'язано з накопиченням носіїв в базі.

Крім того, носії інжектуються в базу на початку імпульсу вхідного струму, мають різні швидкості і не всі одразу досягають колектора. Час $\tau_z + \tau_\phi$ є часом ввімкнення. Після закінчення вхідного імпульсу струм I_k продовжується деякий час τ_p (час розходження) за рахунок розходження заряду, який накопився в базі, а потім поступово спадає протягом часу спаду τ_c . Час $\tau_p + \tau_c$ є часом вимкнення.

В результаті імпульс колекторного струму значно відрізняється за формою від прямокутного і розтягнутий в часі в порівнянні з вхідним імпульсом.

Отже, сповільнюється процес ввімкнення і вимкнення колекторного кола, збільшується час, протягом якого це коло знаходиться в замкнутому стані. Інше кажучи, за рахунок інерційності процесів накопичення і

розходження зарядів в базі транзистор не може здійснювати досить швидке ввімкнення і вимкнення, тобто не забезпечує достатньої швидкодії ключового режиму.

На рис. 3.23 показаний ще графік струму бази, побудований на основі співвідношення $i_b - i_c - i_k$. Як видно, цей струм має складну форму. Для схеми із ЗЕ можна побудувати часові графіки струмів, подібно тому, як показано на рис. 3.23 для схеми із ЗБ.

Спеціальні транзистори для роботи з короткими імпульсами повинні мати малі ємності і тонку базу. Як правило, це малопотужні дрейфові транзистори. Щоб скоріше розходився заряд, який накопичується в базі, додавають в невеликій кількості домішки, які сприяють швидкій рекомбінації накопичених носіїв (наприклад, золото).

3.1.11. Експлуатаційні параметри транзистора

Транзистор, як і будь-який інший електронний прилад, характеризується рядом експлуатаційних параметрів, граничні значення яких вказують на можливості практичного застосування того або іншого транзистора. До числа таких параметрів відносяться [11,15]:

Максимально припустима потужність P_{Kmax} , що розсіюється колектором, - це потужність струму колектора, яка перетворюється в тепло і марно витрачається на нагрівання транзистора. В загальному випадку потужність, що розсіюється транзистором, складається з потужностей, що розсіюються кожним $p-n$ переходом:

$$P = P_K + P_E = I_K U_{KB} + I_E U_{EB}.$$

Проте в підсилювальному режимі в площинних транзисторах

$$I_E U_{EB} \ll I_K U_{KB}. \quad \text{Тому } P \approx P_K \approx I_K U_{KB}.$$

При недостатньому тепловідведенні розігрівання колекторного переходу може призвести до різкого збільшення струму I_K . Це в свою чергу призводить до зростання потужності, що розсіюється на колекторі, і до ще більшого нагрівання колекторного переходу. Процес набуває лавиноподібний характер, і транзистор виходить із ладу. Варто враховувати також, що при підвищенні температури навколишнього середовища гранично допустима потужність P_{Kmax} зменшується. Тому необхідно старанно стежити за режимом роботи транзисторів, усуваючи зовнішнє нагрівання пристрою, який працює при підвищених потужностях.

Максимально припустимий струм колектора I_{Kmax} обмежується максимально припустимою потужністю, що розсіюється колектором. Перевищення граничного значення струму колектора призводить до теплового пробоя колекторного переходу і виходу транзистора з ладу.

Максимально припустима напруга між колектором і загальним електродом транзистора ($U_{KE_{max}}$ або $U_{KB_{max}}$) визначається розміром пробивної напруги переходу. Крім того, вона залежить від потужності, струму колектора і температури навколишнього середовища.

З метою надійності роботи схеми не рекомендується використовувати розміри струмів, напруг і потужностей вище 70% їх найбільших припустимих значень. Проте, слід відзначити, що при роботі в ключовому режимі значна потужність виділяється на транзисторі тільки протягом переходу з відкритого стану до закритого і навпаки (на активній ділянці характеристики). Тому середнє за період значення потужності, що розсіюється в транзисторі, відносно невелике, що дозволяє припускати миттєві значення струмів колектора і емітера в 2-3 рази більше паспортних, граничних для режиму підсилення значень, не побоюючись перегріву транзистора.

Гранична частота підсилення струму (f_α або f_β) - частота, при якій коефіцієнт підсилення струму α або β зменшується до 0,7 (у $\sqrt{2}$ разів) свого значення на низьких частотах.

Вище перераховані лише найбільш важливі експлуатаційні параметри транзисторів. В паспортах транзисторів і довідниках вказується ще ряд інших параметрів.

3.2. Польові транзистори

Польовим транзистором називається трьохелектродний напівпровідниковий прилад, у якому струм створюють основні носії заряду під дією подовжнього електричного поля, а керування величиною струму здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою, прикладеною до керуючого електрода.

Всі польові транзистори за їх конструктивними особливостями можна розділити на дві групи:

- 1) польові транзистори з p - n переходами;
- 2) польові транзистори з ізовованим затвором.

На рис. 3.24 наведено схематичне зображення конструкції польового транзистора з p - n переходами і схема його вмикання. Тонкий шар напівпровідника типу n (або p), обмежений із двох сторін електронно-дірковими переходами, називається каналом.

Принцип дії транзисторів із каналом типу n або p аналогічний; відмінність полягає лише в полярності напруги джерела живлення. Вмикання каналу в електричне коло забезпечується за допомогою двох омичних електродів, один із яких (В) називається *витоком*, а другий (С) – *стоком*.

Вивід, під'єднаний до областей p -типу, є керуючим електродом і називається *затвором* (З). Виводи В, С і З відповідають (за порядком перерахування) катоду, аноду і сітці електровакуумного триода або емітеру, колектору і базі звичайного біполярного транзистора.

Величина струму в каналі залежить від напруги U_c , прикладеної між стоком і виток, навантажувального опору й опору напівпровідникової пластинки між стоком і виток.

При постійних U_c і R_n струм у каналі I_c (струм стоку) залежить тільки від ефективної площі поперечного перерізу каналу. Джерело $E_{зв}$ створює негативну напругу на затворі, що призводить до збільшення товщини p - n переходу і зменшення струмопровідного перерізу каналу. Зі зменшенням перерізу каналу збільшується опір між витком і стоком і знижується величина струму I_c . Зменшення напруги на затворі викликає зменшення опору каналу і зростання струму I_c .

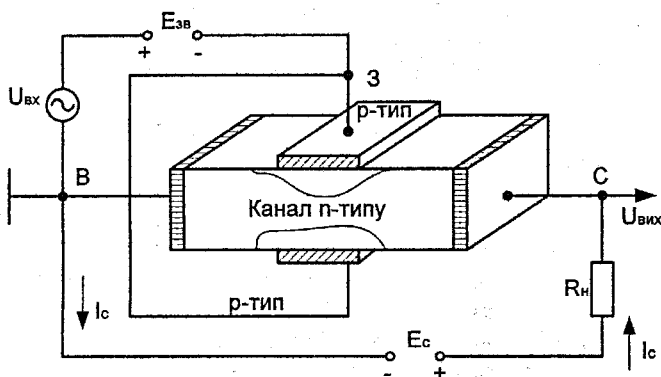


Рис. 3.24. Схематичне зображення конструкції і схема вмикання польового транзистора з p - n переходами

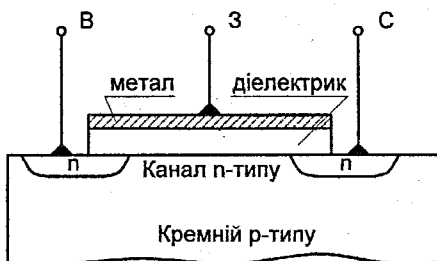


Рис. 3.25. Польовий транзистор з ізолюваним затвором

Підключивши послідовно з $E_{зв}$ джерело підсилювальної змінної напруги $U_{зв}$ можна змінювати струм через канал за законом зміни вхідної напруги. Струм стоку, проходячи через опір навантаження R_n , створює на ньому спад напруги, що змінюється за законом $U_{сх}$. При відповідному

доборі величини R_n можна домогтися підвищення рівня вихідної напруги в порівнянні з напругою на вході, тобто підсилити сигнал.

Польові транзистори з ізолюваним затвором мають структуру метал-діелектрик (окис) – напівпровідник. Тому їх часто називають *МДН-* або *МОН-транзисторами*. Принцип роботи цих приладів оснований на ефекті поля в поверхневому прошарку напівпровідника.

На рис. 3.25 схематично наведена конструкція такого транзистора. Основою приладу служить пластинка (підкладка) монокристалічного кремнію p -типу. Області витоку і стоку являють собою ділянки кремнію, сильно леговані домішкою n -типу. Відстань між витоком і стоком приблизно 1 мкм. На цій ділянці розташована вузька слабо легована смужка кремнію n -типу (канал). Затвором служить металева пластинка, ізолювана від каналу шаром діелектрика товщиною приблизно 0,1 мкм. У якості діелектрика може використовуватися вирощена при високій температурі плівка двоокису кремнію.

В залежності від полярності напруги, прикладеної до затвору (відносно витоку), канал може *збіднюватися* або *збагачуватися* носіями заряду (електронами). При негативній напрузі на затворі електрони провідності виштовхуються з області каналу в об'єм напівпровідника підкладки. При цьому канал збіднюється носіями заряду, що призводить до зменшення струму в каналі. Позитивна напруга на затворі сприяє втягуванню електронів провідності з підкладки в канал. У цьому режимі, що одержав назву режиму збагачення, струм каналу зростає.

Таким чином, на відміну від польового транзистора з p - n переходами транзистор з ізолюваним затвором може працювати з нульовою, негативною або позитивною напругою на затворі.

На рис. 3.26,а наведено зразковий вигляд вихідних (*стокових*) вольт-амперних характеристик польового транзистора з p - n переходами

$$I_c = f(U_g) \text{ при } U_d = \text{const.}$$

Нехай напруга між затвором і витоком дорівнює нулю $U_g = 0$. При збільшенні позитивної напруги U_d на стоку струм I_c буде зростати.

Спочатку залежність $I_c = f(U_d)$ буде майже лінійною (ділянка 0А на рис. 3.26,а). Однак зі зростанням I_c збільшується спад напруги на каналі, підвищується зворотний зсув для p - n переходів (особливо поблизу стоку), що веде до звуження перерізу струмопровідного каналу і уповільнює ріст струму I_c .

В остаточному підсумку біля стокового кінця пластинки канал звужується настільки, що подальше підвищення напруги вже не приводить до росту I_c (ділянка АВ на рис. 3.26,а). Цей режим одержав назву *режиму насичення*, а напруга U_c при якій відбувається насичення, називається *напругою насичення* ($U_{c, \text{нас.}}$). Якщо зняти залежність струму I_c від напруги U_g для ряду напруг на затворі ($U_g < 0$), то одержимо сім'ю вихідних характеристик польового транзистора.

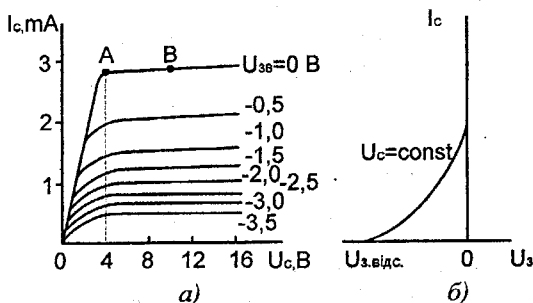


Рис. 3.26. Характеристики польового транзистора з $p-n$ переходами: a – вихідні (стокові) характеристики; $б$ – стокізатворна характеристика

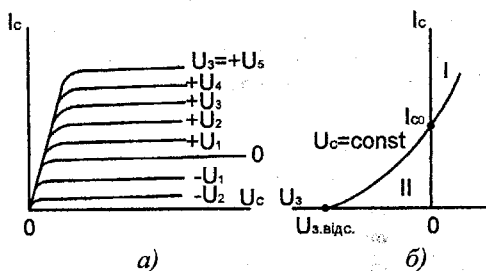


Рис. 3.27. Стокові (а) і стокізатворна (б) характеристики польового транзистора з ізолюваним затвором:

I – режим збагачування; II – режим збіднювання

Залежність $I_c = f(U_c)$ при $U_c = \text{const}$ одержала назву стокізатворної характеристики (рис. 3.26,б).

Вихідні характеристики польового транзистора з ізолюваним затвором мають такий же вигляд, як і характеристики транзистора з $p-n$ переходами (рис. 3.27,а). Різниця полягає лише в тому, що останні можуть працювати тільки в режимі збіднення (звуження) каналу, а транзистори типу МДН (або МОН) працюють як у режимі збіднення (при негативних напругах на затворі), так і в режимі збагачення (при позитивних напругах на затворі). З цієї ж причини стокізатворна характеристика транзистора з ізолюваним затвором може захоплювати область позитивних напруг між затвором і витоком (рис. 3.27,б).

Основними параметрами польових транзисторів є:

Крутість характеристики

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c} \text{ при } U_c = \text{const.}$$

Цей параметр характеризує ефективність керуючої дії затвора.

Напруга відсічки $U_{з.відс}$ – зворотна напруга на затворі, при якій струмопровідний канал виявиться перекритим.

Вхідний опір $R_{вх}$ між затвором і витоком (визначається при максимально припустимій напрузі між цими електродами)

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{з.макс}}{\Delta I_{з.макс}}. \quad (3.13)$$

Вихідний опір $R_{вих}$ (визначається в режимі насичення)

$$R_{вих} = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c} \text{ при } U_3 = const. \quad (3.14)$$

Вихідний опір характеризується тангенсом кута нахилу вихідних характеристик. У робочій області цей кут близький до нуля і, отже, вихідний опір є достатньо великим (сотні кілоом).

Крім зазначених, польові транзистори характеризуються рядом інших максимально припустимих параметрів, що визначають граничні режими роботи приладу.

До найважливіших переваг польових транзисторів варто віднести:

1. *Високий вхідний опір*, що досягає в каналних транзисторах із *p-n* переходами величини $10^6 - 10^9$ Ом, а в транзисторах з ізолюваним затвором $10^{13}-10^{15}$ Ом. Таке високе значення вхідного опору пояснюється тим, що в транзисторах із *p-n* переходами електронно-дірковий перехід між затвором і витоком зв'язаний в оберненому напрямку, а в транзисторах з ізолюваним затвором вхідний опір визначається дуже великим опором витоку діелектричного прошарку.

2. *Малий рівень власних шумів*, тому що в польових транзисторах на відміну від біполярних, у перенесенні струму беруть участь заряди тільки одного знака, що виключає появу рекомбінаційного шуму.

3. *Висока стійкість проти температурних і радіоактивних впливів*.

4. *Висока щільність розташування елементів при використанні приладів в інтегральних схемах*.

Польові транзистори можуть бути використані в схемах підсилювачів, генераторів, перемикачів.

Особливо широко застосовуються вони в підсилювачах з низьким рівнем шуму і високим вхідним опором.

Дуже перспективним є також використання їх (з ізолюваним затвором) у цифрових і логічних схемах.

3.3. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор (двобазовий діод) (рис. 3.28,а) - це монокристалічна пластинка кремнію *n*-типу з високим значенням питомого опору, на кінцях якої розташовані омичні контакти баз *B1* і *B2*, а на бічній стороні - один емітерний *p-n* перехід. Ділянки кристала довжиною l_1 і l_2

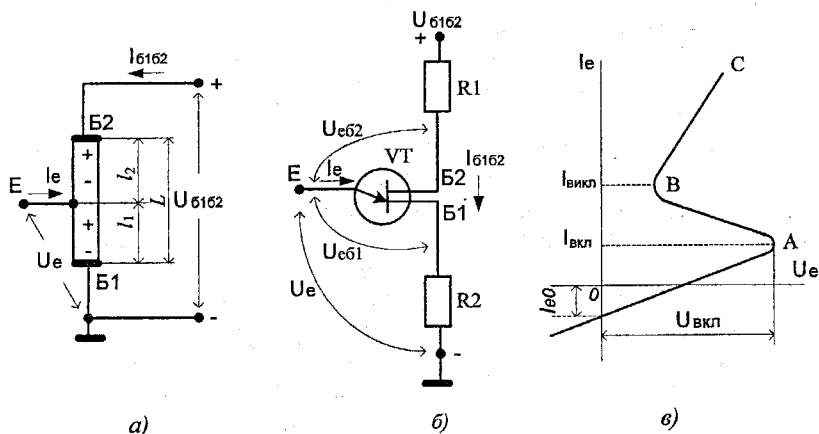


Рис. 3.28. Схема для пояснення принципу дії (а), схема вмикання (б) і вольт-амперна характеристика (в) одноперехідного транзистора

(звичайно $l_1 \ll l_2$) виконують функції баз приладу. Емітерний контакт зв'язку є зовнішнім виводом емітера E . Схема вмикання одноперехідного транзистора наведена на рис. 3.28, б. До виводів баз $B1$ і $B2$ підводять напругу живлення $U_{B1 B2}$, причому база $B2$ має позитивний потенціал відносно бази $B1$, яку звичайно заземлюють.

Під дією цієї напруги в кремнієвій пластинці виникає струм I_{B1B2} . Ділянка між базами $B1$ і $B2$ одноперехідного транзистора являє собою омичний опір у декілька кілоом із лінійною вольт-амперною характеристикою. Тому напруга U_{B1B2} розподіляється по базах пропорційно їхнім опорам, які залежать від довжин l_1 і l_2 . Ці напруги відповідно рівні U_{EB1} і U_{EB2} . Полярність напруги U_{EB1} така (рис. 3.28,а), що у вихідному стані емітерний $p-n$ перехід буде зміщений в оберненому напрямку і через нього пройде тільки невеликий зворотний струм витoku I_{EO} (рис. 3.28,в). Цей же стан збережеться при подачі на емітер негативної напруги U_E або позитивної, яка не перевищує величину напруги U_{B1} .

Якщо ж напруга U_E перевищить напругу U_{EB1} на величину, достатню для відмикання емітерного $p-n$ переходу (точка A на рис. 3.28,в), то в кремнієву пластинку з емітера будуть інжектуватися дірки. Під дією електричного поля джерела U_{B1B2} ці дірки будуть рухатися в напрямку до виводу бази $B1$, створюючи емітерний струм, що призведе до збільшення провідності на ділянці довжиною l_1 , і зменшення до незначного розміру опору на цій ділянці. У результаті внутрішній спад напруги U_{EB1} зменшиться, що спричинить подальше відмикання емітерного $p-n$ переходу і збільшення струму емітера і т.п.

Таким чином, процес наростання емітерного струму буде розвиватися лавинним чином. З ростом емітерного струму, пов'язаного зі

збільшенням інжекції носіїв із емітера в пластинку, опір емітерного переходу знижується, а напруга U_E зменшується. Це відповідає появі у вольт-амперній характеристиці ділянки негативного опору приладу (ділянка AB на рис. 3.28,б).

Подальше збільшення емітерного струму (ділянка BC) пов'язано з підвищенням зовнішньої емітерної напруги.

Таким чином, вольт-амперна характеристика одноперехідного транзистора нагадує вольт-амперні характеристики тунельних діодів, що дозволяє використовувати даний прилад для побудови різних перемикальних схем.

Завдяки своїм перевагам (простоті конструкції, стабільній напрузі спрацьовування, малому споживанню струму в колі керування, хорошій повторюваності характеристик і параметрів від зразка до зразка, можливості передачі порівняно потужних імпульсів і т.п.) одноперехідні транзистори з успіхом використовуються в різних імпульсних схемах.

3.4. Фототранзистори

Фототранзистор являє собою фотогальванічний приймач випромінювання, фоточутливий елемент якого містить структуру транзистора, що забезпечує внутрішнє підсилення.

Конструктивне оформлення одного з типових фототранзисторів (типу ФТ-1) показано на рис. 3.29.

Прилад складається з германієвої пластини 5, в яку по обидва боки симетрично осі впаяні наважки індію, що утворюють колектор 6 і емітер 8. Пластина германію припаяна олов'яним кільцем до кристалодержача 7, який в свою чергу приварений до ніжки 10. Колектор і емітер за допомогою тонких виводів 9 з'єднані з провідниками 1, ізольованими від ніжки скляними ізоляторами 2. Базовий вивід 11 приварений до ніжки. Весь фототранзистор поміщено в герметичний корпус 3, в якому є отвір у вигляді кола, закритий склом 4.

У фототранзисторів, порівняно із фотодіодами, значно вища інтегральна чутливість. Фототранзистором може бути звичайний біполярний транзистор, у корпусі якого зроблено прозоре «вікно», через яке світловий потік може впливати на область бази. Схема ввімкнення біполярного фототранзистора типу р-п-р з «вільною» (нікуди не підключеною) базою, наведена на рис. 3.30.

Звичайно, на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному – зворотна. Фотони викликають в базі генерацію пар носіїв заряду – електронів і дірок. Дірки під впливом поля колекторного переходу йдуть з бази в колектор, що приводить до зростання струму колектора. А електрони залишаються в базі і підвищують пряму напругу емітерного переходу, що підсилює інжекцію дірок з емітера в базу через перехід. За рахунок цього зростає струм колектора.

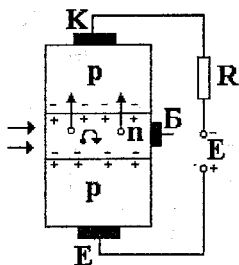


Рис. 3.30

Інтегральна чутливість фототранзисторів в десятки разів більша, ніж у фотодіодів і може досягти сотень міліампер на люмен. Фототранзистор з «вільною» базою має низьку температурну стабільність. Для усунення цього недоліку використовують схеми стабілізації. При цьому повинен бути застосований вивід бази. На цей вивід можна подавати напругу зміщення або електричні сигнали і здійснювати сумісну дію електричних і світлових сигналів.

Вихідні характеристики фототранзисторів показано на рис. 3.31. Вони подібні вихідним характеристикам звичайного транзистора, який працює за схемою із загальним емітером. Відмінність полягає в тому, що криві відповідають різним значенням світлового потоку W , а не струму бази.

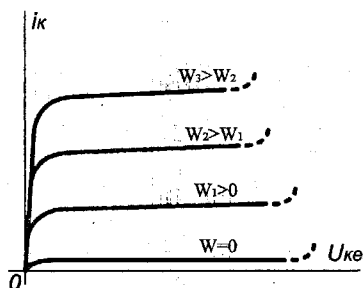


Рис. 3.31

Основними параметрами фототранзисторів є:

Темновий струм I_T – струм через затемнений фототранзистор при прикладеній робочій напрузі.

Струм при освітленні I_C – струм через освітлений фототранзистор при прикладеній робочій напрузі.

Інтегральна чутливість $S_{\text{інт}}$ – відношення струму через фототранзистор при прикладеній робочій напрузі до світлового потоку, який падає на нього.

Найбільша потужність розсіювання $P_{\text{роз. макс}}$ – допустима потужність, що виділяється на приладі і допускає його експлуатацію протягом тривалого часу.

Параметри фототранзисторів:

інтегральна чутливість, робоча напруга (10-15 В), темновий струм (до сотень мікроампер), робочий струм (до десятків міліампер), максимальна розсіювана потужність (до десятків міліват), гранична частота (сплавні фототранзистори – декілька кілогерц, дифузійні – декілька мегагерц).

Недолік фототранзисторів – відносно великий рівень власних шумів.

Крім біполярних фототранзисторів використовують також польові та одноперехідні фототранзистори.

3.5. Чотиришарові напівпровідникові прилади

Чотиришарові напівпровідникові прилади (тиристори) відносяться до класу напівпровідникових приладів, які складаються з чотирьох областей, що послідовно чергуються, із провідністю p - і n -типу.

Діодний тиристор (динистор) має виводи від двох крайніх областей. Часто такі прилади називають також некерованими перемикальними діодами.

Триодний тиристор (тринистор) - це напівпровідниковий прилад, який є чотиришаровою структурою типу p - n - p - n (або n - p - p - n), що має виводи від двох крайніх областей і від однієї внутрішньої (базової) області.

Схематичні зображення чотиришарових структур наведені на рис. 3.32, а, б. У цих структурах крайні електронно-діркові переходи називаються *емітерними*, середній перехід - *колекторним*, внутрішні області структури, що лежать між переходами, називаються *базами*. Електрод, що забезпечує електричний зв'язок із зовнішньою n -областю, називається *катодом*, а з зовнішньою p -областю - *анодом*. У тиристорах із внутрішньою p -областю (p -базою) з'єднаний керуючий електрод.

При виготовленні тиристорів кристал із структурою p - n - p - n типу припаюється на кристалодержач і герметизується в металевому корпусі. Конструктивне оформлення тиристора практично не відрізняється від оформлення звичайного площинного діода.

Схема вмикання динистора наведена на рис. 3.32, в. Зі схеми очевидно, що середній (колекторний) p - n перехід закритий зворотною напругою джерела E . Однак за великих струмів зниження висоти

потенціального бар'єра стає настільки різким, що середній перехід може виявитися відкритим. При цьому напруга на приладі різко падає, а отже, у вольт-амперній характеристиці приладу з'являється ділянка негативного опору.

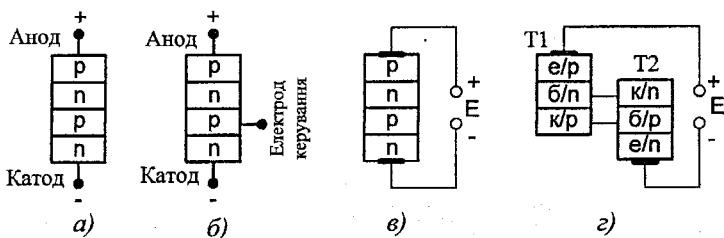


Рис. 3.32. Чотиришарові структури динистора (а) і тиристора(б), схема вмикання (в) і еквівалентна схема (г) динистора

Для аналізу роботи тиристора чотиришарову структуру доцільно уявити у вигляді двох транзисторів типів $p-n-p$ і $n-p-n$ (рис. 3.33,б), причому колекторний струм транзистора $p-n-p$ (T1) одночасно є базовим струмом транзистора $n-p-n$ (T2), а колекторний струм транзистора T2 - базовим струмом транзистора T1. Таким чином,

$$I_{B2} = I_{K1}$$

$$I_{B1} = I_{K2}.$$

При збільшенні напруги джерела живлення інжектовані із еміттера одного транзистора, основні носії зарядів перетинають область, де вони є неосновними, частково рекомбінуючи в ній. Носії, що не рекомбінували, проходять через колекторний перехід і, опинившись в області, для якої вони є основними, тобто в базі другого транзистора, понижають висоту потенціального бар'єра, сприяючи інжекції зарядів із емітера цього транзистора, що веде до збільшення загального струму приладу.

Невелике збільшення емітерного струму ΔI_{E1} транзистора T1 викликає деяке збільшення струму колектора ΔI_{K1} , котрий є струмом бази транзистора T2 і тому викликає збільшення струму колектора ΔI_{K2} :

$$\Delta I_{K2} = \Delta I_{B2} \beta_2 = \Delta I_{K1} \beta_2,$$

де β_2 - коефіцієнт підсилення струму транзистора T2, включеного за схемою із загальним емітером.

В свою чергу колекторний струм I_{K1} збільшується у вихідному транзисторі на величину

$$\Delta I_{K1} = \Delta I_{K2} \beta_1 = \Delta I_{K1} \beta_1 \beta_2,$$

де β_1 - коефіцієнт підсилення струму транзистора $T1$, включеного за схемою із загальним емітером.

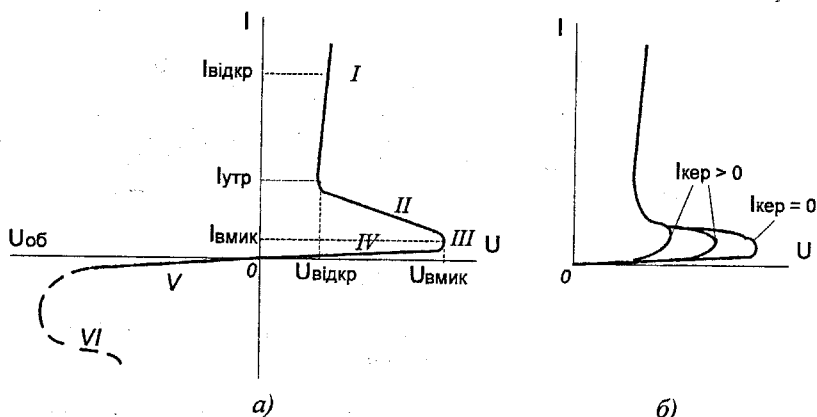


Рис. 3.33. Вольт-амперні характеристики динистора(а) і тиристора(б)

Таким чином, до кінця першого циклу початковий приріст колекторного струму вихідного транзистора зростає в $\frac{\Delta I'_{K1}}{\Delta I_{K1}} = \beta_1 \beta_2$ раз.

Далі процес продовжується, і струм у контурі еквівалентних транзисторів зростає лавиноподібно.

Перехід структури $p-n-p-n$ із непровідного стану в провідний можна викликати не тільки підвищенням напруги зовнішнього джерела, але і збільшенням струм в одному з еквівалентних транзисторів. Для цього в тиристорі від однієї з баз роблять вивід (керуючий електрод). Змінюючи струм керуючого електрода можна регулювати напругу перемикання, а отже, управляти роботою приладу.

Типова вольт-амперна характеристика динистора наведена на рис. 3.33,а. Вона може бути розбита на такі основні області: I - область малого позитивного опору, що відповідає відкритому стану приладу; II - область високого негативного опору; III - область оборотного пробою середнього $p-n$ переходу; IV - непровідні стани (середній $p-n$ перехід замкнений зовнішнім джерелом напруги); V - область високого опору; VI - область лавинного необоротного пробою.

Наявність у вольт-амперній характеристиці приладу ділянки з негативним опором дозволяє використовувати динистор у різних електронних схемах. Крім того, очевидно, що динистор може знаходитися

в двох стійких станах. Перший стан характеризується малим струмом, що протікає через прилад, і великим спадом напруги на ньому (ділянка IV на рис. 3.33,а). Другий стійкий стан відповідає малому спаду напруги на приладі і великому струму, що проходить через нього (ділянка I на рис. 3.33,а).

Вольт-амперні характеристики тиристора наведені на рис. 3.33.б.

Основні параметри динисторів і тиристорів:

Напруга вмикання $U_{\text{вмик}}$ - основні напруги у точці вмикання приладу (напруга, при якому струм через прилад починає різко наростати).

Струм вмикання $I_{\text{вмик}}$ - основний струм в точці вмикання (струм, що протікає через прилад при прикладеній до нього напрузі вмикання).

Підтримувальний струм $I_{\text{утр}}$ - мінімальний основний струм (необхідний для підтримки тиристора у відкритому стані при певному режимі в колі керуючого електрода).

Напруга у відкритому стані $U_{\text{відкр}}$ - основна напруга при певному струмі у відкритому стані тиристора.

Струм в закритому стані $I_{\text{закр}}$ - основний струм при певній напрузі в закритому стані, при певному режимі в колі керуючого електрода.

Зворотний струм $I_{\text{зв}}$ - анодний струм при визначеній зворотній напрузі.

Загальна ємність $C_{\text{заг}}$ - ємність між основними електродами тиристора при певній напрузі в закритому стані.

Постійний струм відпирання керуючого електрода $I_{\text{к.від}}$ - мінімальне значення постійного струму керуючого електрода, що забезпечує перемикання тиристора із закритого стану у відкритий при певних режимах у колах основних і керуючого електродів.

Імпульсний струм відпирання керуючого електрода $I_{\text{к.від.і}}$ - мінімальне значення амплітуди імпульсу струму керуючого електрода, яке забезпечує перемикання тиристора із закритого стану у відкритий при певних режимах у колах основних і керуючих електродів.

Постійна напруга відпирання на керуючому електроді $U_{\text{к.від}}$ - напруга на керуючому електроді тиристора, що відповідає постійному відпираючому струмові керуючого електрода.

Імпульсна напруга відпирання на керуючому електроді $U_{\text{к.від.і}}$ - значення амплітуди імпульсу напруги на керуючому електроді тиристора, що відповідає імпульсному відпираючому струмові керуючого електрода.

Імпульсна напруга невідпирання $U_{\text{невід.і}}$ - максимальне значення амплітуди імпульсу основної напруги з певною тривалістю переднього фронту, яка не викликає перемикання тиристора із закритого стану у відкритий.

Імпульсна напруга відпирання $U_{\text{від.і}}$ - мінімальне значення амплітуди імпульсу основної напруги з певною тривалістю фронту, що забезпечує перемикання тиристора із закритого стану у відкритий.

Час вмикання $t_{вм}$ - інтервал часу між моментом на початку імпульсу відпирання, відповідним 0,1 його амплітуди, і моментом, коли основна напруга падає до 0,1 значення різниці напруг у закритому і відкритому стані тиристора.

Час вимикання $t_{вим}$ - час, протягом якого основний струм зменшується до нуля при перемиканні тиристора по колу основних електродів із відкритого стану в закритий.

Максимально допустимий постійний струм у відкритому стані

$I_{eідкр.мах}$

Максимально допустимий імпульсний струм у відкритому стані

$I_{eідкр.і.мах}$

Максимально допустима пряма постійна напруга в закритому стані

$U_{пр.закр.мах}$

Максимально допустима постійна зворотна напруга $U_{зв.мах}$

Максимально допустима постійна зворотна напруга на керуючому електроді $U_{зв.к.мах}$

Максимально допустимий постійний прямий струм керуючого електрода $I_{пр.к.мах}$

Максимально допустима середня потужність розсіювання $P_{ср.мах}$

Максимально допустима імпульсна потужність на керуючому електроді $P_{к.і.мах}$

Необхідно відзначити, що параметри чотиришарових приладів можуть дуже змінюватися в інтервалі робочих температур. Тиристори мають чітко виражені перемикальні властивості, що дозволяють використовувати їх у різних схемах автоматики й обчислювальної техніки.

Відзначимо також, що на основі чотиришарових приладів вдалося створити *фототиристор* - швидкодійний і високочутливий перемикач, керований світлом.

Контрольні запитання та завдання

1. Чим пояснюється висока надійність і економічність сучасних транзисторів?

2. Розповісти про відомі Вам різновиди транзисторів за конструктивно-технологічною ознакою.

3. Чим оцінюється ефективність емітера? Найдіть правильний варіант відповіді:

1) загальним струмом емітера; 2) концентрацією основних носіїв заряду в емітері; 3) відношенням електронної складової емітерного струму до загального струму емітера (для транзистора $n-p-n$); 4) відношенням струму емітера до струму бази; 5) відношенням діркової складової емітерного струму до загального струму емітера (для транзистора $p-n-p$).

4. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта перенесення носіїв в базі.

5. Чим обумовлена поява зворотного струму колектора? Знайдіть правильний варіант відповіді:

1) основними носіями заряду в області колектора; 2) неосновними носіями заряду бази і колектора; 3) основними носіями заряду бази; 4) правильної відповіді немає.

6. Коефіцієнт передачі струму $\beta = 97$. Знайдіть розмір коефіцієнта передачі струму α .

7. Чим пояснити принципову можливість посилення електричних сигналів за допомогою транзистора?

8. Як пояснити назву транзистора – «біполярний?»

9. Відомо, що назва «транзистор» отримана від сполучення англійських слів *transfer* (перенесення) і *resistor* (опір). Чи відображує це словосполучення ідею роботи транзистора?

10. Який з $p-n$ переходів транзистора зазвичай має велику площу? Знайдіть правильну відповідь:

1) емітерний перехід; 2) колекторний перехід; 3) площа $p-n$ переходів в транзисторі однакова.

11. Транзистор типу ГТ305А ввімкнений в схему із загальним емітером. В якому режимі працює транзистор, якщо

$$U_{BE} = +0,4B$$

$$U_{KE} = -10B?$$

12. Розповісти про переваги схеми вмикання транзистора із загальним емітером.

13. Зазначте області активного режиму, відсікання і насичення на статичних характеристиках транзисторів із загальним емітером.

14. Складіть схему для зняття статичних характеристик транзистора типу ГТ109А при його вмиканні із загальною базою.

15. Як називаються такі статичні характеристики транзистора:

$$I_B = f(U_{BE}) \text{ при } U_{KE} = const,$$

$$I_E = f(U_{BE}) \text{ при } U_{KE} = const,$$

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

$$I_K = f(U_{KE}) \text{ при } I_B = const?$$

16. Побудуйте динамічні характеристики транзистора типу КТ312В, якщо напруга джерела живлення $E_K = 20$ В, а опір навантажування в колі колектора $R_H = 500$ Ом. Статичні характеристики транзистора (для схеми із загальним емітером) взяти з довідника.

17. Поясніть побудову еквівалентних схем транзистора Т виду.

18. Чому транзистор називають активним чотириполюсником?

19. Який з h -параметрів транзистора характеризує розмір вхідного опору? Знайдіть правильну відповідь

1) h_{21B} ; 2) h_{21E} ; 3) h_{11B} ; 4) h_{22E} ; 5) h_{12B} ; 6) h_{11E} ; 7) h_{12E} .

20. Чому h -параметри транзистора називають гібридними?

21. Знайдіть h_E -параметри транзистора типу КТЗ-16Д графічним шляхом за його статичними характеристиками (характеристики взяті з довідника).

22. Знайдіть коефіцієнт передачі струму β , якщо $h_{21B} = 0,95$.

23. У якій схемі вмикання - із загальною базою або із загальним емітером - коефіцієнт прямої передачі струму більше залежить від частоти?

24. Які процеси визначають залежність коефіцієнта перенесення в базі від частоти?

25. Яка схема відрізняється більшою температурною стабільністю - із загальною базою або із загальним емітером? Відповідь поясніть.

26. Що таке гранична частота f_β ?

27. Чим пояснити спотворювання фронту імпульсу колекторного струму при роботі транзистора в режимі ключа?

28. Розкажіть про основні експлуатаційні параметри біполярних транзисторів.

29. Зазначте основні переваги польових транзисторів над біполярними. Знайдіть правильну відповідь:

1) високий вхідний опір; 2) більш висока гранична частота; 3) більша допустима потужність, що розсіюється приладом; 4) менший рівень шумів; 5) простіше конструктивне оформлення; 6) ширший температурний режим роботи; 7) більш стабільні параметри;

30. Чим відрізняються польові транзистори з p - n переходом від транзисторів з ізольованим затвором?

31. Поясніть принцип роботи і можливості практичного застосування одноперехідного транзистора.

32. Чим пояснити збільшення інтегральної чутливості фототранзистора в порівнянні з фотодіодом?

33. Поясніть фізичний зміст вольт-амперної характеристики тиристора.

34. Приведіть основні параметри приладів 2Н102А і 2У203А і поясніть їх.

Розділ 4. ГІБРИДНІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

Мікроелектроніка є новим направленням електроніки, що дозволяє за допомогою складного комплексу фізико-хімічних, технологічних, конструктивних і схемотехнічних засобів вирішити проблему створення високонадійних і економічних електронних елементів і приладів.

Слід відрізняти мікроелектроніку від мікромініатюризації електронної апаратури, бо це, хоча і взаємопов'язані, але не тотожні напрямки. В процесі мікромініатюризації апаратури вирішують, головним чином, задачу про зменшення її об'єму і маси. З цією метою використовують малогабаритні дискретні елементи (резистори, конденсатори, діоди, транзистори і т.п.), що об'єднуються в мініатюрні функціональні вузли - мікромодулі. Це направлення не може забезпечити принципово новий підхід до підвищення надійності і економічності апаратури, що безперервно ускладнюється. Тому задача мікроелектроніки полягає не тільки в зменшенні габаритів і маси електронних елементів і приладів, але і, передусім, в якісно новому підході до їхньої розробки і застосування.

Сучасна мікроелектроніка розвивається в трьох основних напрямках, пов'язаних із створенням і вдосконаленням *гібридних інтегральних мікросхем, напівпровідникових інтегральних мікросхем і функціональних приладів* [3,7].

У відповідності з прийнятою термінологією, *мікросхема* — це мікроелектронний виріб, що має щільність монтажу не менше п'ятих елементів в одному кубічному сантиметрі об'єму, що займається схемою, і розглядається як єдине конструктивне ціле.

Інтегральна мікросхема (ІМС) - мікроелектронний виріб, який виконує певну функцію перетворення і обробки сигналу і має високу щільність розміщення електрично з'єднаних елементів і компонентів, виконаних в єдиному технологічному циклі.

Напівпровідникова ІМС - інтегральна мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника.

Плівкова ІМС - інтегральна мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані у вигляді плівок. Існують тонкоплівкові і товстоплівкові ІМС.

Гібридна ІМС - інтегральна мікросхема, що містить в собі елементи, компоненти і кристали.

Елемент ІМС - частина інтегральної мікросхеми, яка реалізує функцію будь-якого електрорадіоелемента, виконана нероздільно від кристала чи підкладки, і не може бути виділена як самостійний виріб (наприклад, транзистор, діод, резистор, конденсатор та інші.).

Компонент ІМС - частина інтегральної мікросхеми, яка реалізує функцію будь-якого електрорадіоелемента, і яка може бути виділена як самостійний виріб.

Підкладка (плата) ГІМС - призначена для монтажу компонентів, нанесення на ній елементів гібридних і плівкових ІМС, міжелементних і міжкомпонентних з'єднань, а також контактних площадок.

Кристал ІМС - частина напівпровідникової пластини, в об'ємі і на поверхні якої сформовані елементи напівпровідникових мікросхем, міжелементні з'єднання і контактні площадки.

Контактна площадка ІМС - металізована ділянка на платі чи на кристалі, призначена для приєднання виводів компонентів і інтегральних мікросхем, перемичок, а також для контролю її електричних параметрів.

В конструктивному відношенні ГІМС - плата (діелектрична або металева з ізоляційним покриттям), яка розташована в корпусі і на поверхні якої сформовані плівкові елементи і змонтовані інші компоненти.

В залежності від способу формування плівкових елементів, ГІМС розділяють на тонкоплівкові і товстоплівкові. Технологія (тонкоплівкова чи товстоплівкова) визначає не тільки можливість реалізації плівкових елементів з потрібними номінальними параметрами, але і відтворення цих параметрів.

Різні типові технологічні процеси тонкоплівкової технології (масковий, фотолітографічний, комбінований та інші) забезпечують формування плівкових елементів з достатньо високою точністю і відтворенням. Товстоплівкова технологія також дозволяє формувати елементи з різними параметрами. Але точність і відтворення значень параметрів низькі; необхідною операцією цієї технології є підгонка елементів до потрібного значення параметрів. Вид технології визначає матеріал і розмір плати. В свою чергу розмір плати залежить від типорозміру необхідного корпусу, вибір типу останнього залежить від умов експлуатації. Ступінь інтеграції ГІМС тонкоплівкової технології вище ніж товстоплівкових ГІМС, але останні дешевші і більш підходящі при розробці ІМС, робота яких супроводжується великим виділенням теплоти.

В залежності від кількості елементів в схемі розрізняють:

ІМС першого ступеня інтеграції, що містять до 10 елементів;

ІМС другого ступеня інтеграції – від 10 до 100 елементів;

ІМС третього ступеня інтеграції – від 100 до 1000 елементів і т.п.

Інтегральні мікросхеми, що містять більше 100 елементів, прийнято називати *великими інтегральними схемами* (ВІС). Також в наш час виготовляють надвеликі ІС (НВІС).

Підвищення ступеня інтеграції мікросхем і пов'язане з цим зменшення розмірів елементів мають певні межі. Інтеграція понад декількох десятків тисяч елементів виявляється економічно недоцільною і

технологічно важко здійсненою. Тому надто перспективним напрямленням подальшого розвитку електронної техніки є *функціональна мікроелектроніка*, що дозволить реалізувати певну функцію апаратури без застосування стандартних базових елементів. У функціональній мікроелектроніці використовуються різноманітні фізичні явища, закладені в основу оптоелектроніки, акустоелектроніки, кріоелектроніки, хемотроніки, магнітоелектроніки та ін.

В даному розділі будуть розглянуті здебільшого фізико-технологічні основи створення інтегральних мікросхем і функціональних приладів.

При вивченні матеріалу, що стосується гібридних інтегральних мікросхем, необхідно з'ясувати:

1. З яких конструктивних елементів складаються сучасні гібридні ІМС?

2. Як розробляються і виконуються пасивні елементи гібридних ІМС (підкладки, резистори, конденсатори, індуктивності, провідники, контактні площадки)?

3. Якими конструктивними особливостями відрізняються активні елементи (діоди, транзистори)?

4. Які послідовні етапи проходять в процесі проектування і виготовлення гібридних ІМС?

4.1. Конструктивні елементи гібридних ІМС

В сучасних гібридних інтегральних схемах пасивні елементи (резистори, конденсатори, контактні площадки і внутрішньосхемні з'єднання) виконують шляхом послідовного нанесення на підкладку плівок з різних матеріалів, а активні елементи (діоди, транзистори та ін.) виконують у вигляді окремих (дискретних) навісних деталей (в мініатюрному або безкорпусному оформленні).

В залежності від товщини плівок розрізняють (1...25мкм) *товстоплівкові* і (до 1 мкм) *тонкоплівкові* гібридні мікросхеми. Істотним недоліком *товстоплівкових* мікросхем є нестабільність номінальних значень величин пасивних мікроелементів і відносно низька щільність монтажу. Тонкі плівки забезпечують щільність монтажу до 200 елементів на сантиметр кубічний і високу точність елементів.

Основними конструктивними елементами гібридної інтегральної мікросхеми є:

Підкладка, на якій містяться пасивні і активні елементи;

Пасивна частина з планарним (в одній площині) розташуванням плівкових провідників, контактних площадок, резисторів і конденсаторів;

Навісні безкорпусні напівпровідникові прилади з гнучкими дрітряними виводами або з жорстко фіксованою системою виводів;

Навісні мініатюрні пасивні елементи (конденсатори великих номіналів, трансформатори, дроселі), що застосовуються як виняток; Корпус для герметизації мікросхеми і закріплення її виводів.

4.2. Пасивні елементи

4.2.1. Підкладка

В якості матеріалу підкладки найбільш часто використовують скло і кераміку. Цей вибір зумовлений малою питомою електропровідністю, хімічною стійкістю і високою діелектричною міцністю. Для забезпечення гарного зчеплення плівок з підкладкою, остання підлягає ретельному поліруванню, травленню в кислотах і промиванню.

Таблиця 4.1

Хар-ка	Скло С41-1; С48-3	Сітал СТ50-1	Плавл. кварц	Керам. 2с 2хс, 96% Al ₂ O ₃	Керам. полі- кор	Керам. глазу- рована	Керам. броке- ріт, 98%, BeO	Ме- тал*	Полі- імід* ПМ-1
1. Клас чист. оброб. пов.	14	13-14	14	12	12-14	14	мік.вер. 0,45мкм	12-14	12-14
2. ТКЛР/10 ⁻⁷ 1/град T=20-300°C	39-50	48-52	55	55-65	70-75	73-78	70	62	200
3. Коефіцієнт теплопровід- ності Вт/м°C	1-1,5	1,5	7-15	10	30-45	1,2-1,7	210	40	4,5
4. Діелектри- чна проникн. (10 ⁻⁴) f=1мГц, T=20°C	3,2-8	5-8,5	3,8	10,3	10,5	13-16	6,4-9,5	6-7	3,5
5. Тангенс кута втрат (10 ⁻⁴), f=1мГц T=20°C	15-20	20	-	6	10	18	16	6	30
6. Об'ємний опір, T=25°C, Ом×см	10 ¹⁴ - 10 ¹⁷	--	10 ¹⁵	—	—	—	10 ¹⁴	10 ¹⁴	10 ¹⁷
7. Електрич. міцність кВ/мм	40	--	--	50	--	50	20	--	15

ТКЛР - температурний коефіцієнт лінійного розширення.

* використовується в гібридних великих ІМС і мікрозбірках.

Крім того, перед нанесенням плівок, підкладку очищають шляхом іонного бомбардування безпосередньо в приладі для напilenня.

Підкладка для нанесення гібридної мікросхеми являє собою чотирикутну пластинку довжиною l , шириною b і товщиною s .

Встановлені такі розміри підкладок:

l , мм... 48, 24, 16, 12, 6, 4;

b , мм... 60, 30, 20, 10, 5, 2.5.

s , мм... 0.6; 1.0; 1.6 мм з відхиленнями 0.06 мм.

Підкладки 48 x 60 мм або кратних розмірів використовуються для виготовлення за один технологічний цикл декількох однакових плівкових схем з наступним розрізанням на менші плати. Неперпендикулярність сторін не більше 0.1... 0.2 мм, непаралельність площин не більше 0.05 мм.

Характеристики матеріалів підкладок ГІМС приведено в табл. 4.1.

4.2.2. Провідники і контактні площадки

Провідники служать для з'єднання окремих елементів мікросхеми один з одним, а контактні площадки - для з'єднання плівкових і навісних елементів з провідниками, а також для зв'язку із зовнішніми виводами мікросхеми.

Таблиця 4.2

Матеріал підшару, шару і покриття	Товщина, Мкм	Питомий опір, Ом/□	Спосіб контакт. зовнішніх виводів
підшар - ніхром X20H80 шар - золото Зл999,9	0,01 - 0,03 0,6 - 0,8	0,03 - 0,05	Паяння мікропаял., зварюв. ІНН
підшар - ніхром X20H80 шар - мідь(вакуумплав)МВ покриття - Зл999,9	0,01 - 0,03 0,6 - 0,8 0,05 - 0,06	0,02 - 0,04	---
підшар - ніхром X20H80 шар - мідь(вакуумплав)МВ покриття - нікель	0,01 - 0,03 0,6 - 0,8 0,08 - 0,12	0,02 - 0,04	Зварювання ІНН
підшар - ніхром X20H80 шар - алюміній А99 покриття - нікель	0,04 - 0,05 0,25 - 0,35 0,05	0,1 - 0,2	Зварювання ІНН
підшар - ніхром X20H80 шар - алюміній А99	0,01 - 0,03 0,3 - 0,5	0,06 - 0,1	Зварюв. здвоєн. електродом

ІНН - імпульсне непряме нагрівання.

Основними вимогами до плівкових провідників і контактних площадок є: висока електрична провідність; добра адгезія до підкладки і добра спроможність до паяння або до зварювання; малий перехідний опір

між провідним шаром і іншими елементами мікросхеми; хімічна інертність по відношенню до інших шарів.

Для напilenня провідників і контактних площадок рекомендуються золото, срібло, мідь, алюміній і нікель. Для поліпшення адгезії струмопровідних матеріалів до підкладки напiliaють підшар хрому, титану, молибдену, заліза і ін.

В конструкції плівкової мікросхеми часто виникає необхідність перетину одного провідника з іншим. Перетин являє собою, по суті, мікроконденсатор, бо між провідниками виникає паразитний ємнісний зв'язок. Для ізоляції провідників застосовується в більшості випадків монооксид кремнію і халькогенідне скло. Кожний перетин повинен мати питомий опір провідників не більше 0,8 Ом/см, а ємність не більше 2 пФ.

Мінімально допустимі розміри контактної площадки, призначеної для контролю номіналів плівкових елементів, складають 0,3×0,3 мм, для підпаювання навісних елементів — 0,7×0,7 мм, для зварювання 0,4×0,4 мм. Мінімально допустимі відстані між контактними площадками 0,5 мм. Контактним площадкам рекомендується придавати найбільш просту форму, наприклад Г-, Т- і П-подібну.

Характеристики тонкоплівкових провідників і контактних площадок приведені в табл. 4.2.

4.2.3. Резистори

Плівкові резистори виготовляються з матеріалів, що характеризуються великим електричним опором і низьким температурним коефіцієнтом опору (ТКО): хрому, ніхрому, танталу, металокераміки, спеціальних провідних фарб на основі вуглецю та ін.

Зазвичай плівкові резистори мають прямокутну форму. На рис. 4.1 показані дві основні конфігурації плівкових резисторів. Для отримання стабільних плівкових резисторів товщина плівки береться 0,01... 1 мкм. Дуже тонкі плівки (0,005 мкм) значно змінюють свої параметри в процесі виготовлення і експлуатації схеми. Крім того, наступний вплив повітря викликає поверхневе їх окислення, що призводить до зміни опору. В більш товстих плівках це окислення є менш впливовим. Однак плівки товщиною більше 1 мкм не забезпечують достатньо тривкого зчеплення з підкладкою.

Для резистора, що має форму прямокутника, (рис. 4.1,а), величина опору R визначається виразом

$$R = l\rho/bh, \quad (4.1)$$

де ρ - питомий опір матеріалу резистивної плівки, Ом/см;

b — ширина резистивного шару, см;

h — товщина плівки, см

Очевидно, що при одній і тій же товщині резистивної плівки можна одержувати різні опори, які відрізняються один від одного в десятки разів. Для цього достатньо змінювати відношення довжини плівки до її ширини.

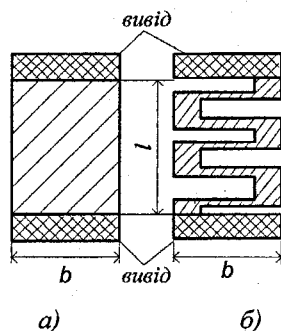


Рис. 4.1. Основні конфігурації плівкових резисторів

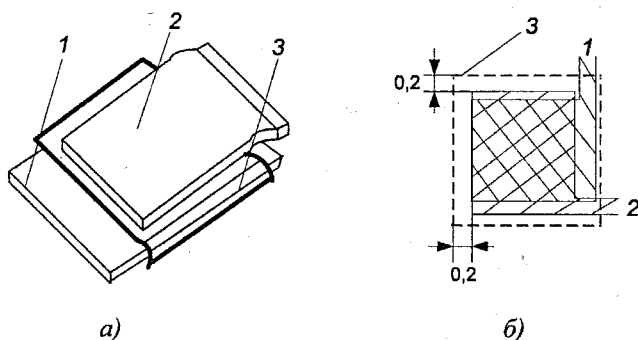


Рис. 4.2. Плівковий конденсатор:

а — загальний вигляд, *б* — креслення (1 і 2 — нижня і верхня обкладинки, 3 — ізолятор)

Нормалізованою мірою опору плівкового резистора служить *поверхневий питомий опір* R_s , (опір, який приходить на квадрат площі резистивної плівки). Одиницею вимірювання такого опору служить величина Ом на квадрат. Значення R_s залежить лише від питомого опору матеріалу і товщини плівки і є величиною постійною для квадрата будь-яких розмірів. Так, при $b = l$, $R = \rho/h$.

Фактична величина опору R дорівнює добутку питомого поверхневого опору на число квадратів

$$R = R_s N \quad (4.2)$$

Для резистора, виконаного за рис. 4.1,б, опір визначають за формулою

$$R \approx R_s [lb/(s\omega + \omega^2) s], \quad (4.3)$$

де ω — ширина резистивних ліній;

s — відстань між ними.

Ширину резистивної лінії приймають звичайно не менше 0.2 мм, бо більш вузька лінія може призводити до обривів через дефекти маски або підкладки.

Таблиця 4.3

Матеріал резистора	Матеріал конт. площ.	Питомий опір, Ом / □	ТКО (10^{-4}), 1 / град	Питома потужн. розсінов., Вт / см ²	Відносна зміна опору за 1000ч, %	Спосіб нанесення плівок
1.Хром	Золото	10-50	-2,5	1	1,5-3	Термічне напилен.
2.Ніхром	Мідь	300	± 2	2	1,1-1,3	-:-
3.Сплав МЛТ-3М	Мідь з підшаром ніхр.(ванад.)	500	± 2	2	± 0,5	-:-
4.Реній	-:-	300-7000	0-20	—	—	-:-
5.Сплав РС-3001	золото з підшаром хрому	1000-2000	- 0,2	2	± 0,5	-:-
6.Сплав РС-3710	-:-	3000	- 3	2	—	-:-
7.Кермет К-50С	-:-	3000 - 10000	- 5 + +3	2	± 1	-:-
8.Тантал	Алюміній з підшаром ніхр.(ванад)	20-100	- 2	3	1	Катодне розпил.
9.Тантал	Тантал	10	- 2	3	1	-:-
10.Нітрид танталу	-:-	200	0	3	0,2	-:-
11.Паста ПР-100	Паста ПП-1	100	- 12 ÷ +10	3	± 3	Сіткографія
500		500				
1К		1000				
3К		3000				
6К		6000				
20К		20000				
50К		50000				
100К		100000				

ТКО - температурний коефіцієнт опору.

В результаті розрахунку плівкових резисторів повинні бути визначені ширина b і довжина l резистивної плівки. Ці величини розраховують за формулами

$$b \geq \sqrt{R_s P / R P_{yd}}; \quad (4.4)$$

$$l = b (R/R_s). \quad (4.5)$$

Вхідними даними для розрахунку є: задана величина опору R , Ом; розрахункове значення потужності розсіювання резистора P , Вт; максимально допустима питома потужність розсіювання резистивної плівки $P_{уд}$ Вт/см²; мінімальна ширина плівки b (для резистора, рис. 4.1,а) або ω (для резистора, рис. 4.1,б), см

За максимально допустиму питому потужність розсіювання приймають потужність, яка приходить на квадрат плівки, при якій температура резистора не перевищує +60°C при температурі навколишнього повітря +25 °C.

Характеристики деяких матеріалів, що застосовуються для виготовлення плівкових резисторів, наведені в табл. 4.3.

Діапазон номіналів плівкових резисторів лежить в межах 50 Ом... 10 МОм.

В процесі настроювання мікросхем в деяких випадках необхідно змінити номінал резистора. Для цього на резистивну плівку напилькою перемички, число і розміщення яких залежить від умов підгонки. Якщо необхідно підстроїти номінал резистора в сторону збільшення, резистивну плівку частково видаляють хімічним травленням або за допомогою променя лазерного приладу підгонки.

Плівкові резистори можуть працювати при напрузі до декількох сотень вольт на частотах до декількох сотень мегагерц.

4.2.4. Конденсатори

Плівкові конденсатори зазвичай складаються з трьох шарів: двох металевих обкладинок і діелектричного шару між ними (рис. 4.2, а). В якості матеріалів для обкладинок найчастіше використовують алюміній, а також золото, срібло, тантал, мідь і ін. Діелектриками служать монооксид кремнію SiO₂, монооксид германію GeO₂, трисірчиста сурьма Sb₂S₃, п'ятиоксид танталу Ta₂O₅, боросилікатне і алюмосилікатне скло та інші.

Ємність плівкового конденсатора C визначається за формулою:

$$C = 0.0885 (\epsilon S/d), \quad (4.6)$$

Де ϵ - діелектрична проникність діелектрика;

S — площа обкладинок конденсатора, см²;

d - товщина діелектрика, см.

Ємність конденсатора, площа обкладинок якого рівна 1 см², називають питомою ємністю C_0 (вимірюється вона в пФ/см²):

$$C_0 = 0.0885 \epsilon / d. \quad (4.7)$$

Як видно з формули, величину питомої ємності визначають діелектрична проникність і товщина діелектрика. Для отримання великої питомої ємності застосовують діелектрики з високим значенням діелектричної проникності, а також зменшують товщину діелектрика, що звичайно складає десятки частки мікрометра.

Електрична міцність діелектрика оцінюється величиною пробивної напруги $U_{проб}$, і відповідним значенням напруженості електричного поля $E_{пр}$, між якими існує залежність

Таблиця 4.4

Матеріал діелектрика	Матеріал обкладинок	Діелектрична Прони-кність (10^{-4}) $f=1\text{кГц}$	Пито-ма єм-ність, пФ/см^2	Тан-генс ку-та втрат (10^{-4}) $f=1\text{кГц}$	ТКС (10^{-4}) 1/град	Елект. міцн. 1000 кВ/см	Зміна ємності за 1000ч, %	Спосіб нанес. плівки
1.Моноокис кремнію	Алюміній	5-6	5000-10000	0,01-0,02	2-3,5	2-3	$\pm 1,5-6$	Терм. напил
2.Моноокис германію	--:--	10-12	5000-15000	0,001-0,005	3-5	1	--1	--:
3.Боросиліка-тне скло БСС	Алюміній+ванадій (тітан)	3,9-4,2	15000	0,001	0,2	3-5	—	--:
4.Алюмосил. скло АСС	--:--	5,2-5,5	30000	0,003	1,5	3-5	—	--:
5.Ітрій-борітне скло ІБС	--:--	10-12	60000	0,007	5	2-3	—	--:
6.Двоокис кремнію	Алюміній	4	20000	0,5	2	5-10	—	ІПР, РР
7.Окис алюмінію	Ал.+нікель	8	30000 40000	0,3-1	3-4	5	—	РР, АО
8.Окис танталу	Тантал+ванадій	20-30	50000 100000 200000	0,02	4	2	± 1	--:
9.Паста ПК-12	Паста ПП-1, ПП-2	—	10000	0,03-0,04	± 10	Упр >150В	± 5	Сітко-графія
10.Паста ПК-1000-30	--:--	—	3700	0,036	--:--	--:--	--:--	--:--

ТКС - температурний коефіцієнт ємності,

ІПР - іонно-плазменне розпилення,

РР - реактивне розпилення,

АО - анодне окислення.

$$E_{пр} = U_{проб}/d. \quad (4.8)$$

Важливим експлуатаційним показником конденсаторів є температурний коефіцієнт ємності (ТКС), що визначається за формулою:

$$TKE = [(C2 - C1)/C1 (t2 - t1)], \quad (4.9)$$

де $C1$ — ємність при початковій температурі;

$C2$ — ємність при підвищеній температурі.

Втрати в діелектрику плівкового конденсатора виражають через тангенс кута втрат $\text{tg}\delta$.

Основні електричні і експлуатаційні властивості плівкових конденсаторів наведені в табл. 4.4, а характеристики захистних матеріалів — в табл. 4.5.

Розрахунок плівкових конденсаторів при вибраній товщині діелектрика зводиться до визначення площі обкладинок за формулою:

$$S = C_n / C_o, \quad (4.10)$$

де C_n - заданий номінал ємності.

Нижня обкладинка при формуванні тришарового конденсатора повинна виступати за край не менш ніж на 0.2 мм (рис. 4.2, б).

Сучасні тонкоплівкові конденсатори дозволяють отримати ємність від одиниць пікофарад до мікрофарад (з точністю $\pm 5... 15\%$) на робочі напруги до 20 В. Підганяти величину ємності можна механічно, використовуючи специфічний для плівкових схем процес - випалювання. При необхідності отримання більших ємностей застосовують дискретні конденсатори.

Таблиця 4.5

Матеріал діелектрика	Питома ємність пФ/мм ²	Тангенс кута втрат (10^{-4}), 1кГц	Питомий опір(10^{-12}), Ом×см	Електрична міцність 10^5 , В/см	TKE, 10^{-4} - 60 -:- + 85 °C, 1/град
1.Моноокис кремнію	17	0,03	1	30	5
2.Халькогенідне скло	50	0,01	1	4	5
3.Негативний фоторезист ФН-108	12	0,01	1	1	5
4.Фоторезист ФН-11	50-80	—	3	6	—
5.Лак поліімідний	80-100	—	2	5	—
6.Окис кремнію	100	—	10	6	—
7.Паста ПД - 3	160	0,002	—	5	3
8.Паста ПД - 4	220	0,003	—	5	3

4.2.5. Індуктивності

В тонкоплівкових схемах застосовують плівкові індуктивності у вигляді одношарової спіралі (рис. 4.3). В якості матеріалу спіралі звичайно використовують золото, бо воно має гарну провідність. Такі спіралі мають дуже малу індуктивність (одиниці мкГн/см^2). При виготовленні більших індуктивностей важко водночас задовольнити дві суперечливі вимоги - зменшити габарити і отримати високу добротність. Найбільш доцільна форма індуктивності - квадратна. Індуктивність, наприклад на 10 мкГн , містить 46 витків шириною 0.05 мм кожний при відстані між витками 0.1 мм; розмір котушки 15×15 мм. Оскільки виготовлення тонкоплівкових індуктивностей пов'язане з більшими труднощами, в тонкоплівкових схемах застосовують головним чином дискретні мікрокатушки індуктивності.

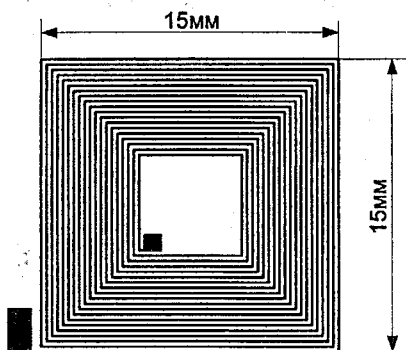


Рис. 4.3. Тонкоплівкова індуктивність

4.2.6. Безкорпусні напівпровідникові прилади

В гібридних інтегральних мікросхемах в якості активних елементів застосовують дискретні напівпровідникові прилади. За способом герметизації вони діляться на безкорпусні і корпусні. Безкорпусні прилади мають малі габарити і масу, їх застосування в гібридних інтегральних мікросхемах слід вважати найбільш доцільним і перспективним.

За способом монтажу в мікросхему безкорпусні напівпровідникові прилади можливо поділити на дві групи: прилади з гнучкими виводами і прилади з жорсткими об'ємними виводами.

На рис. 4.4 показана одна з типових конструкцій безкорпусного приладу (матриці діодів) з гнучкими виводами. Діаметр дротових виводів складає звичайно 30-40 мкм . Виводи до контактних площадок під'єднуються різними способами, головними з яких є термокомпресійний і ультразвуковий. Спосіб термокомпресії оснований на одночасному

впливі тепла і тиску на область контакту. Спосіб ультразвукового зварювання оснований на одночасному впливі дій ультразвукової частоти, збудженої в зварювальних деталях, і тиску в області зварювання. Віб्राції високої частоти, руйнуючи плівку окисла на поверхні розділу металів в області зварювання, сприяють підвищенню якості зварного з'єднання.

Недолік конструкції безкорпусних напівпровідникових приладів з гнучкими виводами полягає в труднощі автоматизації процесів установлення приладів в мікросхему. Тому при складанні активних елементів широко використовуються прилади з жорсткими виводами. Для них характерна відсутність з'єднувальних провідників, що дозволяє автоматизувати процес зварювання мікросхем і підвищити надійність з'єднань. Структура установлення транзистора з жорсткими сферичними виводами схематично показана на рис. 4.5. В якості матеріалу виводів застосовують мідь і срібло. Для відвертання впливу зовнішніх чинників кристали напівпровідника в безкорпусних приладах покривають спеціальними захисними покриттями (лаки, емалі, смоли, компаунди та ін.).

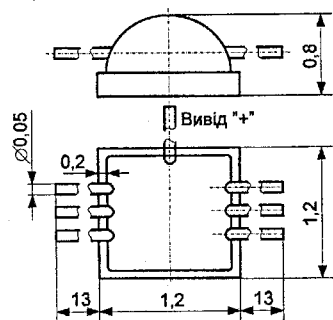


Рис. 4.4. Матриця діодів з гнучкими виводами

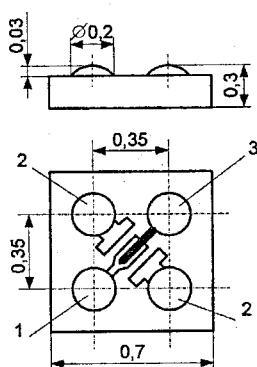


Рис. 4.5. Схема установлення транзистора з жорсткими сферичними виводами: 1 - вивід бази; 2 - вивід колектора; 3 - вивід емітера

4.3. Основи проектування і технологія виготовлення ГІМС

Особливістю конструювання гібридних інтегральних мікросхем є поєднання конструктивних і технологічних рішень, пов'язаних з формуванням тих або інших компонентів схеми. Розглянемо основні етапи проектування і виготовлення гібридних інтегральних мікросхем.

I етап — аналіз принципової електричної схеми і дослідження можливостей її реалізації у вигляді плівкової гібридної мікросхеми. На цьому етапі визначають типи елементів, що застосовуються, їхні номінальні параметри, виявляють, які елементи будуть зроблені в

плівковому виконанні, а які — в дискретному, а також число і розташування контактних площадок. З цією метою перетворюють принципову електричну схему виробу в комутаційну. Приклад такого перетворення наведений на рис. 4.6. На комутаційній схемі навісні елементи не зображують (їхні виводи показують контактними площадками).

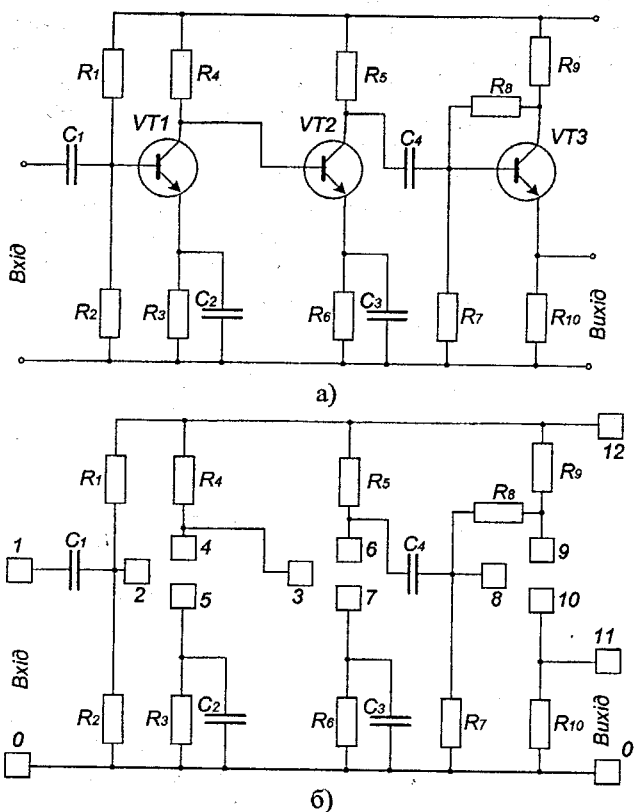


Рис. 4.6. Перетворення принципової електричної схеми підсилювача (а) в комутаційну схему (б)

II етап — розробка топологічної структури плівкової мікросхеми. Топологічне креслення мікросхеми - це конструкторський документ, який визначає орієнтацію і взаємне розташування всіх елементів мікросхеми на площі підкладки, а також форму і розміри пасивних елементів.

Для складання топологічного креслення необхідно заздалегідь розрахувати геометричні розміри всіх плівкових елементів і на цій основі визначити площу підкладки S .

Орієнтовно її обчислюють за формулою:

$$S = K \left(\sum_{i=1}^n S_{R_i} + \sum_{i=1}^m C_{C_i} + \sum_{i=1}^k S_{L_i} + \sum_{i=1}^l S_{A_i} + N S_K \right), \quad (4.11)$$

де K — коефіцієнт використання площі підкладки (звичайно приймають $K \approx 2-3$);

S_{R_i} — площа резистивного i -го елемента;

S_{C_i} — площа ємнісного i -го елемента;

S_{L_i} — площа індуктивного i -го елемента;

S_{A_i} — площа активного i -го елемента (транзистора, діода);

N — число контактних площадок;

S_K — площа однієї контактної площадки;

n, m, k, l — число відповідних резисторів, плівкових конденсаторів, котушок індуктивності і активних елементів.

За обчисленою орієнтовною площею підкладки вибирають її типорозмір з ряду, що рекомендується. Далі вирішується задача оптимального розміщення на підкладці всіх елементів мікросхеми. При цьому необхідно мати на увазі, що однозначного рішення топології мікросхеми не існує, і розробнику потрібно міняти розташування елементів до тих пір, доки не буде знайдений оптимальний варіант, що задовольнить ряд конструктивно-технологічних вимог. Слід враховувати, зокрема, що при створенні складної багатоелементної мікросхеми з'являється небезпека виникнення паразитних зв'язків і наводок між розташованими на одній підкладці різноманітними функціональними вузлами. Оскільки інтуїтивна розробка топологічного креслення не завжди дозволяє врахувати всіх чинники, що впливають на роботу мікросхеми, для розробки топологічних креслень з успіхом використовуються ЕОМ.

Плівкові мікросхеми можуть бути одношаровими або багатошаровими. Збільшення числа шарів дозволяє скоротити обсяг мікросхеми і збільшити щільність упаковки до декількох сотень елементів в 1 см^3 , але викликає значні технологічні труднощі. Тому рекомендується максимально використати площу підкладки при мінімальному числі шарів (не більш 25). Звісно плівки елементів, для отримання яких вимагається найбільш висока температура, наносяться першими. Як правило, для кращого тепловідведення на поверхні підкладки розміщують резистивні плівки, після цього провідні плівки міжз'єднань і обкладинки конденсаторів, далі — діелектричні плівки.

В якості прикладу на рис. 4.7 наведене загальне топологічне креслення емітерного повторювача і його принципова електрична схема.

На загальному топологічному кресленні не показаний транзистор VT_1 , але в нижній частині зображення є два хрест-навхрест розташованих кутки. Кутки є технологічними знаками і позначають місто розташування навісних елементів. Трикутник в нижньому лівому кутку плати є ключем даної мікросхеми і служить для орієнтації. Топологічне креслення плівкової мікросхеми звичайно виконують в збільшеному масштабі (10: 1

або 20: 1). Розміри і розташування плівкових елементів задають координатною сіткою з кроком 0.1 або 0.2 мм, а також способом прямокутних координат. Окрім загального топологічного креслення, в комплект конструкторської документації на гібридну і плівкову мікросхему входять топологічне креслення окремих шарів (пошарові креслення).

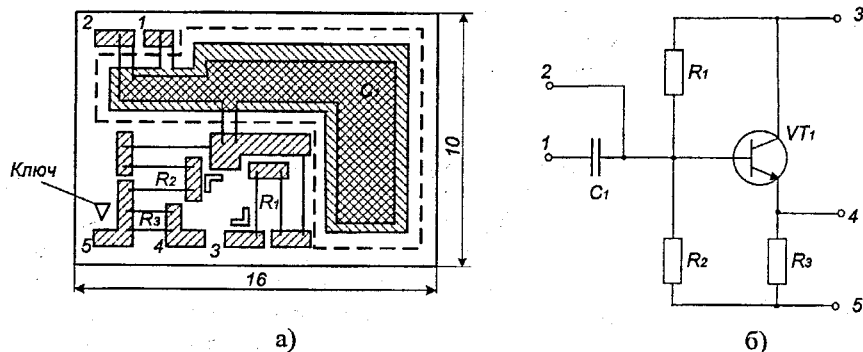
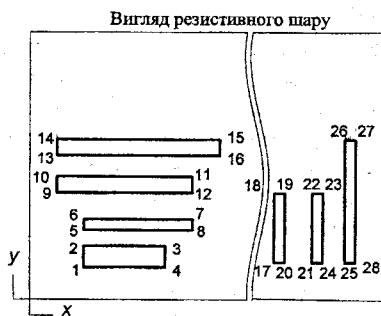


Рис. 4.7. Креслення головного вигляду плівкової мікросхеми:
а — загальне топологічне креслення; б — принципова електрична схема

Так, на рис. 4.8 в збільшеному вигляді показане креслення резистивного шару, де позначені контури всіх резисторів, що входять в схему емітерного повторювача (рис. 4.7,б). Чотири вершини кожного прямокутника, що є резисторами, пронумеровані і координати їх відносно вибраних осей x і y занесені в таблицю.



Номер вершин	Координати	
	x	y
1	2,7	3,1
2	2,7	4,2
3	8,1	4,2
4	8,1	3,1
5	2,7	5,7
6	2,7	6,4
7	10	6,4
8	10	5,7
і т.п.		

Рис. 4.8

III етап — виготовлення фотошаблонів і масок. На основі топологічного креслення в фотолабораторії виробляють мініатюрні фотошаблони, розміри яких відповідають розмірам мікросхеми.

Фотошаблони виконують на фотопластинках з роздільною здатністю порядку 400 ліній/мм. На їхній основі виробляють маски (трафарети), через які напилюють необхідні матеріали. В якості підкладок для масок використовують нікельовану мідну фольгу, фольгу з нержавіючої сталі, з бронзи і т. і.

Необхідний рисунок маски можна отримати припаленням підкладок електронним променем або травленням. Найбільше поширення отримав другий спосіб. Щоб отримати рисунок травленням підкладки, користуються способом *фотолітографії*. В процесі фотолітографії використовується світлочутливий полімерний матеріал — *фоторезист*.

Виготовлення металевих масок способом фотолітографії показано на рис. 4.9. На підкладку маски тонким шаром наноситься фоторезист. Після просушки на нього накладається фотошаблон і ультрафіолетовими променями, під дією яких фоторезист полімеризується, проводиться експонування. Після цього підкладку протравлюють кислотою. Ділянки, не захищені полімеризованим фоторезистом, витравляються наскрізь, утворюючи необхідний рисунок. Полімеризований фоторезист змивають органічним розчинником.

При виготовленні плівкових мікросхем маски можуть використовуватися багаторазово.

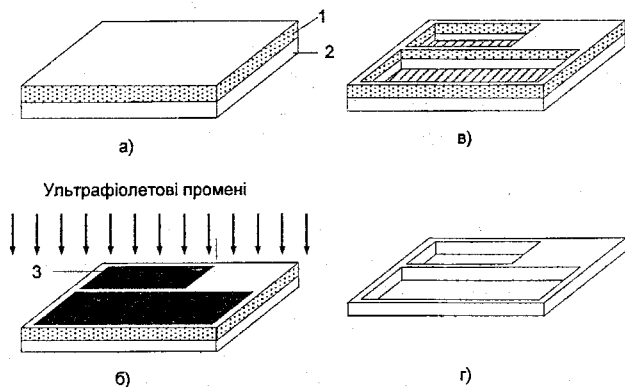


Рис. 4.9. Фотолітографічний метод виготовлення металевих масок
 а — підкладка з нанесеним фоторезистом; б — експонування скрізь шаблон в — підкладка після травлення, г — готова маска після вилучення фоторезисту (1 — фоторезист; 2 — підкладка; 3 — фотошаблон)

IV етап — нанесення плівкових пасивних елементів мікросхеми. Існує декілька способів отримання тонкоплівкових елементів. Найбільше розповсюдження отримали вакуумне напилення і катодне розпилення. На рис. 4.10 показана конструкція приладу для напилення у вакуумі. Прилад складається з плоскої плити 3 з герметизуючою прокладкою. На плату встановлюють скляний або металевий ковпак 6 з оглядовим вікном 5. На

деякій відстані від випарника 10 розташовується підкладка 8, на яку повинна бути нанесена плівка. Для отримання необхідного рисунку схеми застосовують маски 9. Випаровування здійснюється після відкачування до вакууму порядку 10^{-3} Па. В цьому випадку атоми випарованої речовини розповсюджуються прямолінійно, і осідають на підкладці, створюючи шар плівки необхідної товщини.

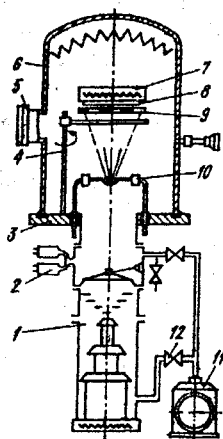


Рис. 4.10. Прилад для випаровування у вакуумі:

1 — паромасляний насос; 2 — манометр, 3 — плита з герметизуючою прокладкою; 4 — заслінка; 5 — наглядове вікно; 6 — ковпак; 7 — нагрівач підкладки; 8 — підкладка; 9 — маска; 10 — випарник; 11 — вакуумний насос; 12 — вентилі

Для отримання плівок з важкоплавких матеріалів застосовують катодне розпилення. Матеріал, що розпилюється, служить катодом. На анод подається висока напруга (порядку 20 кВ). Підкладку і маску розміщують на невеликій відстані від катода (1-5 см). З приладу відкачується повітря, після чого в нього подають інертний газ, створюючи під ковпаком тиск порядку 0,1-1 Па. Під дією високої напруги в приладі виникає іонізація газу. Важкі іони, потрапляючи на катод, руйнують його. Частинки катода розлітаються в різні сторони і осідаючи на підкладці, утворюють на ній шар плівки, необхідної товщини і форми.

V етап — прилад дискретних елементів. Для з'єднання навісних активних елементів з плівковим монтажем застосовується паяння низькотемпературними припоями, що виключає пошкодження приладів і порушення адгезії металізованих ділянок підкладки через перегрів. Паяння робиться мініатюрними механізованими паяльниками з автоматичним дозуванням припою і авторегулюванням температури нагріву зон з'єднань.

Для з'єднання виводів безкорпусних напівпровідникових приладів з контактними площадками мікросхем розроблена велика кількість способів зварювання і паяння (термокомпресія, зварювання тиском з побічним імпульсним нагріванням, ультразвукове зварювання, паяння хвилею припою, оптичний спосіб паяння, спосіб електронно-променевого зварювання і зварювання променем лазера і т.п.). Для кріплення до підкладки приладів з гнучкими і жорсткими виводами використовуються спеціальні термостійкі клеї на основі компаундів.

VI етап — конструктивне оформлення мікросхеми. Застосовуються два способи захисту плівкових гібридних мікросхем від впливу зовнішніх чинників і від механічних пошкоджень: безкорпусний захист (герметизація компаундами) і корпусний захист (герметизація з допомогою міцних корпусів різного типу). Корпусний захист рекомендується застосовувати при тривалій (більш ніж десять діб) експлуатації мікросхем в умовах підвищеної вологості.

Корпус повинен мати достатню механічну міцність, малу масу і габарити, надійну електричну ізоляцію. Крім того, всередині нього слід підтримувати достатньо стабільні температурні умови.

Для гібридних інтегральних мікросхем застосовують в основному три види корпусів: металоскляні круглі, металокерамічні плоскі і металоскляні плоскі.

Металоскляний круглий корпус типу TE (рис. 4.11) має вісім, десять або дванадцять виводів, направлених в одну сторону перпендикулярно до площини основи.

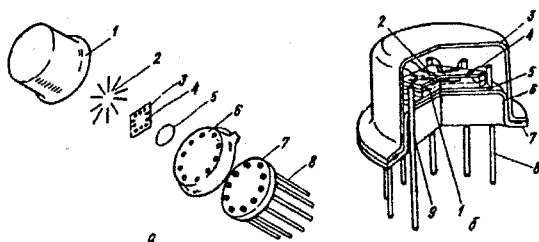


Рис. 4.11. Металоскляний круглий корпус:

а - деталі конструкції (1 - балон; 2 - з'єднувальні провідники; 3 - інтегральна схема; 4 - контактний виступ; 5 - припій; 6 - ковпачок; 7 - скло; 8 - виводи), б - вигляд корпуса в зібраному стані (1 - пластинка інтегральної схеми; 2 - алюмінієва з'єднувальна металізація; 3 - балон; 4 - з'єднувальні провідники із золота діаметром 0,018 - 0,025 мм; 5 - припій із золота з германієм; 6 - з'єднання скла з металевим ковпачком; 7 - з'єднання балона з головкою корпуса; 8 - виводи діаметром 0,4-0,48 мм; 9 - з'єднання виводів зі склом)

Круглі корпуси мають високу механічну міцність і достатню надійність. До їхніх недоліків можна віднести низьке використання об'єму корпусу, а також малу щільність упаковки корпусів в блоці.

В нинішній час для захисту мікросхем все більше застосовуються плоскі корпуси з виводами, направленими в протилежні сторони. Вони мають невелику висоту, більше число виводів, добру теплопровідність. Конструкція керамічного плоского корпусу з металізованими виводами наведена на рис. 4.12.

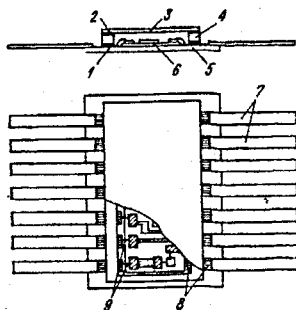


Рис. 4.12. Керамічний плоский корпус:

1 — місце паяння каркаса з основою; 2 — місце паяння кришки з каркасом; 3 — кришка (кераміка чи ковар); 4 — керамічний каркас; 5 — керамічна основа; 6 — підкладка з плівковими елементами; 7 — плоскі зовнішні виводи; 8 — струмопровідні доріжки; 9 — перемички

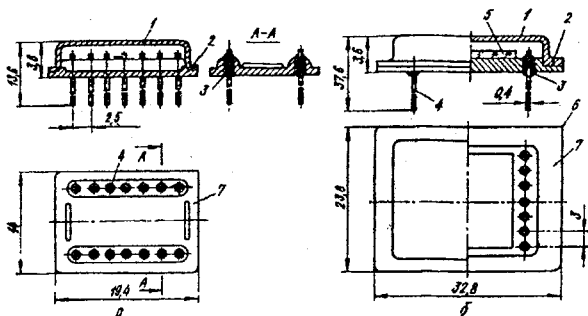


Рис. 4.13. Металоскляні плоскі корпуси:

1 — кришка; 2 — зварний шов; 3 — скляний ізолятор; 4 — вивід; 5 — мікросхема; 6 — ключ; 7 — основа

Для забезпечення більш надійної герметизації плоскі зовнішні виводи не проходять всередині керамічного корпусу, а монтуються до металізованих доріжок, нанесених на керамічну основу корпусу. Товщина доріжок 12,5 мкм. Підкладка мікросхеми розміщується всередині корпусу,

а після цього плівкові контактні площадки з'єднуються з металізованими площадками корпусу за допомогою перемичок.

В металоскляних плоских корпусах виводи і основа виробляються із ковара, а кришка - із ковара або сталі. Кришка з корпусом з'єднується зварюванням, що забезпечує високу герметичність конструкції. Подібні корпуси дозволяють експлуатувати мікросхеми протягом тривалого часу в умовах підвищеної відносної вологості (до 98 %) і в температурному діапазоні $-60... +125^{\circ}\text{C}$ (рис. 4.13).

Таким чином послідовність і основні моменти проектування ГІМС такі:

1. Виконують аналіз технічного завдання з урахуванням особливості і можливості плівкової технології - отримання плівкових елементів необхідних номінальних значень з потрібною точністю, пробивною напругою, потужністю розсіювання та інш.; при цьому враховують параметри і конструкції активних та інших компонентів, надійність і економічні фактори; в разі потреби виконують новий більш точний електричний розрахунок.

2. Вибирають дискретну елементну базу - типи компонентів.

3. Вибирають тип конструкції ГІМС і тип корпусу виходячи з умов експлуатації.

4. Уточнюють технологію нанесення плівкових пасивних елементів і вибирають метод складання з урахуванням виду виробництва.

5. Визначають площу підкладки, її форму, розмір і матеріал.

6. Виконують розрахунок плівкових елементів з урахуванням схемотехнічних вимог і технологічних можливостей, визначають форму і геометрію елементів і розробляють топологію схеми (ескізний варіант).

7. Оцінюють паразитні зв'язки (ємність і індуктивність).

8. Виконують тепловий розрахунок.

9. Виконують розрахунок проектної надійності.

10. Розробляють оригінал топології схеми (уточнюють ескізний варіант).

11. Розробляють морфологію ГІМС - проектують топологію кожного шара схеми.

12. Розробляють конструкцію ГІМС.

13. Оформлюють і виконують випуск технічної документації.

Важливим завданням проектування є розробка топології і морфології ГІМС, на їх базі оформлюють документацію для виготовлення фотошаблонів і виконують складання.

При розробці топології проектують схему взаємного розположення плівкових елементів, розраховують їх геометричні розміри, вибирають форму, komponують плівкові і навісні елементи і виконують креслення їх розміщення на підкладці у збільшеному масштабі.

Розробка **морфології** - це визначення ступеня інтеграції, кількості плівкових шарів, їх конфігурації, геометрії і послідовності формування. Зазвичай кожний шар - це топологічна структура, яка виконується нанесенням плівки одного матеріала (резистивного, діелектричного, захистного та інш).

Початкові дані для проектування топології - це схемотехнічні, технологічні, конструктивні дані і вимоги, а також технологічні обмеження.

Основні схемотехнічні дані:

- 1) електрична схема з вказанням вхідних і вихідних сигналів, режимів живлення;
- 2) перелік елементів схеми, їх параметрів і характеристик (номінальні значення, допуск на номінал, електричний і тепловий режими, стабільність у часі та інш.);
- 3) умови експлуатації.

Додаткові схемотехнічні дані:

- 1) для електричної схеми - значення **опорів** найбільш критичних комутаційних зв'язків і тип живлення;
допустимий **спад напруги** в провідниках;
значення **реактивних** параметрів плівкових провідників і дротяних виводів;
значення **паразитних** параметрів між окремими елементами;
величина **наведених сигналів**;
допустиме значення **ємності шин** живлення;
загальна **потужність**, яку розсіює схема;
наявність **контрольних** точок;
- 2) до параметрів елементів - **добротність** конденсаторів певної частоти;
діапазон і крок **регулювання** номіналів елементів, які потребують підгонки після виготовлення.

Технологічні дані і вимоги характеризують можливість виготовлення схеми з потрібними параметрами. Основні технологічні дані - це параметри підкладок, плівкових елементів (резисторів, конденсаторів), провідників, контактних площадок, міжшарової ізоляції і захистного шару. Це дані якісних параметрів технології отримання плівок і плівкових складних структур, параметрів плівок різного призначення (резистивні, провідникові, контактні, діелектричні, захистні), комбінацій різних плівок, кількості шарів і послідовностей напилення матеріалів в залежності від способу виготовлення пасивної частини схеми, точності виготовлення плівкових елементів.

Точність відтворення фізичних властивостей плівок в процесі виготовлення визначається відносною погрідністю номінального значення питомого параметра плівки.

Основні технологічні вимоги:

1) послідовність нанесення шарів плівкової структури повинна строго дотримуватись;

2) оригінал ГІМС повинен виконуватись в прямокутній системі координат в масштабі 10:1 або 20:1;

3) при розробці топологічних креслень повинні бути технологічні поля:

- для щільного притискання масок до підкладок в процесі напилення;
- для розрізки підкладки на плати;
- периферійні поля (масковий метод $> 0,5$ мм, фотолітографія > 1 мм).

Технологічні обмеження залежать від типу плівкової технології, яка застосовується - товстоплівкова або тонкоплівкова.

Конструктивні дані і вимоги характеризують об'єм і форму ГІМС, розмір плати, кількість і розташування виводів, формування одної топологічної структури для низки схем, розміри і спосіб монтажу компонентів, спосіб монтажу ГІМС в корпус.

Послідовність виготовлення ГІМС така. Спочатку виготовляється підкладка. Її ретельно шліфують і полірують. Потім наносять резистивні плівки, далі нижні обкладинки конденсаторів, котушки і провідники (плівкові перемички), після цього діелектричні плівки, а потім знову металеві. Після закінчення операцій з плівками настає черга навісних елементів.

При цьому використовують монтаж компонентів за допомогою кулькових, стовпчикових, балкових або стрічкових виводів. Кулькові і стовпчикові виводи забезпечують вищу ступінь інтеграції, проте монтаж компонентів за допомогою балкових і стрічкових виводів більш технологічний.

Монтаж плати в корпус - це закріплення плати до основи корпусу і подальше приєднання периферійних площадок до виводів корпусу. Таке приєднання (в залежності від типу корпусу) виконують дротяними перемичками або безпосередньо приєднують виводи корпусу до контактних площадок.

Контрольні запитання та завдання

1. Чим відрізняється мікроелектроніка від мікромініатюризації електронної апаратури?
2. Чим відрізняються елементи і компоненти інтегральних мікросхем?
3. Що таке гібридна інтегральна мікросхема в конструктивному відношенні?

4. Назвіть пасивні елементи ГІМС?
5. В якому вигляді застосовують дискретні напівпровідникові прилади в ГІМС?
6. Які матеріали в якості підкладки найбільш часто використовують?
7. Які матеріали рекомендуються для напилення провідників і контактних площадок?
8. Яку товщину плівки використовують для отримання стабільних плівкових резисторів?
9. Яким чином виготовляють плівкові конденсатори?
10. Що застосовують при необхідності отримання більших ємностей?
11. В якому вигляді застосовують плівкові індуктивності в плівкових схемах?
12. Які основні етапи проектування і виготовлення гібридних інтегральних мікросхем?
13. Яку роздільну здатність мають фотопластинки для фотошаблонів?
14. Які корпуси в основному застосовують для гібридних інтегральних мікросхем?
15. Чим відрізняються топологія і морфологія?
16. Коли оформляють і виконують випуск технічної документації для виготовлення ГІМС?
17. Які початкові дані для проектування топології?
18. Що характеризують технологічні дані і вимоги?
19. Назвіть основні технологічні вимоги?
20. Від чого залежать технологічні обмеження?
21. За допомогою яких виводів монтаж компонентів більш технологічний?
22. Яким чином приєднують виводи корпусу до контактних площадок дротяними перемичками або безпосередньо?

На відміну від гібридних інтегральних мікросхем, що складаються з двох різних типів елементів (плівкових і навісних), напівпровідникові інтегральні мікросхеми складаються з єдиного кристала напівпровідника, окремі (локальні) області якого виконують функції активних і пасивних елементів, між якими існують необхідні електричні з'єднання й ізолюючі прошарки [3,7,12].

Напівпровідникові ІМС мають найбільший високий ступінь інтеграції елементів (понад 10^4 елементів/см³) і дозволяють одержати максимальну надійність, тому що кількість з'єднань у них зведено до мінімуму.

При вивченні даної теми ми будемо розглядати такі основні питання:

1. Як здійснити ізоляцію елементів напівпровідникової ІМС, з огляду на те, що вони розташовані в одному і тому ж кристалі напівпровідника?
2. Яким чином формуються активні і пасивні елементи в напівпровідниковій ІМС?
3. Як проектується і розробляється напівпровідникові ІМС?
4. У чому полягають особливості сучасних ВІС?

5.1. Принципи виготовлення напівпровідникових ІМС

Основний принцип одержання напівпровідникових ІМС полягає в тому, що вони створюються в єдиному технологічному циклі, тобто всі активні і пасивні елементи цих схем формуються одночасно на одній і тій же несучій конструкції — підкладці. Сам термін «інтегральна схема», як відомо, відображає факт об'єднання (інтеграції) окремих деталей-компонентів у конструктивно єдиний прилад, а також факт ускладнення виконуваних цим приладом функцій у порівнянні з функціями окремих компонентів.

У основу створення напівпровідникової ІМС покладено груповий метод і планарна технологія. Сутність групового методу, оснований ще в дискретній напівпровідниковій техніці, полягає в тому, що на пластині напівпровідника одночасно виготовляється множина однотипних напівпровідникових приладів. Потім пластина розрізається на сотні окремих кристалів, що містять по одному приладу даного типу. Отримані прилади поміщаються в корпуси із зовнішніми виводами і у такому вигляді надходять до розроблювача апаратури. У дискретній напівпровідниковій техніці розроблювач, вкладаючи той або інший функціональний вузол (підсилювач, генератор і т.п.), змушений з'єднувати отримані прилади один з другим і з іншими елементами за допомогою паяння, що, природно, знижує надійність всього приладу. У інтегральній техніці на вихідній

напівпровідниковій пластині одночасно виготовляються не окремі прилади, а цілі функціонально закінчені вузли, що складаються з транзисторів, діодів, резисторів, конденсаторів і т.д. Ці елементи з'єднуються один з іншим не провідниками і паянням, а короткими тонкими металевими смужками, що напиляються на поверхню пластини. Для цього комутаційні електроди всіх елементів виводяться на поверхню пластини і розміщаються в одній площині, в одному *плані*. Таку можливість забезпечує спеціальна *планарна* технологія виготовлення напівпровідникових ІМС.

Напівпровідникові інтегральні схеми в основному виготовляються з кремнію. Вибір цей обумовлений тим, що в порівнянні з германієм він має велику заборонену зону, менші зворотні струми і більш високу робочу температуру (до 125°C). Крім того, шляхом окислювання поверхні кремнію легко одержати плівку двоокисню кремнію, що має добрі захисні властивості.

Основними процесами створення компонентів напівпровідників для інтегральних схем є технологічні процеси створення *p-n* переходів, за допомогою яких формуються як активні, так і пасивні компоненти інтегральних схем – транзистори, діоди, резистори, конденсатори і т.д. Такими процесами є дифузія домішок у кремнію і епітаксійне нарощування монокристалічних прошарків кремнію на кремнієву підкладку, що має протилежний тип провідності. Відповідно до цього за технологією виготовлення сучасні інтегральні схеми можна розділити на ті, що виготовляються із застосуванням тільки процесів дифузії, і схеми, при створенні яких використовуються як процеси дифузії, так і процеси епітаксійного нарощування.

Технологія виготовлення інтегральних схем першого типу одержала назву *планарної*, а другого типу – *епітаксійно-планарної*.

Особливий тип напівпровідникових інтегральних мікросхем складають мікросхеми, виконані за так званою *сполученою* технологією. У цьому випадку активні елементи виготовляють за планарною або епітаксійно-планарною технологією в об'ємі напівпровідникового кристала, а пасивні елементи – методами тонкоплівкової технології на його поверхні.

У твердому тілі напівпровідника пасивні й активні елементи необхідно ізолювати один від одного, щоб уникнути коротких замикань. За способом ізоляції компонентів напівпровідникові інтегральні схеми можна розділити на дві групи.

У схемах першої групи, які виконуються за планарною технологією, ізоляція здійснюється утворенням між елементами (групою елементів) додаткових *p-n* переходів. При їх формуванні створюються ізолюючі перегородки шириною 20 - 30 мкм, що розділяють пластинку кремнію на окремі мікроділянки-«острівці». Цей процес ілюструється рис. 5.1. У якості вихідної структури береться однорідно легована порівняно

високоомна пластина кремнію p -типу, на яку методом фотолітографії наноситься захисний прошарок SiO_2 (рис. 5.1,а). Через незахищені ділянки проводиться дифузія з парової фази домішки n -типу. У результаті дифузії утворюються ізоляційні n -прошарки (рис. 5.1,б), причому p - n перехід закінчується на плоскій поверхні під захисною плівкою, що дозволяє різко знизити струми витоку по поверхні. До отриманих p - n переходів подають напругу таким чином, щоб перехід був закритий. Внаслідок цього утворюються електрично ізольовані один від одного «острівці», на яких потім формують необхідні схемні елементи.

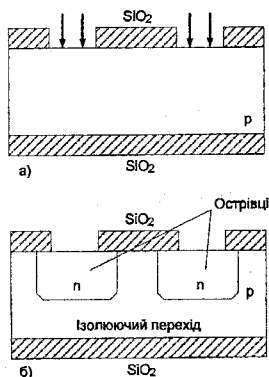


Рис. 5.1. Процес формування ізоляційних p - n переходів:

а – пластина кремнію з кисневою плівкою; б – пластина кремнію після дифузії домішки і утворення «острівців»

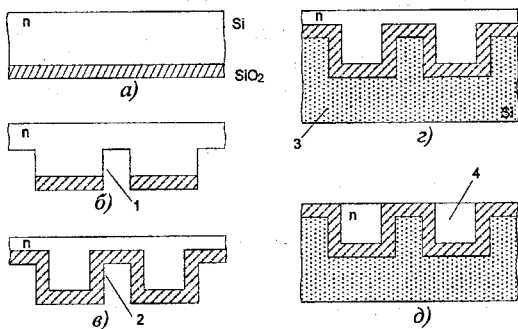


Рис. 5.2. Утворення «острівців» шляхом використання ізоляційного шару

Цей метод має три недоліки: відносно невеликий опір ізоляції, помітну смість між ізольованими елементами і збільшення площі схеми. Проте він забезпечує високий відсоток виходу придатних схем і відносно низьку їх вартість.

У схемах другої групи, що виготовляються за методом епітаксійно-планарної технології, «острівці» ізолюються плівками двоокису кремнію

SiO_2 . На рис. 5.2 у спрощеному вигляді показана технологія одержання «острівців». Пластина монокристалічного кремнію n -типу окисляється і на ній утворюється плівка SiO_2 (рис. 5.2,а). Потім у відповідності зі схемою в плівці SiO_2 витравлюються канавки 1 (рис. 5.2,б). Поверхня повторно окисляється (рис. 5.2,в), створюючи фігурний прошарок SiO_2 . На цей прошарок наращується за допомогою епітаксії шар полікристалічного кремнію власної провідності 3 (рис. 5.2,г). Після зашліфованості монокристалічного кремнію утворюються «острівці» 4 (рис. 5.2,д), на яких методом дифузії або епітаксійного нарощування формують необхідні елементи схем.

Цей спосіб ізоляції «острівців» істотно зменшує ємності між острівцями, струмами витоку і збільшує пробивну напругу. Проте технологія виготовлення складніша і вартість виготовлення схем відповідно більш висока.

5.2. Компоненти напівпровідникових ІМС

5.2.1. Транзистори

Для всіх конструктивно-технологічних типів напівпровідникових інтегральних схем транзистори є основними і найбільш складними компонентами. В сучасній інтегральній напівпровідниковій техніці використовуються транзистори двох типів - біполярні і польові (МДН-транзистори). Специфічна особливість їх полягає в тому, що виготовляються вони за планарною або епітаксійно-планарною технологією. Для структури планарних транзисторів характерно розташування виводів в одній площині (плані). Плоска система дозволяє простим способом - нанесенням плівки двоокису кремнію - створити захист від зовнішніх впливів. Завдяки захисному прошарку планарні структури одержали найбільше поширення при виготовленні інтегральних схем.

На рис. 5.3 схематично показана послідовність операцій при виготовленні біполярного транзистора методом планарно-дифузійної технології.

Перші два етапи (рис. 5.3,а,б) нічим не відрізняються від етапів формування «острівців», ізольованих один від одного непровідними переходами (рис. 5.1). В результаті дифузії донорної домішки у вихідній пластинці утворюються колекторні області транзисторів. Далі (рис. 5.3,в) роблять повторну дифузію акцепторної домішки з метою одержання базової області. Третя дифузія (рис. 5.3,г) приводить до утворення емітера. Після цього здійснюють омичний контакт з областями колектора, бази і емітера і створюють контактні площадки, до яких згодом можна приєднувати зовнішні виводи.

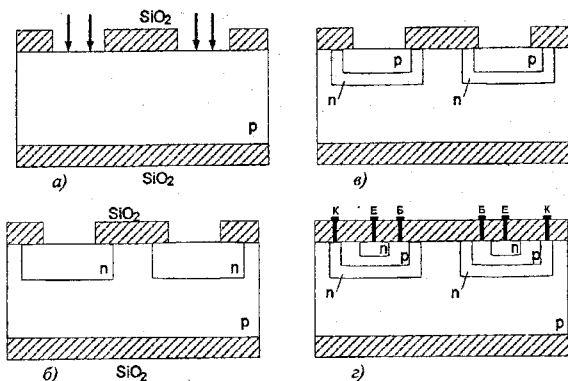


Рис. 5.3. Виготовлення біполярних транзисторів методом планарно-дифузійної технології:

а - дифузія донорної домішки, *б* - формування «острівців»; *в* - повторна дифузія акцепторної домішки і формування базової області, *г* - утворення емітерної області і формування контактних площадок

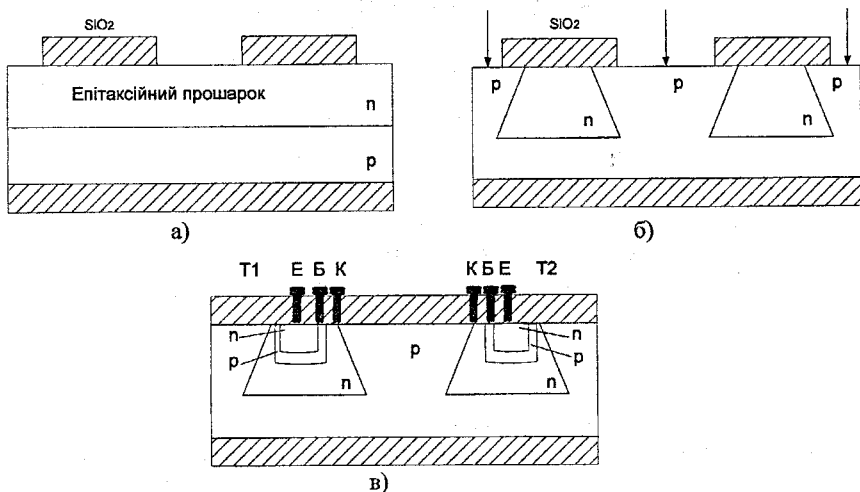


Рис. 5.4. Виготовлення біполярної транзисторної структури за допомогою епітаксійно-планарної технології:

а - пластина кремнію з епітаксійним прошарком і оксидною плівкою, розкритою для дифузії; *б* - пластина кремнію після ізоляованої дифузії; *в* - транзисторна структура після дифузії бази, емітера і металізації

Виготовлення *p-n* переходів і елементів інтегральних твердих схем способом дифузії має недолік: *p-n* перехід не має чіткої межі. Це пояснюється тим, що дифузія йде з поверхні матеріалу. У зв'язку з цим домішка у вихідному матеріалі розподіляється неоднорідно: на поверхні

атомів домішки більше, а в глибині менше. Нечіткість p - n переходів істотно впливає на якість і властивості компонентів схеми.

Створення ізолюючих областей і p - n переходів найбільш успішно здійснюється за допомогою епітаксійно-планарної технології. У цьому випадку використовується процес епітаксійного нарощування тонкого монокристалічного прошарку кремнію n -типу на високоомну підкладку p -типу (рис. 5.4,а). В отриману епітаксію плівку (товщина 20-25 мкм) методом дифузії вводять акцепторну домішку.

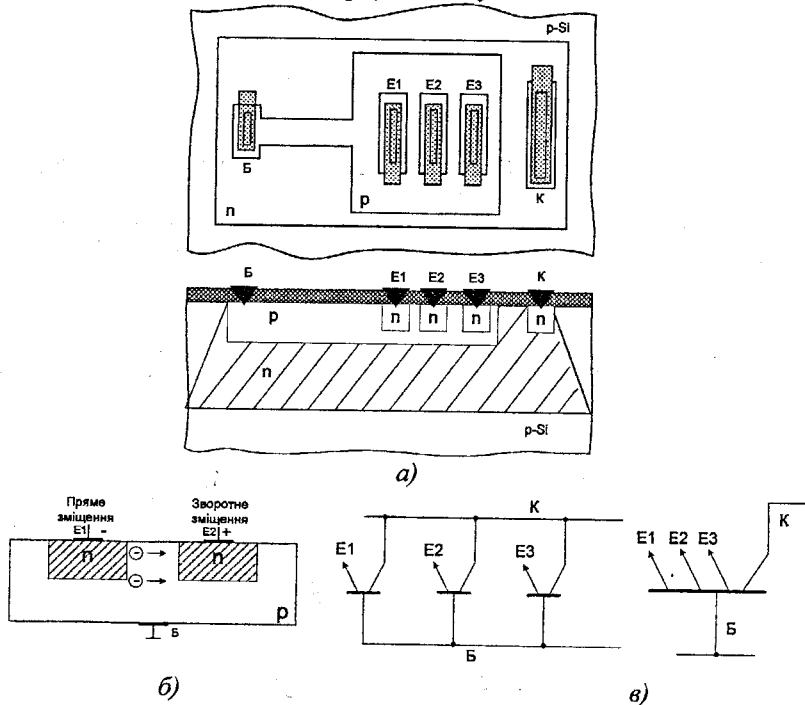


Рис. 5.5. Багатоемітерний транзистор:

а – топологія і структура; б – взаємодія суміжних емітерів; в – схемні позначення

Розподіл домішки в такій тонкій плівці майже однаковий. Це дозволяє одержати практично дуже чіткий p - n перехід. На рис. 5.4,б показана пластина після ізолюючої дифузії, а на рис. 5.4,в – після дифузії бази, емітера і створення металізованих вивідних контактів.

У процесі розвитку мікроелектроніки (особливо в зв'язку з потребами обчислювальної техніки) з'явилися деякі різновиди біполярних транзисторів, що не мають аналогів у дискретній напівпровідниковій техніці. До їх числа відноситься *багатоемітерний транзистор*. Структура багатоемітерного транзистора показана на рис. 5.5,а. Він являє собою

сукупність декількох *n-p-n*-транзисторів, що мають загальну базу і загальний колектор. Кількість емітерів може досягати 5...8 і більше.

Особливості багатоемітерного транзистора як єдиної структури полягають в тому, що кожна пара суміжних емітерів разом з відокремлювальним *p*-шаром бази утворить так званий горизонтальний (подовжній) транзистор типу *npn* (рис. 5.5,б). Якщо на одному із емітерів діє пряма напруга, а на другому - зворотна, то перший буде інjektувати електрони, а другий поглинати ті з них, що пройшли без рекомбінації відстань між емітерами. Такий транзисторний ефект є паразитним, тому що в обернено зміщеному переході, який повинен бути закритим, буде протікати струм. Щоб уникнути цього явища, відстань між емітерами повинна бути не менш 10...15 мкм. У цьому випадку рекомбінація інjektованих електронів із дірками базового прошарку буде найбільш імовірною і до обернено зміщеного переходу вільні електрони практично не дійдуть.

При формуванні багатоемітерної структури необхідно прямувати до зменшення зворотного струму транзисторів. В протилежному випадку в інверсному режимі, коли емітери знаходяться під зворотною напругою, а колектор під прямою, носії, інjektовані колектором, досягають емітерів і в їх колі, незважаючи на зворотний зсув, буде протікати струм. Щоб перешкодити цьому, збільшують опір бази, видаляючи омичний базовий контакт від активної області транзистора (рис. 5.5,а). При такій конфігурації опір вузького «перешийку» між активною областю і базовим контактом зростає й в інверсному режимі інjektція електронів із колектора в активну область бази буде незначною. Відповідно, паразитні струми через емітери практично не пройдуть.

Схемні позначення багатоемітерного транзистора показані на рис. 5.5, в.

Поряд із біполярними у напівпровідникових ІМС широко застосовуються польові МДН-транзистори (з ізолюванням затвором). У основі виготовлення МДН-транзисторів, так само як і біполярних, лежить планарна технологія, проте число технологічних операцій, необхідних для створення МДН-транзисторів, значно скорочується.

5.2.2. Діоди

У напівпровідникових інтегральних схемах діоди виготовляють методами планарної технології одночасно з виготовленням транзисторів. На рис. 5.6 показані п'ять варіантів використання біполярних транзисторів у якості діодів.

У залежності від вимог, що висуваються до діода в інтегральній схемі, вибирається та або інша транзисторна структура. Наприклад, при вмиканні транзистора за схемою рис. 5.6,а,б використовується перехід емітер-база. При такому вмиканні носії зарядів накопичуються в базі. Оскільки товщина бази дуже мала (менше 20 мкм), процес розряду ємності

p - n переходу буде швидким, що дозволяє одержати найбільшу швидкодію. У цих же схемах діоди мають найменше значення зворотного струму, тому що в них використовується тільки емітерний перехід, площа і ширина якого найменші. Найбільше значення зворотного струму має діод, ввімкнений за схемою рис. 5.6, в, тому що в цьому випадку обидва переходи ввімкнені паралельно. Ємність такого діода збільшується, швидкодія знижується.

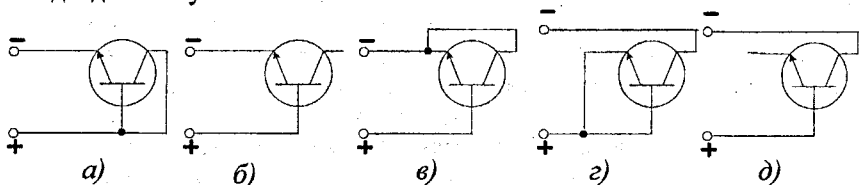


Рис. 5.6. Варіанти використання біполярного транзистора в якості діода

У якості діодів загального призначення використовують колекторно-базовий p - n перехід (рис. 5.6, з, д). При такому вмиканні діоди мають найбільші значення допустимих зворотних напруг - порядку 50 В.

5.2.3 Резистори

У напівпровідникових інтегральних схемах резистори виготовляють методом локальної дифузії домішки в «острівці» епітаксійного прошарку кремнієвого зразка. Причому утворення резисторів йде одночасно зі створенням емітерної і базової областей транзисторів. У процесі емітерної дифузії створюються резистори з малим питомим опором порядку 0,5 Ом/квадрат, а в процесі базової дифузії - із питомим опором порядку 100...300 Ом/квадрат. Це пояснюється тим, що в емітерній області зосереджена найбільша кількість основних носіїв заряду, а в базовій дуже мало.

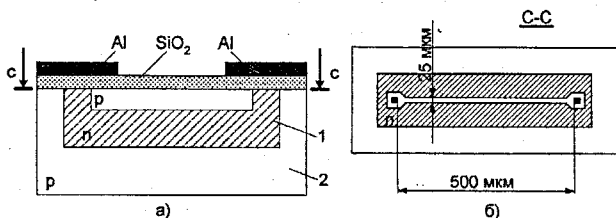


Рис. 5.7. Дифузійний резистор:

а - поперечний переріз; б-форма в плані (переріз по С-С); Al - алюмінієві виводи резистора; SiO_2 - ізолююча плівка; 1 - епітаксійний прошарок кремнію n -типу, у якому дифузійною створений резистор із провідністю p -типу; 2 - кремнієва підкладка

Діапазон номіналів дифузійних резисторів лежить у межах 10 Ом... 50 кОм з допуском $\pm 10...20\%$.

На рис. 5.7 показаний дифузійний планарний резистор, сформований у базовій області. Від інших елементів схеми він ізолюється $p-n$ переходом (1-2).

Дифузійні резистори працюють на частотах 10...20 МГц. У схемах, що працюють на частотах вище 20 МГц, резистори формуються в острівках, ізольованих прошарком двоокисного кремнію. ТКС дифузійних резисторів складає $(2-3) \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$. Максимальний спад напруги на резисторі - біля 20 В.

5.2.4. Конденсатори

У напівпровідникових інтегральних схемах у якості конденсаторів використовують бар'єрну ємність $p-n$ переходу, що формується в острівках кремнієвої пластини одночасно з формуванням транзисторів інтегральної схеми способом дифузії; $p-n$ перехід вмикається в оберненому напрямку.

Типові конденсатори на основі $p-n$ переходів показані на рис. 5.8.

У першого (рис. 5.8,а) використовується перехід емітер - база, який має найбільшу з усіх переходів питому ємність (порядку 1500 пФ/мм²), але і найменшу пробивну напругу (одиниці вольт). У другого (рис. 5.8,б) використовується перехід колектор-база, питома ємність якого в п'ять-шість разів нижча, ніж у емітерного переходу, а пробивна напруга приблизно в стільки ж раз вища.

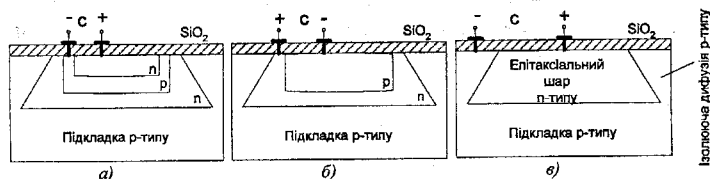


Рис. 5.8. Конденсатори інтегральних схем на основі $p-n$ переходу:
а - емітер-база; б - колектор-база; в - колектор-підкладка

Недоліком розглянутих варіантів є наявність паразитних ємностей, що звичайно виникають між однією з обкладинок конденсатора і землею. Найменшою паразитною ємністю характеризуються конденсатори на основі переходу колектор-підкладка (рис. 5.8,в). Проте вони мають найменшу питому ємність.

5.2.5. Індуктивності

Найбільш трудомісткими елементами інтегральних схем є індуктивності. В даний час не існує методу одержання індуктивностей класичного вигляду у твердих схемах. Тому в них штучно створюють схемні елементи, що реалізують індуктивний ефект (відставання струму

від напруги за фазою). Такими елементами можуть бути, наприклад, реактивні транзистори. У цьому випадку транзистори працюють у такому режимі, при котрому їх колекторний струм відстає за фазою від напруги на колекторі на 90° . Проте реалізовані таким чином індуктивності мають розмір одиниць мікрогенрі, а добротність - не більш декількох десятків. Тому застосування їх дуже обмежене. У зв'язку з цим при конструюванні інтегральних схем в основному застосовують навісні мініатюрні котушки індуктивності.

5.3. Розробка топології напівпровідникових ІМС

Основною особливістю конструювання напівпровідникових інтегральних схем є необхідність врахування взаємозв'язку між параметрами елементів, утворюваних тим або іншим способом; електрофізичними параметрами матеріалів, із яких створюються елементи; фізичними процесами в них і технологією виготовлення. Розміри і форму кожного елемента мікросхеми задають фотошаблоном і режимом локальної дифузії, тобто підбираючи розміри фотошаблону, концентрацію домішок, режими дифузії і т.п., можна створювати елементи з необхідними параметрами.

Розробка топології - основний етап у проектуванні напівпровідникових інтегральних схем, на якому вирішуються питання компоновання елементів мікросхеми і з'єднань між ними. Для цього попередньо аналізується принципова електрична схема, вибрана для інтегрального виконання.

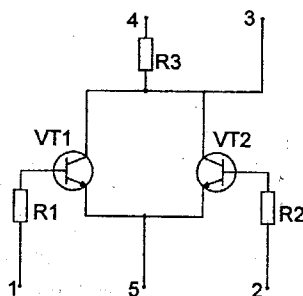


Рис. 5.9. Принципова електрична схема, призначена для інтегрального виконання

Як приклад розглянемо принципову електричну схему, наведену на рис. 5.9. Після виконання електричних і конструктивних розрахунків складається наближений компоновальний ескіз загального вигляду топології мікросхеми (рис. 5.10,а). Як видно з рисунка, транзистори

зображуються у вигляді прямокутників, причому емітерна область і контакт емітера накреслені у вигляді квадратів, а базова і колекторна області - у вигляді прямокутників. Конфігурація резисторів аналогічна тонкоплівковим.

Зазвичай топологічні креслення виконують у масштабі 100 : 1; 200:1; 500: 1 або 600: 1, що диктується необхідною точністю. Для графічного відображення товщини прошарків розробляється креслення структури кристала (рис. 5.10,б). На цьому кресленні показаний переріз *A—A* (рис. 5.10,а). Переріз виконується таким чином, щоб січна площина розсікала максимальну кількість елементів. Якщо неможливо одною площиною розсікти всі типи елементів, застосовується східчастий розріз (декількома площинами). Зображення таких перерізів в інтегральній схемі супроводжується пояснювальною таблицею, що розшифровує найменування і матеріали кожного прошарку, його товщину (*H1*, *H2* і т.д.), провідність і інші параметри.

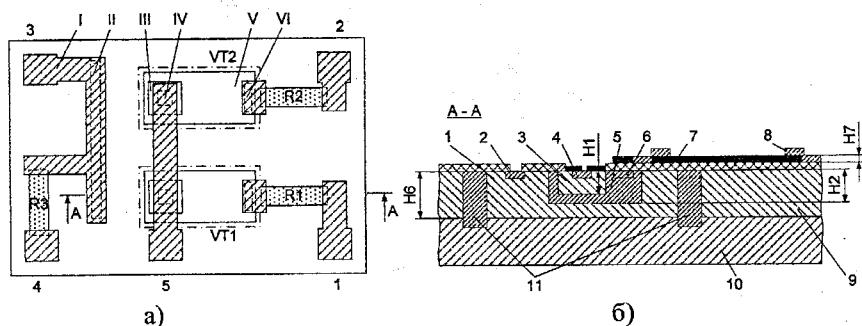


Рис. 5.10.

Компонувальний ескіз напівпровідникової інтегральної схеми (а):

I - колекторна область; *II* - контакт колектора; *III* - емітерна область; *IV* - контакт емітера; *V* - базова область; *VI* - контакт бази

Креслення структури кристала (б):

1 - колекторна область; *2* - колекторний контакт; *3* - емітерна область; *4* - емітерний контакт; *5* - базова область; *6* - базовий контакт; *7* - резистор; *8* - шар металізації; *9* - епітаксійний шар; *10* - підкладка; *11* - розділювальна область

Крім загального топологічного креслення, для виготовлення фотошаблонів повинні бути зроблені креслення окремих прошарків: базового, емітерного, металізації, вікон під контакти і резистивного. Креслення виконуються так само, як і креслення прошарків у тонкоплівкових мікросхемах.

5.4. Великі інтегральні схеми

Великою інтегральною схемою називається така схема, у корпусі якої на одній пластині (або в її об'ємі) міститься велике число (100 і більше) схемних елементів, з'єднаних між собою в складну функціональну схему.

Перехід від технології напівпровідникових інтегральних схем до технології ВІС характеризує сучасну тенденцію, пов'язану з інтеграцією не тільки елементів, але і цілих вузлів.

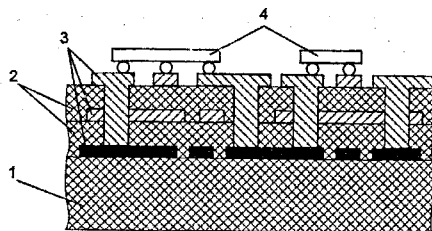


Рис. 5.11. Конструкція комутаційної плати гібридної ВІС:

1 – підкладка; 2 – міжшарова ізоляція; 3 – багатошарове розведення; 4 – навісні елементи (мікросхеми)

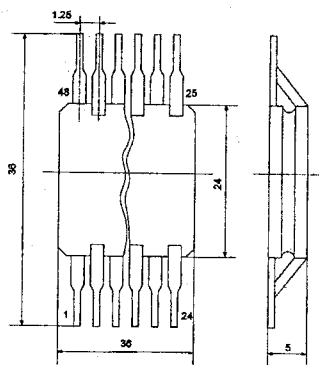


Рис. 5.12. Загальний вигляд ВІС в корпусі

Причини переходу до ВІС викликані також необхідністю скоротити цілий ряд операцій, які мають низьку надійність при виробництві звичайних інтегральних схем. До них відноситься різка пластини, установлення кристала в корпус, приєднання кристала до виводів, установлення окремих корпусів на друкованій платі і т.д. В усіх цих випадках є технологічні операції, що мають знижену надійність (герметизація, термокомпресія і т.д.).

Головна ціль переходу до ВІС - одержання більш високоякісних показників і більшої надійності електронних пристроїв при менших витратах. Підвищення надійності ВІС обумовлене, головним чином, застосуванням більш якісних компонентів, зменшенням кількості зварювальних з'єднань і числа технологічних операцій. Наприклад, з'єднання кристал - вивід корпусу - друкований провідник - вивід корпусу - кристал замінюється у ВІС одним напленням на пластину тонко-плівкової сполуки. Інтенсивність відмов ВІС завжди менша суми інтенсивностей відмов складових її схем.

За технологічною ознакою розрізняють гібридні і напівпровідникові (монолітні) ВІС. Для побудови гібридних ВІС застосовують багатопшарове товсто- або тонкоплівкове розведення, що дозволяє здійснити комутацію безкорпусних інтегральних мікросхем і плівкових пасивних елементів. Дискретні елементи і мікросхеми монтуються за допомогою жорстких (кулькових) виводів. При виготовленні напівпровідникових ВІС застосовують базові кристали у вигляді матриць біполярних або польових (МДП) транзисторів.

Найважливішою особливістю створення ВІС є залучення ЕОМ як на стадії проектування, так і на стадії керування технологічними процесами виробництва і контролю утворюваних схем.

На рис. 5.11 показано один із можливих варіантів конструкції комутаційної плати гібридної ВІС. Після складання ВІС поміщають у герметичний корпус, який має 24, 32 або 48 виводів. Загальний вигляд ВІС у корпусі показано на рис. 5.12.

5.5. Прилади із зарядовим зв'язком в ІМС

Один з найбільше перспективних напрямків використання напівпровідникових ІМС в обчислювальній техніці полягає в розробці так званих *приладів із зарядовим зв'язком* (ПЗЗ), що представляють собою сукупність взаємодіючих МДН-структур. Ця взаємодія забезпечується спільністю напівпровідникового прошарку і малої відстані між МДН-структурами (рис. 5.14).

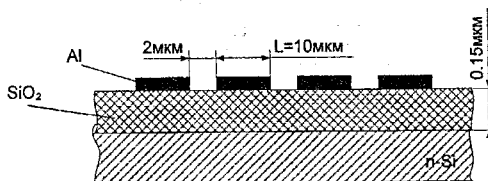


Рис. 5.14. Структура ПЗЗ

Той факт, що прилад із зарядовим зв'язком складається з множини технологічно і конструктивно об'єднаних МДН-структур, розташованих на дуже малих відстанях одна від одної, дозволяє вважати його напівпровідниковою інтегральною схемою, а оскільки кількість взаємодіючих МДН-структур у ньому досягає декількох тисяч, то ПЗЗ можна віднести до класу великих інтегральних схем.

Принцип дії ПЗЗ полягає в тому, що в кожній окремій МДН-структурі можна створити локальний приповерхневий заряд неосновних носіїв — *зарядовий пакет* і переміщати його вздовж поверхні від однієї МДН-структури до іншої, змінюючи напруги на металевих електродах (затворах).

Контрольні запитання та завдання

1. В чому відмінність напівпровідникових ІМС від ГІМС?
2. Які є технології виготовлення напівпровідникових ІМС?
3. Які є способи ізоляції компонентів напівпровідникових ІМС?
4. Яким чином до отриманих при епітаксії $p-n$ переходів для ізоляції підключають напругу?
5. Який спосіб ізоляції «острівців» істотно зменшує струми витoku, емності між «острівцями» і збільшує пробивну напругу?
6. Що характерно для структури планарних транзисторів?
7. Який недолік має виготовлення $p-n$ переходів і елементів інтегральних твердих схем способом дифузії?
8. Які різновиди біполярних транзисторів напівпровідникових ІМС, не мають аналогів у дискретній напівпровідниковій техніці?
9. Які є варіанти використання біполярних транзисторів у якості діодів?
10. Яким методом в напівпровідникових інтегральних схемах виготовляють резистори?
11. На яких частотах працюють дифузійні резистори:
а) 10 – 20 МГц; б) 1 – 120 кГц; в) 20 – 500 Гц; г) 10 – 50 ГГц?
12. Що використовують в якості конденсаторів у напівпровідникових інтегральних схемах?
13. В якому масштабі виконують топологічні креслення?
14. В чому причини переходу до ВІС?
15. За якою ознакою розрізняють гібридні і напівпровідникові ВІС?

6.1. Феромагнітні та електроізоляційні матеріали, намотувальні дроти

При проектуванні радіоелектронної апаратури широке застосування знаходять різні види електромагнітних компонентів[10,13]. До них відносяться:

трансформатори: живлення мережні частотою 50 і 400 Гц; статичних перетворювачів напруги; вимірювальні; узгоджувальні; рядкової і кадрової розгортки телевізорів; імпульсні; багатофункціональні; регульовані та ін.;

дроселі: фільтрів випрямлячів, заводозаглушування, накопичувачі імпульсних регуляторів (стабілізаторів) напруги та ін.;

магнітні підсилювачі: із зворотним зв'язком і без нього, одно- і двотактні та ін.;

катушки індуктивності: постійні, підстроювальні, регульовані та ін.;

пристрої керування електронним променем: відхильні, фокусувальні, зведення електронних променів та ін.;

лінії затримки: із зосередженими і розподіленими параметрами та ін.

Характерною ознакою цих пасивних компонентів є наявність однієї або декількох обмоток на магнітопроводі (осерді) з магнітом'якого матеріалу. Властивості магнітопроводів описуються їх зовнішніми статичними і динамічними характеристиками.

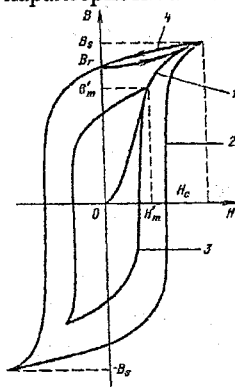


Рис. 6.1

Зв'язок між напруженістю магнітного поля H і магнітною індукцією в магнітному проводі B може бути поданий у вигляді основної кривої намагнічування (крива 1, рис. 6.1) і сім'ї складених кривих, названих петлями гістерезису (криві 2...4, рис. 6.1). На відміну від магнітотвердих матеріалів, з яких переважно виконуються постійні магніти, магнітом'які

матеріали мають вузьку петлю гістерезису, тобто відносно мале значення коерцитивної сили H_c , і мають оборотні властивості намагнічування. Перемагнічування магнітопроводів за симетричними циклами відбувається при двополярній змінній напрузі синусоїдальної, прямокутної або трикутної форми. У трансформаторах статичних перетворювачів, магнітних підсилювачах можлива робота магнітопроводів із заходженням до області насичення магнітного матеріалу. В імпульсних трансформаторах використовується режим однополярного намагнічування.

Магнітні властивості матеріалів магнітопроводів електромагнітних компонентів оцінюються такими основними магнітними параметрами.

Коерцитивна сила H_c (А/м) – це напруженість магнітного поля на граничній петлі гістерезису, необхідна для того, щоб довести до нульового значення залишкову магнітну індукцію B_r матеріалу, попередньо намагніченого до насичення.

Залишкова магнітна індукція B_r (Тл) – індукція в матеріалі магнітопровода, попередньо намагніченого до насичення, при якій напруженість магнітного поля стає рівною нулю.

Індукція насичення B_n , (Тл) – магнітна індукція, після досягнення якої матеріал магнітопровода практично досягає повного намагнічування, при цьому магнітна проникність починає різко падати.

Максимальна магнітна індукція B_m , – гранично допустиме значення магнітної індукції в магнітопроводі для обраного магнітом'якого матеріалу, після якого настає насичення ($B_m < B_n$). Максимальній магнітній індукції відповідає значення максимальної напруженості магнітного поля H_m .

Коефіцієнт прямокутності петлі гістерезису, зумовлений за граничним циклом із співвідношення:

$$\alpha_n = B_r/B_n.$$

Абсолютна магнітна проникність μ_a (Гн/м) дорівнює відношенню магнітної індукції до відповідного значення напруженості магнітного поля в даному матеріалі:

$$\mu_a = B/H.$$

Для оцінювання властивостей магнітних матеріалів звичайно користуються значеннями відносної магнітної проникності

$$\mu_r = \mu_a/\mu_0,$$

де μ_0 — магнітна постійна (магнітна проникність вакууму), яка дорівнює $1,26 \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

При цьому розрізняють початкову магнітну проникність μ_n , вимірювану при дуже слабких магнітних полях (при значеннях H , близьких до нуля), і максимальну магнітну проникність $\mu_{\max}$.

Критична частота $f_{кр.}$ - частота, при якій значення тангенса кута втрат матеріалу осердя котушки індуктивності досягає 0,1 (або 0,02), що відповідає зниженню добротності до 10 (або до 50).

Втрати в магнітопроводі при перемагнічуванні викликають його розігрів. Розрізняють дві складові втрати: через гістерезис P_H і вихрові струми P_v . Перша складова росте зі збільшенням частоти мережі f і маси магнітопровода G_s , друга зростає пропорційно масі магнітопровода, квадрату частоти мережі й товщині пластини (стрічки) s і зменшується зі збільшенням питомого електричного опору матеріалу магнітопровода ρ .

Для зменшення втрат потужності й розігріву трансформатора вище гранично допустимої температури (остання в основному визначається теплостійкістю обмотувальних проводів й електроізоляційних матеріалів) магнітопроводи виконують збірними з тонких пластин або стрічок з електроізоляційним покриттям, а також пресованими з порошкоподібних феромагнітних матеріалів. У довідкових таблицях звичайно вказуються питомі втрати, віднесені до одиниці маси магнітного матеріалу P_p , у цьому випадку $P = P_p G_s$.

Магнітом'які матеріали магнітопроводів. Зі сталі електротехнічної тонколистової виготовляються магнітопроводи мережних трансформаторів живлення, дроселів фільтрів, магнітних підсилювачів та ін. Марка електротехнічної сталі записується чотирма цифрами:

перша цифра — клас сталі за структурним станом і видом прокатки: 1 — гарячекатана ізотропна, 2 — холоднокатана ізотропна, 3 — холоднокатана анізотропна з ребровою структурою;

друга цифра — вміст кремнію — 0 (до 0,4%)... 5 (вміст кремнію від 3,8 до 4,8%). Збільшення вмісту кремнію в сталі сприяє росту зернової структури, завдяки чому поліпшуються магнітні властивості сталі: підвищується проникність у слабкому і середньому магнітному полях, зменшуються втрати. Однак сталь зі вмістом кремнію більше 4% стає крихкою і твердою, що ускладнює виготовлення методом штампування або навивання стрічки магнітопроводів малих розмірів і складної форми;

третьа цифра — група за основною нормованою характеристикою, зокрема, питомі втрати: 0 — при магнітній індукції 1,7 Тл і частоті 50 Гц; 1 — при 1,5 Тл і 50 Гц; 2 — при 1 Тл і 400 Гц; магнітна індукція при напруженості поля: 6 — 0,4 А/м; 7 — 10 А/м;

четверта цифра означає порядковий номер типу сталі.

Магнітом'які сплави — пермалої являють собою сплави заліза з нікелем (вміст останнього від 36 до 80%). Для поліпшення окремих магнітних властивостей пермалоїв у сплав вводять ще молібден, хром, мідь та інші метали. Характерною ознакою пермалоїв є їх легка намагнічуваність у слабких магнітних полях, більші значення початкової і максимальної магнітної проникності, високі значення питомого електричного опору. Так, початкова магнітна проникність пермалоїв марок

79НМ й 80НХС може досягати значень 10000...30000 (в електротехнічній сталі вона становить 400...700).

Пермалої — пластичні сплави, тому вони легко прокачуються в дуже тонкі аркуші або стрічки (до 0,005 мм). Застосування пермалоїв малих товщин (0,05 мм і менше) припускає виконання магнітопроводів у вигляді нерозрізних кручених стрічкою кільцевих осердь. Пермалої дуже чутливі до механічних впливів, їхні магнітні характеристики можуть бути невідомо погіршені при механічному стиску, деформації осердя, тому пермалоеві магнітопроводи перед намотуванням поміщають у немагнітні захисні кожухи із кришкою.

Ферити магнітом'які — речовини полікристалічної будови, одержані в результаті спікання при високій температурі суміші оксидів заліза з оксидами цинку, марганцю, нікелю та інших металів для надання їй заданих властивостей, наступного здрібнювання і формування з порошку магнітопроводів необхідної форми (пресуванням у сталевих формах, видавлюванням через спеціальні мундштуки, методом гарячого лиття під тиском та ін.). Завдяки високому питомому опору втрати потужності у феритах малі, а робоча частота велика, тому феритові осердя використовують при виготовленні електромагнітних компонентів, що працюють в областях звукових і радіочастот. Найбільш широко застосовуються марганцево-цинкові (низькочастотні) і нікель-цинкові (високочастотні) феритові осердя.

Марки феритів позначаються в такий спосіб: перше число — середнє значення початкової магнітної проникності, буква Н — низькочастотний (до 5 МГц) або В — високочастотний (понад 5 МГц); наступна буква означає: Н — нікель-цинковий або М — марганцево-цинковий ферит. Остання цифра означає модифікацію даної марки ферита. Наприкінці марки можуть бути (необов'язково) букви: С — для роботи в сильних магнітних полях або І — для роботи в імпульсних полях.

Переваги феритів перед пермалоем — більш висока робоча частота, менша вартість, можливість виготовлення магнітопроводів практично будь-якої форми. До недоліків варто віднести низькі магнітну проникність і індукцію насичення, більшу залежність параметрів від температури і механічних впливів, наприклад ударів.

Магнітодіелектрики, як і ферити, є високочастотними магнітом'якими матеріалами. Вони мають деякі переваги перед феритами: більш високу стабільність магнітних властивостей, меншу вартість. Крім того, більш проста, ніж у феритів, технологія дозволяє одержувати осердя більш високих класів точності і чистоти. За рядом електромагнітних параметрів магнітні діелектрики поступаються феритам. Властивості магнітних діелектриків значною мірою визначаються особливостями намагнічування окремих феромагнітних частинок, їхніми розмірами, формою, взаємним розташуванням, співвідношенням між кількістю

ферромагнетика і діелектрика. Найбільш широко застосовуються магнітні діелектрики на основі альсифера і карбонільного заліза.

Альсифер являє собою потрібний сплав, що складається із заліза, кремнію (порядку 9...11%) і алюмінію (6...8%). Альсифер як сплав являє собою литий нековкий матеріал з високою твердістю і крихкістю. Альсифер є дешевим і недефіцитним матеріалом, добре піддається розмелу й практично використовується в якості ферромагнітної складової магнітних діелектриків. Сполучними ізолюючими складовими служать як органічні матеріали (бакеліт, полістирол, шелак), так і неорганічні (рідке скло та ін.). Осердя пресують, потім піддають термічній і хімічній обробкам. Важливою особливістю альсифера є те, що його температурний коефіцієнт магнітної проникності залежно від вмісту кремнію і алюмінію може бути менше, більше або дорівнювати нулю (компенсованим).

Букви в назві марки альсифера означають: ТЧ - тональна (звукова) частота, ВЧ - висока частота, К - з компенсованим температурним коефіцієнтом магнітної проникності.

Карбонільне залізо одержують термічним розкладанням пентакарбоніла заліза $\text{Fe}(\text{CO})_5$. Залежно від умов термічного розкладання карбонільне залізо може бути отримане у вигляді порошку із частинками сфероїдальної форми, губчасте та ін. Для виготовлення магнітних діелектриків випускаються два класи карбонільних залізних порошків: «Р» - для використання в радіоапаратурі і «Пс» - для апаратури провідникового зв'язку.

Технологічний процес виробництва сердечників з порошку карбонільного заліза полягає в ізолюванні порошку, пресуванні деталей та їх низькотемпературній термічній обробці для додавання механічної міцності і стабілізації властивостей.

Магнітодіелектрики на основі *молібденового пермалою* мають найбільшу початкову магнітну проникність (до 200...250), більш високу стабільність і менші втрати на гістерезис і вихрові струми (при рівних значеннях проникності), ніж альсифери. Для надання пермалою крихкості, що необхідно при здрібнюванні його в порошок, у процесі виплавки вводять невеликі домішки сірки. Сплав марки 80Н2М, призначений для виготовлення магнітного діелектрика, має склад: нікелю - 81%, молібдену - 2,6%, заліза - 16,4%, сірки - 0,02%. При виготовленні злитків забезпечують рекристалізацію з утворенням певної структури. При подрібненні у високодисперсний порошок намагаються зберегти форму і розміри зерен, покритих найтоншою плівкою сульфідів металів. Потім порошок змішують із діелектриком, пресують вироби і роблять їхню термообробку у вакуумі для зняття внутрішніх напружень. За даною технологією виготовляють чотири марки магнітних діелектриків на основі молібденового пермалою (МО - пермалою).

Аморфні магнітні матеріали — нова група магнітом'яких матеріалів із поєднанням високих магнітних, механічних властивостей і низької

вартості. Характерною ознакою їхньої структури є відсутність упорядкованості, періодичності розташування атомів у кристалічних ґратах, що досягається високою швидкістю охолодження розплаву. Процес виробництва аморфних сплавів простіший і дешевший, ніж традиційних листових магнітом'яких сталей і пермалоїв. Мала коерцитивна сила й втрати потужності, високі значення магнітної проникності, індукції насичення й питомого опору, добра температурна й тимчасова стабільність магнітних властивостей - все це забезпечує перспективу застосування аморфних сплавів і дозволяє істотно поліпшити параметри електромагнітних компонентів.

Магнітом'які аморфні сплави містять залізо, кобальт, нікель і до 15...25% металоїдів (бора, вуглецю, кремнію, фосфору), для надання додаткових властивостей (термостабільності, антикорозійності та ін.) вводять хром, тантал, ванадій. Найбільш перспективними вітчизняними сплавами є залізонікелеві, висококобальтові й високозалізні аморфні сплави, наприклад 45НПР-А, 44НМР-А, 85КСР-А, 94МСР-А п ін. (буква А в марках означає «аморфний»). При магнітній індукції до 0,7 Тл на частотах до 100... 300 кГц втрати потужності в 2-3 рази нижчі, ніж в електротехнічних сталях. Аморфний сплав марки 94МСР-А має індукцію насичення 1,6 Тл і питомі втрати на частоті 50 Гц порядку 0,25...0,46 Вт/кг. До недоліків аморфних сплавів варто віднести значний розкид параметрів через недосконалість технологічних процесів їхньої обробки, відносно більшу твердість стрічки, невисоку площинність стрічки (коефіцієнт заповнення магнітопровода не перевищує 0,85).

Види обмоток, обмоткові дроти і електроізоляційні матеріали. За розміщенням обмоток на магнітному проводі електромагнітні компоненти, у першу чергу трансформатори живлення, підрозділяються на броньову конструкцію, коли обмотки розміщаються на середньому стрижні III-подібного магнітопровода, і стрижневу конструкцію, коли обмотки розміщаються на одному або двох стрижнях II-подібного магнітопровода. Броньова конструкція трансформатора характеризується відносно меншим потоком розсіювання й краща для малопотужних трансформаторів. Найменшим потоком розсіювання характеризується трансформатор на кільцевому магнітному проводі або осерді. Для поліпшення потокозчеплення між обмотками їх варто розподіляти рівномірно по всій окружності осердя (навіть якщо число витків в обмотці дуже мале). Трансформатори на кільцевих магнітопроводах (сердечниках) переважно застосовуються в статичних перетворювачах напруги джерел вторинного електроживлення, що працюють із частотою перетворення електроенергії в десятки й сотні кілогерців.

Обмотки трансформаторів промислового виготовлення виконуються в основному на литих каркасах із важкозаймистої пластмаси, каркаси трансформаторів старих конструкцій виконувалися з електрокартона. Виводи обмоток можуть бути виконані гнучкими проводами.

Нижче наводяться короткі технічні характеристики основних електроізоляційних матеріалів, що використовують при виготовленні електромагнітних компонентів: міжшарової і міжобмоточної ізоляції, каркасів, ізоляції виводів обмоток, герметизуючих і заливних матеріалів. Електроізоляційні матеріали повинні зберігати свої характеристики протягом усього строку працездатності виробу. Варто враховувати, що із часом властивості багатьох електроізоляційних матеріалів погіршуються: вони стають ламкими, знижується їхня пробивна напруга та ін. Цей процес називається старінням, з підвищенням робочої температури він прискорюється.

Електроізоляційні матеріали для електричних машин, трансформаторів і апаратів за нагрівостійкістю розділяють на сім класів, які позначають латинськими буквами: Y (до 90°C) — волокнисті матеріали із целюлози, бавовни і натурального шовку, не просочені спеціальними електроізоляційними речовинами; A (до 105°C) — ті ж матеріали, просочені; E (до 120°C) — синтетичні матеріали, плівки, волокна; B (до 130°C) — матеріали на основі слюди, азбесту, скловолокна з органічними сполучними і просочувальними складовими; F (до 155°C) — ті ж матеріали із синтетичними сполучними і просочувальними складовими; H (до 180°C) — ті ж матеріали із кремнійорганічними сполучними і просочувальними складовими; C (більш 180°C) — слюда, керамічні матеріали, порцеляна, скло, кварц, застосовувані без сполучних складових або з неорганічними і елементоорганічними складовими.

Папір конденсаторний КОН-1 і КОН-2 випускається товщиною від 4 до 30 мкм і має пробивну напругу 300... 600 В.

Електрокартон електроізоляційний марки ЭВ й ЭВТ випускається рулонний товщиною 0,1-0,5 мм; і листовий товщиною 1-3 мм (останній тільки марки ЭВ). Електрична міцність рулонного електрокартона в плоскому стані 10...13 кВ/мм, при перегину знижується до 8...10 кВ/мм.

Лакотканина електроізоляційна за нагрівостійкістю відповідає класу А (до + 105°C). Застосовуються марки ЛХМ (товщиною 0,15; 0,3 мм), ЛХБ (0,17; 0,2; 0,24 мм), ЛШМ (0,08; 0,15 мм), ЛШМС (0,04; 0,1 мм), ЛКМ (0,1; 0,12; 0,15 мм), ЛКМС (0,1; 0,12; 0,15 мм). Букви в марках означають: Л - лакотканина, Х - бавовняна, Ш - шовкова, К - капронова, М - на основі масляного лаку, Б - на основі бітумномасляного лаку, С - спеціальна з підвищеними діелектричними властивостями. Пробивна напруга лакотканини до перегину: товщиною 0,04 мм - 400 В, 0,05 мм - 1200 В, від 0,06 до 0,24 мм - 3...9,2 кВ. Після перегину лакотканини товщиною понад 0,08 мм пробивна напруга знижується в 1,5-2 рази. Гарантійний строк зберігання лакотканини - 6 місяців, після цього строку застосування лакотканини дозволяється тільки після проведення випробувань на відповідність вимогам стандарту.

Склолакотканина електроізоляційна відповідає класам А, Е, В, F, H (до + 180°C). Знаходять застосування марки: ЛСМ-105/120 (товщиною

0,15; 0,24 мм), ЛСЭ-105/130 (0,12; 0,24 мм), ЛСБ-105/130 (0,12; 0,24 мм). Букви й цифри в марках означають: С - скляна, Э - на основі ескапонового лаку, П - на основі поліефірно-епоксидного лаку, К - на основі кремнійорганічного лаку, Л - липка, інші - як описано вище. Середня пробивна напруга склолакотканини до перегину становить: товщиною 0,05 мм-1,5 кВ., 0,06 мм-2,8 кВ., 0,08 мм-3,6 кВ., від 0,1 до 0,24 мм-4,8...10,8 кВ. Після перегину або розтягання склолакотканини товщиною понад 0,08 мм пробивна напруга знижується в 1,5-2 рази. Гарантійний строк зберігання 6 місяців, після закінчення строку застосування склолакотканини можливо тільки після того, як випробуванням буде встановлена відповідність її параметрів вимогам стандарту.

Плівка поліетилентерефталатна марки ПЭТ-Э використовується при температурі до +155°C. Плівка випускається товщиною 6; 250 мкм. Електрична міцність плівки при змінній напрузі частотою 50 Гц повинна бути не менше: при товщині 6...25 мкм - 180 кВ/мм; 35 й 50 мкм - 140 кВ/мм; 70... 125 мкм-100... 120 кВ/мм; 190 й 250 мкм-80...90 кВ/мм. Гарантійний строк зберігання 12,5 року. Плівка нетоксична, використання її в кімнатних умовах не вимагає вживання заходів безпеки. У цей час широко застосовується в якості міжшарової і міжобмоткової ізоляції будь-яких електромагнітних компонентів.

Обмотки трансформаторів й інших електромагнітних компонентів побутової і народногосподарської РЕА виконуються звичайно мідними ізольованими обмоточними дротами круглого або прямокутного перерізу.

Відповідно до загальних технічних умов на обмоткові проводи з емалевою ізоляцією (ГОСТ 26615-85), призначені для застосування в електричних машинах, апаратах і приладах, проводи емальовані підрозділяють на класи і позначають буквами:

за типом емалевої ізоляції: полівінілацеталева (вініфлекс - В, металевін - М); поліуретанова - У; поліефірна - Э; поліімідна - И; поліамідимідна - АИ; поліефіримідна - ЭИ; поліефірциануратимідна фреоностійка - Ф;

за формою перерізу: круглі (без букви), прямокутні - П;

за товщиною ізоляції: тип 1-1, тип 2 (без цифри);

за конструктивним виконанням ізоляції: одношарова - (без букви), двошарова - Д, тришарова - Т, чотиришарова - Ч, з термопластичним покриттям, що склеюється під впливом температури - К;

за температурним індексом (нагрівостійкості) у °С: 105, 120, 130; 155, 180, 200, 220 і вище;

за матеріалом дроту: мідна - (без букви), мідна без заліза - БЖ, мідна нікельована - МН, алюмінієва: м'яка - А, тверда - АТ;

за сплавом: манганінова: м'яка - ММ, тверда - МТ, константанова: м'яка - КМ, тверда - КТ, нікель-кобальтова - НК.

Підвищена робоча температура проводів 105...155°C, припустима мінімальна температура - мінус 60°C. Ресурс роботи при максимальній

робочій температурі - 20000 годин. Залежність ресурсу роботи від температури (на прикладі дроту марки ПЭТ-155): + 115°C — 300 тис. годин, + 130°C — 100 тис. г., + 140°C — 50 тис. г., + 155°C — 20 тис. г., + 165°C — 10 тис. г., + 200°C — 1 тис. г., + 220°C — 350 г.

Приклад позначення обмоткового проводу з емалевою ізоляцією (відповідно до ГОСТ 26615-85): провід ПЭАИ1-200 0,100 - емальований мідний провід круглої форми і поліамідмідною ізоляцією з товщиною ізоляції за типом 1, температурним індексом 200°C і номінальним діаметром дроту 0,1 мм.

Для виконання обмоток спеціального призначення з високим електричним опором використовуються обмоткові проводи з жилою зі сплавів з високим питомим опором ρ . Для цієї мети використовуються дроти манганінові, константанові і ніхромові.

6.2. Хімічні джерела струму

В наш час відомо багато способів перетворення хімічної енергії в електричну. Це перетворення ґрунтується на струмоутворювальних реакціях, під якими розуміють реакції з участю вільних електронів, які можуть вийти із зони реакції. Ці реакції здійснюються в хімічних джерелах струму (ХДС), які поділяють на дві великі групи [2].

До першої відносяться ХДС, в яких компоненти реакцій обопільно переміщуються. Ці ХДС звуть паливними елементами і їх використовують для спеціальних цілей (наприклад, як первинні джерела енергії на штучних супутниках).

До другої відносяться ХДС, в яких компоненти під час струмоутворювальних реакцій нерухомі. Будова цих ХДС однотипна. Це корпус, в якому електроліт з іонною провідністю, і два контактуючих з ним струмовідводи з електронною провідністю. Струмовідводи повинні бути з різнорідних матеріалів і мати високий ступінь хімічної чистоти. Далі будемо розглядати тільки ХДС другої групи.

Струмоутворювальні реакції можуть бути необоротні, ці ХДС називаються *гальванічні елементи* (розраховані на одноразове використання), або оборотні, розраховані на багаторазове використання - *аккумулятори*.

Історія гальванічних елементів починається з робіт італійського вченого Луїджі Гальвані ще в 1780 році, але найбільші досягнення зробив Алесандро Вольта теж італієць, який на рубежі 1799 і 1800 років винайшов гальванічний стовп з електродами з міді і цинку в розчині сірчаної кислоти в якості електроліту.

Є дві точки зору на умови і причини струмоутворювальної електрохімічної реакції - фізична і хімічна.

Фізичне пояснення струмоутворення як результату дії контактної різниці потенціалів починається з робіт А. Волта. З точки зору закону

збереження енергії в ХДС відбувається перетворення хімічного виду енергії в електричний. Більш детально це перетворення пояснює термодинаміка.

Здійснення роботи з перенесення заряду через замкнене коло потребує зміни внутрішньої енергії або (та) підведення теплової енергії ззовні. В цьому варіанті все коло знаходиться при однаковій температурі і працює без підігріву. Таким чином, робота з перенесення заряду через коло з елемента, провідників і навантажування може здійснюватися тільки за рахунок зміни внутрішньої енергії. Ця зміна і дозволяє здійснити роботу щодо переносу зарядів. Зв'язок між тепловим еквівалентом Δm струмоутворюючої реакції і ЕРС елемента пов'язані рівнянням Гібса-Гельмгольца:

$$EPC = \Delta m / nF + aT,$$

де, n - валентність металу електроду;

F - число Фарадея, яке дорівнює 94600 Кл;

a - коефіцієнт, що враховує температурну залежність ЕРС;

T - абсолютна температура навколишнього середовища, °К.

Застосування даного рівняння обмежено температурними змінами речовин, які використовуються.

З точки зору хімії в елементі здійснюється розчинення, тобто окис матеріалу одного з електродів і відновлення другого. При цьому з матеріалу електрода, який розчиняється, в електроліт йдуть іони металу, які виносять позитивний заряд. Зайві електрони ведуть до того, що метал відносно електроліту стає негативно зарядженим. Відповідно до закону Кулона процесу розділення зарядів починає заважати електричне поле, яке збирає вільні заряди на границі розділу електроліту і електрода. Таке коло має здатність здійснювати роботу, тобто має потенціал. Згідно з теорією Нернста цей потенціал пов'язаний з електродом. Тому він називається електродним і позначається звичайно Φ . Електродний потенціал характеризує властивість металевого електрода віддавати іони в електроліт і тому є постійним. Крім того електродний потенціал залежить від співвідношення концентрацій C іонних утворень, які виникають при струмоутворювальній реакції і їх валентності n . Таким чином електродний потенціал - це сума двох потенціалів - постійного Φ_0 і концентраційного Φ_k :

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_k(C, n)$$

Узгоджена дія обох електродів веде до того, що між ними з'являється ЕРС. Електроди повинні бути з різних матеріалів - тільки таке сполучення дає ненульову ЕРС.

Основні параметри гальванічних елементів і акумуляторів.

1. Електрорушійна сила (ЕРС), вольт.

2. Внутрішній опір, г, ом.

3. Ємність елемента, Q , А·год.

4. Коефіцієнт корисної дії - відношення корисної потужності до сумарної потужності елемента (ККД), %.

6.2.1. Основні гальванічні елементи

Взагалі в якості елементів живлення використовують такі електромеханічні системи: марганцево-цинкові з солевим, хлоридним, або лужним електролітом і з повітряною деполяризацією; нікель-цинкові з лужним електролітом; ртутно-цинкові, ртутно-індієві і ртутно-кадмієві з лужним електролітом; срібло-цинкові з лужним електролітом; літієві з різними електролітами, зокрема і органічними.

Конструкція всіх елементів і батарей (батарея - це з'єднання декількох елементів) зводиться до двох: циліндричної і прямокутної. Циліндричні конструкції виконують у вигляді низьких (гудзикових), середніх і високих циліндрів, залежно від відношення висоти циліндра до діаметра (0,05 -:- 8,5).

Згідно з рекомендаціями МЕК циліндричні елементи і батареї мають в маркуванні [1,2]:

одну літеру, яка визначає електрохімічну систему (L-алкалітична, S-срібно-цинкова, M або N - ртутно-цинкова та інш.);

літеру R (Ring - коло), яка визначає форму елемента;

число (від 03 до 600), яке умовно визначає розмір елемента.

Прямокутні і квадратні елементи і батареї (зокрема галетного типу) мають в маркуванні:

літеру F (Flat - плоский), яка визначає форму елемента;

літеру, яка визначає електрохімічну систему.

Марганцево-цинкові елементи і батареї (цинк - двоокис марганцю - хлорид амонію і хлорид цинку).

1.Елементи Лекланше - вугільно-цинкові з солевим електролітом (водний розчин хлорида амонію і хлорида цинка). Мають невисокі енергетичні показники, але прості і дешеві. Експлуатуються при температурах від -5 до +50°C.

2.Вугільно-цинкові з водним розчином хлорида цинку. Енергетичні показники в 1,5 раза вищі. Діапазон температур експлуатації від -15 до +70°C.

Алкалітичні елементи і батареї. Електрохімічна система подібна розглянутій раніше, тільки в якості електроліту використовується лужний розчин гідроокису калію. Дозволяють до 50 перерозрядів з віддачею енергії в 3-4 рази меншою ніж у нового елемента. Діапазон температур експлуатації від -25 до +55°C.

Елементи і батареї з **повітряною деполяризацією**. При розряді звичайного марганцево-цинкового елемента утворюється гідроокис марганцю $MnO(OH)$, який може при наявності кисню перетворитись на MnO_2 . Таким чином, участь кисню повітря в катодній реакції збільшує ємність елемента. Ці елементи мають дуже високі енергетичні показники. Діапазон температур від -15 до +50°C.

Ртутно-цинкові елементи і батареї (цинк - окис ртуті - гідрат окису натрію). Мають високі енергетичні показники, але працюють тільки при позитивних температурах 0 - 50°C.

Срібно-цинкові елементи і батареї (цинк - одновалентне срібло - гідрат окису калію або натрію). Показники подібні ртутно-цинковим елементам.

Літійові елементи і батареї з органічним електролітом. Відомо більш десяти електрохімічних систем з напругою від 3,6 до 1,5 В на один елемент. Енергетичні показники суттєво вищі ніж у раніше розглянутих (втричі, ніж у ртутно- і срібно-цинкових за масою і вдвічі за об'ємом). Літійові елементи мають винятково малий струм саморозряду (залишається до 85% ємності після 10 років зберігання).

Взагалі для мініатюрних елементів з ємністю до 0,2 А·год різниця в енергетичних показниках суттєво зменшується і на перше місце виходять ступінь герметичності, струм саморозряду, можливість роботи в широкому діапазоні температур, що робить літійові елементи дуже перспективними в різних пристроях, зокрема в стимуляторах серця і захисті пам'яті комп'ютерів тощо.

Порівняльні параметри елементів різних електрохімічних систем подані в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1

Позначення	Електрохімічна система	ЕРС В	Робоча напруга, В	Питома енергія на одиницю маси, Q_m , Вт·ч/кг	Питома енергія на одиницю об'єму, Q_v Вт·ч/дм
МЦ	Солева вугільно-цинкова (Лекланше)	1,5	1,2	60/1	140/1
МЦ	Солева хлоридно-цинкова	1,5	1,2	85/1,42	180/1,29
А	Алкалітична (лужна марганцево-цинкова)	1,5	1,25	105/1,75	200/1,43
ВД	Лужна вугільно-цинкова з повітряною деполяризацією	1,4	1,2	200/3,33	400/2,85
РЦ	Лужна ртутно-цинкова	1,35	1,25	120/2	400/2,85
СЦ	Лужна срібно-цинкова	1,6	1,5	125/1,08	500/3,57
Л	Органічна марганцево-літійова	3,1	3	125/2,08	500/3,57
Л	Органічна мідно-літійова	1,6	1,5	250/4,17	700/5

Примітка. Після похилої лінії вказана питома енергія, нормована до питомої енергії елемента Лекланше.

6.2.2. Акумулятори

Акумулятори - це ХДС богаторазового використання [4]. В залежності від умов при роботі акумулятор може бути частково до обумовленої межі розрядженим. Для подальшої нормальної роботи акумулятор потрібно зарядити. Розрізняють лужні і кислотні акумулятори. В лужних акумуляторах електролітом є водний розчин їдкого лугу (калію або натрію з доданням літію, чи без додання), в кислотних - водний розчин сірчаної кислоти. За складом активної маси пластин лужні акумулятори поділяють на *срібно-цинкові* (СЦ), *кадмієво-нікелеві* (КН) і *залізо-нікелеві* (ЗН). В кислотних акумуляторах пластини *свинцеві* (С). В акумуляторах, які знаходяться в експлуатації, постійно йдуть замкнені цикли електрохімічних перетворень. З кожним циклом акумулятори старіють і виходять з ладу в кінці кінців. Кількість циклів зарядження-розрядження визначає термін придатності акумулятора.

Принцип дії кислотного акумулятора при зарядженні і розрядженні.

Згідно з теорією подвійної сульфатації Гладстона і Трайба (1882р) і теорією електролітичної дисоціації (розпад молекул на іони під впливом води), при зарядженні і розрядженні свинцевого акумулятора здійснюються такі процеси.

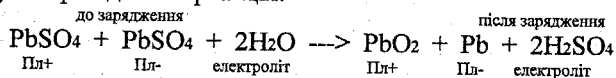
Пластини нового акумулятора - це губчатий свинець Pb, а електроліт - водний розчин сірчаної кислоти $H_2O + H_2SO_4$.

Під впливом води молекули сірчаної кислоти розпадаються на позитивні іони гідрогену $2H^+$ і негативні іони кислотного залишку SO_4^{--} . При цьому розчин залишається нейтральним, бо кількість зарядів позитивних іонів гідрогену дорівнює кількості зарядів кислотного залишку.

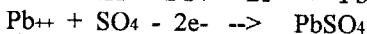
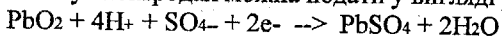
Якщо цей електроліт залити в акумулятор, то почнеться процес з'єднання свинцю з кислотним залишком, тобто активна маса пластин перетворюється на сульфат свинцю $PbSO_4$, а електроліт складається з вільних іонів гідрогену $2H^+$, кислотного залишку SO_4^{--} і сірчаної кислоти H_2SO_4 . Біля пластин знаходиться вода H_2O .

При підключенні акумулятора до зарядного пристрою почнеться переміщення електронів від позитивного полюса ЗП до негативного. Це призводить до надлишку електронів на негативному полюсі ЗП і нестачі електронів на позитивному, внаслідок цього електрони з позитивних пластин акумулятора підуть до позитивного полюса ЗП, а з негативного полюса ЗП до негативних пластин акумулятора. Це призводить до розпаду сульфату свинцю негативних пластин, при цьому електрони з'єднуються з позитивним іоном свинцю Pb^{++} , і утворюють губчастий свинець, який відкладається на негативних пластинах. На позитивних пластинах внаслідок нестачі електронів відбувається окислення сульфату свинцю до двоокису свинцю PbO_2 . Іони кислотного залишку сульфату свинцю SO_4^{--} і гідрогену $4H^+$ утворюють сірчану кислоту біля пластин обох полярностей. Утворення сірчаної кислоти біля пластин замість води веде до збільшення

концентрації електроліту в акумуляторі. Таким чином, при зарядженні акумулятора йде така реакція:



При розрядженні атоми губчастого свинцю негативних пластин віддають по два електрони і з'єднуються з кислотним залишком, відтворюють сульфат свинцю. Двоокис свинцю позитивних пластин перетворюється на позитивний іон свинцю (чотиризарядний), приєднуючи ці два електрони, стає двозарядним позитивним іоном, який, з'єднуючись з іоном кислотного залишку, також відтворює сульфат свинцю. Замість сірчаної кислоти біля пластин утворюється вода. Процеси на позитивному і негативному електродах можна подати у вигляді рівнянь:



Таким чином, після розрядження речовини акумулятора повернулися в початковий стан.

Порівняльні характеристики акумуляторів за питомою енергією (Вт·г/кг) при різній температурі наведені в табл. 6.2.

Таблиця 6.2

Акумулятор	+ 20°C	0°C	- 20°C	- 40°C
Свинцево-кислотні	36	29	18	8
КН (ламельні)	20	16	11	5
(безламельні)	38	33	26	19
ЖН	18	13	9	—
СЦ	90	75	35	6

Зміна напруги в залежності від ступеня розрядження (% від номіналу) акумуляторів наведені в табл. 6.3.

Таблиця 6.3

Акумулятор	20%	40%	60%	80%	100%
Свинцево-кислотні	3	4,5	5	7	12
КН(безламельні)	8	12	14	15	20
СЦ при зарядженні					
струмом:					
постійним	4	16	16	17	20
асиметричним змінним	6	6	6	7	10

Відносна ціна 1 Вт·год енергії акумуляторів наведена в табл. 6.4.

Таблиця 6.4

Акумулятор	відносна ціна
Свинцево-кислотні	1
КН (ламельні)	3
(безламельні)	13
ЖН	2
СЦ	15

Порівняльні експлуатаційні характеристики акумуляторів приведені в табл. 6.5.

Таблиця 6.5

Акумулятор	Кількість циклів	Саморозряд, 1міс, при 20°C, %	Строк зберігання без електроліта, років	Строк зберігання з електролітом, років	Вплив на апаратуру і обслуговуючий персонал.
Свинцево-кислотні	60-300	20-30	3-5	< 2 міс.*	Найбільш шкідливі
КН					
ламельні	> 1000	15-20	>5	>2	Менш шкідливі
б/ламельні	200-400	15-20	>5	>2	--
ЖН	>1000	40-60	>5	>2	--
СЦ	50-100	5-15	>5	6-9 міс.	Найменш шкідливі

* Без тренувальних циклів.

6.3. Твердотільні електрохімічні перетворювачі теплоти

Ще античними філософами висловлювалась думка про те, що теплота – це рух дрібних частин матерії. У другій половині 19-го століття ця думка була оформлена в теорію, яка отримала назву молекулярно-кінетична. Головним автором цієї теорії був Людвіг Больцман. В той час електрон ще не був відкритий, планетарної моделі атома теж не існувало, теорії електромагнітного поля не було. З цих причин ніякі електричні явища в молекулярно-кінетичній теорії враховані не були. Всю енергію, яка є в речовині, автори вважали механічною.

В 1939 році в Канаду з Греції емігрував фізик Герхард Герцберг, який займався вимірюванням всіх форм енергії, які діють в речовині, з допомогою спектрографів. З'ясувалося, що енергія коливального і крутильного руху молекул дуже мала, близько 2%. Решта 98% – це енергія електронної оболонки, тобто енергія електрична. Свої досліді Герцберг опублікував в 1949 році. В 1971 році йому за ці вимірювання була присуджена Нобелівська премія.

Якщо вважати теплоту рухом молекул, то простір для винаходів дуже малий. Тут окрім парового котла і турбіни нічого не придумаєш.

Якщо теплоту вважати хаотичною височастотною електроенергією, то простір для винаходів дуже широкий. Перетворити хаотичну електроенергію в постійний струм можна багатьма способами. Японці уже їздять по своєму Токіо на автомобілях з паливними елементами. Паливний елемент відрізняється від батареї разового використання тим, що після використання корпус батареї викидається

разом з відпрацьованими реагентами, а в паливному елементі викидаються тільки відпрацьовані реагенти, наприклад вода чи вуглекислий газ.

Коефіцієнт перетворення η теплоти в електрику у паливного елемента в декілька разів більший, ніж у бензинового двигуна. Теоретично η може бути більше 100%, якщо в результаті процесу відбулось зростання ентропії. Ентропія – це вимірювання хаотичності системи. Речовина намагається перейти від упорядкованого стану до хаотичного і під час такого переходу може виконати деяку корисну роботу. Отже, за рахунок зростання ентропії і отримується ККД більше 100%. Якщо паливо до реакції було твердим тілом або рідиною, а після реакції стало газом, то, відповідно до теорії паливного елемента, ентропія палива зросла і ККД повинен бути більше 100%.

Від паливного елемента твердотільний електрохімічний перетворювач теплоти в електроенергію (ТЕХП) відрізняється тим, що відпрацьовані реагенти в ньому не викидаються, а розкладаються на початкові речовини і знову використовуються[14]. Процес може повторюватися безмежно довго. Розклад відбувається за рахунок контактної різниці потенціалів, яка виникає в ТЕХП за рахунок природних сил і не вимагає ніяких на це затрат. Оскільки всі процеси у ТЕХП оборотні, то ентропія системи не зростає і ККД ТЕХП дорівнює 100%. Необхідною умовою для розкладу відпрацьованих речовин є наявність в їх молекулах іонних зв'язків. Речовини з ковалентними зв'язками таким способом не розкладаються. Речовин з іонними зв'язками є сотні, тому і варіантів ТЕХП може бути така ж кількість.

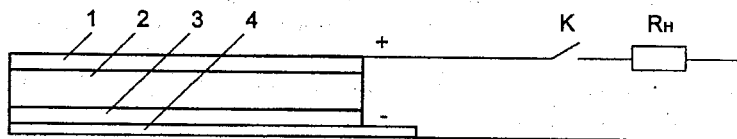
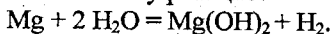


Рис. 6.2

ТЕХП (рис. 6.2) складається з графітового листа (1) товщиною 0,1 – 0,2 мм, шару активного вугілля – порошку (2) товщиною 0,1 – 0,5 мм, шару шестиводного хлористого магнію $MgCl_2 \cdot 6H_2O$ (3) товщиною 0,02 – 0,05 мм та магнієвого листа (4) товщиною 0,1 – 0,5 мм.

Поки ТЕХП новий, він працює як звичайне первинне джерело струму. Активними реагентами в цей час є вода і магній. Коли ключ К замкнений, - кристалічна вода відривається від кристалів $MgCl_2 \cdot 6H_2O$ і рухається до металевого магнію. Досягнувши магнієвої пластини, вона вступає з магнієм у реакцію:



Водень поглинається активним вугіллям.

Плівка шестиводного хлористого магнію дуже тонка, і вода швидко витрачається. Коли води вже немає, струм через резистор навантаження R_n

повинен припинитись, проте він лише зменшується у кілька разів. Цей струм виникає за рахунок зворотних хімічних реакцій і залежить від площі магнієвого електрода й температури.

Досліди у термостаті показали, що за сталої температури (80°C) і постійного опору навантаження R_H густина струму залишається стабільною і складає $0,50 \text{ мкА/см}^2$. Підвищення температури до 150°C спричиняє зростання струму до 10 мкА/см^2 , але поступово ця величина зменшується до нуля. Здатність генерувати струм відновиться, якщо ЕХП охолодити до кімнатної температури, відімкнути R_H і залишити його у такому стані на кілька діб.

Напруга, яку генерує ТЕХП, дорівнює $1,6 - 1,8 \text{ В}$.

Струм у ТЕХП відносно невеликий, але досліди свідчать, що велика частина струму утікає через паразитні опори. Це явище виникає через дефекти плівки $\text{Mg}(\text{OH})_2$, отже вона не повинна мати прогалин і сторонніх включень. Таким чином, ефективність ЕХП можна значно підвищити за рахунок удосконалення технології.

Оборотність процесів у ТЕХП забезпечує невичерпний ресурс дії. Питому потужність такого перетворювача можна збільшити шляхом удосконалення конструкції і технології. В цьому напрямку є дуже великі резерви. Якщо їх вдасться використати, - ТЕХП стане ефективним джерелом "зеленої" енергії.

ТЕХП працює при кімнатній або підвищеній температурі в ізобарно-ізоtermічному режимі від одного температурного джерела. Особливістю перетворювача є різка залежність його параметрів від температури: з підвищенням температури питома потужність ТЕХП різко зростає. Коли перетворювач охолоджується до попередньої температури, то виробляє електричний струм за рахунок вільної енергії Гіббса, яка міститься у кожній речовині, нагрітої до температури, вищої за абсолютний нуль, і в ньому зберігається залишковий заряд. У зв'язку з такими особливостями ТЕХП науково-дослідні роботи за цією темою доцільно проводити у двох напрямках:

- застосування ТЕХП як джерела живлення для радіоапаратури, що працює при кімнатній температурі та нижчій від кімнатної температури;
- застосування ТЕХП при підвищених температурах для виробництва електроенергії.

ТЕХП – це принципово нове джерело струму, яке виникло на стику хімії і напівпровідникової техніки. Це джерело струму майбутнього часу.

Контрольні запитання та завдання

1. Які є види електромагнітних компонентів?
2. Що таке коерцитивна сила?
3. До чого приводять втрати в магнітопроводі при перемагнічуванні?
4. Які матеріали використовують у якості магнітопроводів?

5. Які електроізоляційні матеріали найбільш термостійкі?
6. За якими ознаками розділяють обмоткові проводи?
7. На які групи поділяють хімічні джерела струму?
8. Назвіть параметри гальванічних елементів і акумуляторів?
9. Які електроліти використовують у гальванічних елементах?
10. Які акумулятори найбільш шкідливі?
11. Що таке твердотільні електрохімічні перетворювачі теплоти?

Література

1. Бахметьев А. А. Маркировка электронных компонентов. – М.: «Додэка», 1999
2. Варламов В.Г., Варламов В.Р. Малогабаритные источники тока: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988
3. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники: Учебник. – 4-е изд-е, перераб. и доп. – К.: Вища школа, 1989
4. Деордиев С.С. Аккумуляторы и уход за ними. – К.: Техніка, 1985
5. Жеребцов И.П. Основы электроники. – 4-е изд-е, перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отд-е, 1990
6. Епифанов Г.И. Физические основы микроэлектроники. – М.: Советское радио, 1971
7. Ефимов И. Е., Козырь И. Я., Горбунов Ю. И. Микроэлектроника : Учеб.пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1987
8. Кожем'яко В.П., Павлов С.В., Готра З.Ю. Схемотехніка сучасного приладобудування. Ч.2. Оптичні сенсори. – Вінниця: ВДТУ, 2003
9. Колесницький О.К., Дорощенко Г.Д., Тужанський С.Є. Радіокомпоненти: Лабораторний практикум. – Вінниця: ВНТУ, 2005
10. Партала О. Н. Радиокомпоненты и материалы: Справочник. – К.: Радиоаматор, М.: КУБК-а, 1998
11. Полупроводниковые приборы: Транзисторы: Справочник / Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985
12. Скаржепа В. А., Луценко А. Н. Электроника и микросхемотехника: Учебник: В 2ч. – К.: Вища школа, 1989. – Ч. 1.
13. Справочная книга радиолюбителя-конструктора/ А.А.Бокуняев и др.; Под ред. А.И.Чистякова - М.: Радио и связь, 1990. - (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1147).
14. Твердотільний електрохімічний перетворювач теплоти в електроенергію/Д. К. Олійник- Львів, Електроінформ, 2003, № 4
15. Электронные приборы: Учебник для вузов/ В.Н. Дулин и др.; Под редакцией Г.Г.Шипкина, - 4 - е изд-е перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1989

Навчальне видання

Геннадій Дмитрович Дорощенко
Олег Костянтинівич Колесницький
Станіслав Євгенович Тужанський

Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено Г.Д.Дорощенковим

Редактор В.О.Дружиніна
Коректор З.В.Поліщук

Навчально-методичний відділ ВНТУ
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку 18.06.06р. Гарнітура Times New Roman
Формат 29,7х421/4 Папір офсетний
Друк різнографічний Ум. друк. арк. 8.02
Тираж 75 прим.
Зам. № 2006-127

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ