

Міністерство освіти і науки України  
Чернівецький національний університет  
імені Юрія Федьковича

# **ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА** **(частина 1)**

*Навчальний посібник*

Укладачі: Г.О. Андрушак, І.П. Козярський, Е.В. Майструк



Чернівці

Чернівецький національний університет  
імені Юрія Федьковича

2021

УДК 621.38(075.8)  
П 810

Друкується за ухвалою вченої ради  
Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича  
(протокол № 3 від 01.03.2021 р.)

**Рецензенти:**

**Федів В.І.** докт. фіз.-мат. наук, проф. (завідувач кафедри біологічної фізики та медичної інформатики Буковинського державного медичного університету)

**Катеринчук В.М.** докт. фіз.-мат. наук, старший науковий співробітник (вчитель фізики Товтрівської ЗОШ І-ІІІ ст.)

**Маханець О.В.** докт. фіз.-мат. наук, проф. (професор кафедри теоретичної фізики та комп'ютерного моделювання Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича)

**П 810 Промислова електроніка:** навч. посібник / укл. :  
Г.О. Андрушак, І.П. Козярський, Е.В. Майструк. – Чернівці:  
Чернівец. нац. ун-т ім. Ю. Федьковича, 2021. 120 с.

Навчальний посібник містить принцип дії, характеристики, параметри та області застосування електронних напівпровідникових пристроїв; будову та роботу пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів напруги змінного та постійного струмів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на основі дискретних елементів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: вентильних ведених мережею та автономних перетворювачів.

Для студентів спеціальностей «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», а також для студентів інших спеціальностей фізико-технічного профілю вищих навчальних закладів.

УДК 621.38 (075.8)

© Чернівецький національний університет  
імені Юрія Федьковича, 2021

## ЗМІСТ

|                                                                                            |            |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>ВСТУП.....</b>                                                                          | <b>4</b>   |
| <b>1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ .....</b>                                                  | <b>6</b>   |
| 1.1. Напівпровідники та їх властивості .....                                               | 6          |
| 1.2. Напівпровідникові діоди .....                                                         | 13         |
| 1.2.1. Електронно-дірковий перехід .....                                                   | 13         |
| 1.2.2. Пряме ввімкнення р–п-переходу.....                                                  | 16         |
| 1.2.3. Зворотне ввімкнення р–п-переходу .....                                              | 17         |
| 1.2.4. Вольт-амперна характеристика р–п-переходу .....                                     | 18         |
| 1.2.5. Бар'єрна ємність р–п-переходу .....                                                 | 19         |
| 1.2.6. Пробій р–п-переходу .....                                                           | 21         |
| 1.2.7. Різновиди діодів .....                                                              | 22         |
| 1.3. Транзистори .....                                                                     | 37         |
| 1.3.1. Біполярні транзистори .....                                                         | 37         |
| 1.3.2. Статичні характеристики біполярного транзистора.....                                | 47         |
| 1.3.3. Н-параметри біполярних транзисторів .....                                           | 50         |
| 1.3.4. Польові транзистори .....                                                           | 58         |
| 1.4. Тиристори .....                                                                       | 67         |
| 1.4.1. Принцип роботи тиристорів та їх різновиди.....                                      | 67         |
| 1.4.2. Технологія виготовлення та конструкції тиристорів.....                              | 76         |
| 1.4.3. Параметри і характеристики силових<br>напівпровідникових приладів (тиристорів)..... | 80         |
| 1.5. Комбіновані транзистори .....                                                         | 85         |
| 1.5.1. Принцип роботи IGBT .....                                                           | 85         |
| 1.5.2. Параметри і характеристики IGBT .....                                               | 88         |
| Контрольні завдання.....                                                                   | 92         |
| <b>2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ВИПРЯМЛЯЧІ .....</b>                                               | <b>93</b>  |
| 2.1. Загальна структура випрямлячів.....                                                   | 93         |
| 2.2. Однонапівперіодний однофазний випростовувач .....                                     | 94         |
| 2.3. Двоперіодні випрямлячі .....                                                          | 97         |
| 2.4. Трифазні випрямлячі.....                                                              | 100        |
| 2.5. Керовані випрямлячі .....                                                             | 110        |
| 2.6. Згладжуючі фільтри .....                                                              | 113        |
| 2.7. Випрямлячі на МДН-транзисторах.....                                                   | 115        |
| Контрольні завдання.....                                                                   | 117        |
| <b>СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ .....</b>                                              | <b>119</b> |

## ВСТУП

Електроніка вивчає взаємодію електронів з електромагнітними полями та розробляє методи за якими створюються електронні прилади та пристрої, які використовуються для обробки, передачі та зберігання інформації.

Електронні прилади дозволяють здійснювати підсилення, випрямлення, генерацію незатухаючих коливань, зміну частот та інші активні процеси, що відбуваються за рахунок керованого розподілу потужності зовнішнього джерела живлення.

Електронні прилади можна класифікувати за призначенням, фізичними властивостями, електричними параметрами, конструктивно-технологічними ознаками, за робочим середовищем.

Електронні прилади поділяються на електроперетворювальні, світлові, фотоелектричні, термоелектричні, акустоелектричні, механоелектричні в залежності від форми і виду сигналів і способу обробки інформації.

Електроперетворювальні прилади використовуються для перетворення електричних сигналів (підсилення, генерування, детектування тощо). В електросвітлових приладах електричні сигнали перетворюються на оптичні; а у фото- і термоелектричних приладах оптичні та теплові сигнали перетворюються на електричні; акустичні сигнали в акустоелектронних приладах – на електричні й навпаки; механоелектричні прилади перетворюють механічний сигнал на електричний.

До електроперетворювальних приладів, які являють собою найбільшу групу електронних приладів, належать різні типи напівпровідникових діодів, біполярні та польові транзистори, тиристори; високовакуумні лампи (діоди, тріоди, тетроди, пентоди тощо); газорозрядні прилади (стабілітрони, газотрони, тиратрони, індикаторні панелі тощо).

До електросвітлових приладів належать: світлодіоди, люмінесцентні індикатори, лазери, електронно-променеві трубки, фотодіоди, фототранзистори, фототиристори, сонячні батареї, терморезистори, акустоелектричні підсилювачі, генератори, фільтри, лінії затримки тощо.

У сучасній радіоелектронній апаратурі в якості електронних приладів переважно застосовують твердотілі напівпровід-

никові дискретні компоненти, а також інтегральні мікросхеми. Діоди, біполярні та польові транзистори, тиристори, оптоелектронні, термо-, магнето-, акусто- та механоелектричні прилади – це дискретні напівпровідникові прилади. Інтегральні мікросхеми – це функціонально закінчені вузли, які дозволяють виконувати різні електроперетворювальні операції керуванням потужністю, яка подається від зовнішнього джерела живлення в навантаження.

Переваги напівпровідникових приладів перед електровакуумними – мала маса і малі розміри; висока надійність та термін експлуатації; більша механічна міцність; високий коефіцієнт корисної дії; робота при низьких напругах живлення; менша вартість.

Напівпровідникові прилади також володіють і недоліками, а саме: параметри і характеристики знаходяться в широкому діапазоні; залежність параметрів від температури; невисокий вхідний опір, нестійкість до іонізуючого випромінювання; власні шуми більші ніж в електронних лампах.

# 1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

## 1.1. Напівпровідники та їх властивості

Напівпровідники завдяки своїм властивостям займають особливе проміжне місце між провідниками й діелектриками. Ряд характеристик напівпровідників визначає їх широке застосування в сучасних приладах. Технологія виробництва напівпровідникових приладів розвивається досить швидкими темпами. Створюються напівпровідникові прилади з поліпшеними характеристиками, у тому числі які базуються на нових фізичних принципах.

Безліч елементів і неорганічних сполук і речовин можна віднести до напівпровідників – це хімічні елементи, такі як кремній, германій, індій, фосфор та ін., оксиди, сульфід, селенід й телуриди, деякі сплави і ряд мінералів. Дуже перспективними є напівпровідники на основі карбиду кремнію і арсеніду галію.

Напівпровідники бувають кристалічні, аморфні й рідкі.

До напівпровідників відносять речовини, які знаходяться за питомою електричною провідністю між металами й діелектриками. При кімнатній температурі питома електрична провідність напівпровідників становить від  $10^{-8}$ - $10^5$  См/м (для металів –  $10^6$ ... $10^8$  См/м, для діелектриків –  $10^{-8}$ ... $10^{-13}$  См/м). У напівпровідниковій техніці зазвичай використовують тільки кристалічні напівпровідники (монокристали з домішками не більше одного атома домішки на  $10^{10}$  атомів основної речовини).

Основна відмінність напівпровідників від металів – це зростання питомої електричної провідності при підвищенні температури. У металів питома електрична провідність із збільшенням температури зменшується.

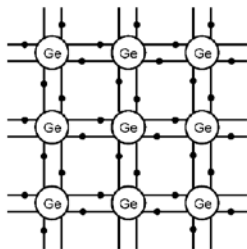


Рис.1.1. Зв'язки в кристалічній гратці германію

Важливою перевагою при конструюванні приладів є значна залежність електропровідності напівпровідників від зовнішніх впливів: нагрівання, опромінення, електричного й магнітного полів, тиску, прискорення, а також від вмісту незначної кількості домішок.

Властивості напівпровідників добре пояснюються за допомогою зонної теорії твердого тіла. Відповідно до цієї теорії атоми речовин складаються з ядра і електронів, що рухаються по замкненій орбіті навколо ядра. Електрони в атомі групуються в оболонки. В основних напівпровідникових матеріалів, використовуваних для створення напівпровідникових приладів, - кремнію і германію, кристалічна ґратка тетраедрична. Кожен валентний електрон, тобто електрон, що знаходиться на зовнішній, незаповненій оболонці атома, у кристалі належить не тільки своєму, але й ядру сусіднього атома. Усі атоми в кристалічній ґратці розташовані на однаковій відстані один від одного і пов'язані ковалентними зв'язками (ковалентним називають зв'язок між парою валентних електронів двох атомів – на рис. 1.1 для германію він показаний двома лініями). Ці зв'язки міцні, і щоб їх розірвати, потрібно докласти енергію ззовні.

Оскільки енергія електрона  $W$  дискретна, електрон може рухатися тільки по тій орбіті, яка відповідає його енергії. Енергетичні рівні, які можуть займати електрони, відображені на діаграмі (рис. 1.2). Чим більш віддалена орбіта від ядра, тим більше енергія електрона і тим більше високий його енергетичний рівень (I, II, III на рис. 1.2, а). Усі енергетичні рівні розділені так званими забороненими зонами  $\Delta W$ , які відповідають забороненій енергії для електронів. В енергетичній зоні число дозволених рівнів дорівнює числу атомів у кристалі. Ширина дозволених зон зазвичай дорівнює кільком електронвольтам. Дозволені зони, в яких електрони відсутні, називаються вільними (I на рис. 1.2).

Вільна зона, в якій при температурі, що дорівнює нулю, електронів немає, а при більш високій температурі вони можуть у ній перебувати, називають *зоною провідності*. Поділ твердих тіл на метали, напівпровідники й діелектрики базується на ширині забороненої зони між валентною зоною (I, II) і зоною провідності, а також на ступені заповнення дозволених енерге-

тичних зон (рис. 1.2, б, де показані відповідно енергетичні рівні в металах, напівпровідниках і діелектриках).

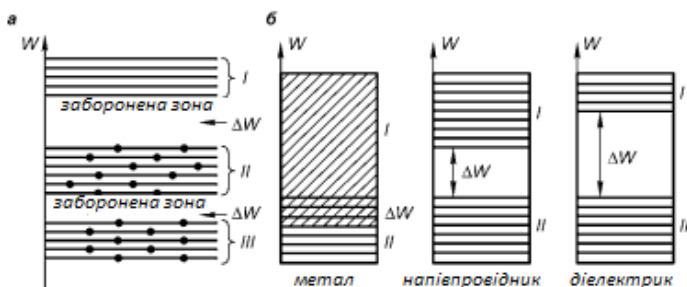


Рис.1.1. Енергетичні рівні

а – зони енергетичних рівнів; б – енергетичні рівні відповідно в металу, напівпровіднику і діелектрику

Ширина забороненої зони  $\Delta W$  визначає енергію активації власної електропровідності. Для металів вона дорівнює нулю, для напівпровідників – менше  $2eV$ , а для діелектриків – більше  $2eV$ .

Для того, щоб речовина володіла електропровідністю, вона повинна містити вільні носії заряду. У напівпровідниках носіями заряду є електрони й дірки. Носіями заряду в металах є електрони.

При температурі, що дорівнює нулю, у напівпровіднику без домішок вільних носіїв заряду немає. Рівні при зовнішньому впливі, наприклад із підвищенням температури, частина ковалентних зв'язків може бути розірвана і валентні електрони, ставши вільними, можуть залишити свій атом. Втрата електрона перетворює атом у позитивний іон. У зв'язках на тому місці, де раніше був електрон, з'являється вільне (вакантне) місце – *дірка*.

*Заряд дірки позитивний і за абсолютним значенням дорівнює заряду електрона.* Вільне місце (дірку) може заповнити валентний електрон сусіднього атома, на місці якого в ковалентному зв'язку утворюється нове вільне місце (дірка), і т.д. Таким чином, одночасно з переміщенням валентних електронів будуть переміщатися і дірки. При цьому звільнення електрона від атома призводить до іонізації, а подальше переміщення дірки означає почергову іонізацію атомів, жорстко закріплених у кристалічній ґратці.



Якщо електричне поле відсутнє, електрони провідності здійснюють хаотичний тепловий рух. Якщо напівпровідник помістити в зовнішнє електричне поле, то електрони й дірки, продовжуючи брати участь у хаотичному тепловому русі, почнуть переміщатися (дрейфувати) під дією поля, що і створює електричний струм. При цьому електрони переміщуються проти напрямку електричного поля, а дірки – по напрямком поля. Електропровідність напівпровідника без домішок, що виникає за рахунок порушення ковалентних зв'язків, *називають власною електропровідністю*.

Дотримуючись зонної теорії, усі енергетичні рівні валентної зони при температурі, що дорівнює нулю, зайняті електронами. Якщо електронам надати ззовні енергію, яка перевищує енергію активації  $\Delta W$ , то частина валентних електронів перейде в зону провідності. Внаслідок виходу електронів із валентної зони в ній утворюються дірки, число яких відповідно дорівнює числу утворених електронів (рис. 1.3, 1). Отже, у валентній зоні переміщення електронів (*електронна провідність або n-провідність*) викликає переміщення у протилежному напрямку дірок (*діркова провідність або p-провідність*). Хоча у валентній зоні переміщуються електрони, зазвичай зручніше розглядати рух дірок. Утворені електронно-діркові пари можуть зникнути, якщо дірка заповнюється електроном. У цьому випадку електрон стане невилітним і втратить можливість переміщатися, а надлишковий позитивний заряд іона атома виявиться нейтралізованим. При цьому одночасно зникають і дірка, і електрон. Процес з'єднання електрона і дірки називають рекомбінацією (рис. 1.3, 2).

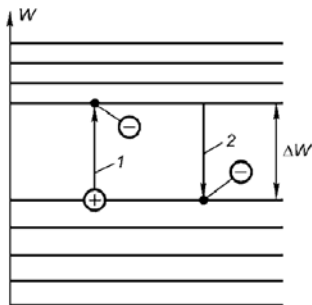


Рис. 1.3. Генерація носіїв заряду

Рекомбінацію відповідно до зонної теорії можна розглядати як перехід електронів і зони провідності на вільні місця у валентну зону. Перехід електронів із більш високого енергетичного рівня на більш низький рівень супроводжується вивільненням енергії, яка або випромінюється у вигляді квантів світла (фотонів), або передається кристалічній ґратці у вигляді теплових коливань (фононів).

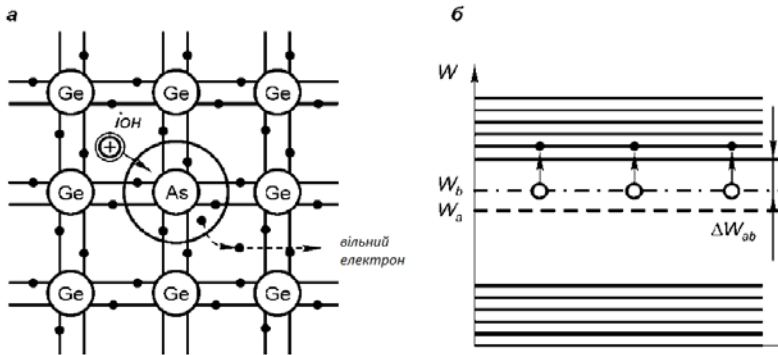


Рис.1.4. Структура напівпровідника із домішкою  
а – кристалічна ґратка із домішкою п’ятивалентного миш’яку;  
б – енергетична діаграма

Середній час існування пари носіїв заряду називають часом життя носіїв заряду. Середню відстань, яку проходить носій заряду за час життя, називають *дифузійною довжиною носія заряду* ( $L_p$  - для дірок,  $L_n$  - для електронів). При постійній температурі (і при відсутності інших зовнішніх впливів) кристал перебуває в стані рівноваги: число генерованих пар носіїв заряду дорівнює числу рекомбінованих пар. Число носіїв заряду в одиниці об’єму, тобто їх концентрація, визначає значення питомої електричної провідності. Для напівпровідника без домішки концентрація електронів  $n_i$  дорівнює концентрації дірок  $p_i$ .

Напівпровідники, що володіють поряд зі своєю власною електропровідністю ще й *домішковою електропровідністю*, називають напівпровідниками, що містять домішки. Домішкова електропровідність може бути електронною або дірковою. Якщо в чистий германій (чотиривалентний елемент) вводиться до-

мішка п'ятивалентного елемента, наприклад миш'яку (або сурми, фосфору) (рис. 17.4, а), то атом миш'яку зв'язується в кристалічній ґратці германію ковалентними зв'язками з атомами германію. Але у зв'язку можуть брати участь тільки чотири валентних електрони миш'яку, а п'ятий електрон буде вільним. Отже, така домішка збільшує електронну провідність (п-провідність). Таким чином, у вузлі кристалічної ґратки з'являється позитивно заряджений іон домішки, а в кристалі – вільний електрон. Домішки, атоми яких віддають вільні електрони, називають *донорними* (донорами).

У забороненій зоні поблизу зони провідності утворюється дозволений донорний енергетичний рівень, на якому при температурі, близькій до нуля, розташовуються вільні електрони. Для перенесення електрона з домішкового рівня в зону провідності потрібно менше енергії (рис. 1.4 б), ніж для перенесення електрона з валентної зони. Енергію, витрачену електроном на подолання відстані від донорного рівня до зони провідності, називають *енергією іонізації* (активації) донорів  $\Delta W_{\text{аб}}$ .

Внесення в напівпровідник донорної домішки суттєво збільшує концентрацію вільних електронів, а концентрація дірок залишається такою ж, якою вона була у власному напівпровіднику. У такому домішковому напівпровіднику електропровідність зумовлена в основному електронами, тому електрони є *основними носіями заряду* (їх концентрація висока), а дірки – *неосновними носіями заряду*.

Якщо в германій ввести домішку тривалентного елемента (наприклад індію), то для утворення ковалентного зв'язку з германієм індію не вистачить одного електрона – один зв'язок залишиться незаповненим. При незначному підвищенні температури в незаповнену валентну зону може перейти електрон сусіднього атома германію, залишивши на своєму місці дірку (рис. 1.5, а), яка може бути також заповнена електроном і т. д. Таким чином, дірка ніби рухається в напівпровіднику. Домішковий атом індію перетворюється на негативний іон.

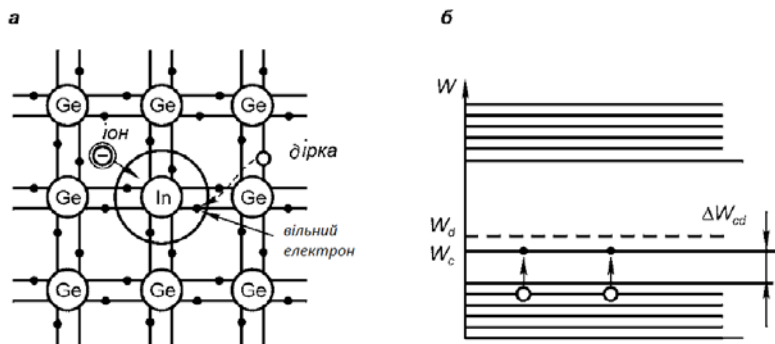


Рис.1.5. Структура напівпровідника із домішкою  
а – кристалічна ґратка із домішкою тривалентного індію;  
б – енергетична діаграма

Домішки, атоми яких здатні при збудженні прийняти валентні електрони сусідніх атомів, створивши в них дірку, називають акцепторними. На діаграмі енергетичних зон напівпровідника з акцепторною домішкою (рис. 1.5, б) у забороненій зоні поблизу валентної зони створюється домішковий енергетичний рівень (акцепторний). При температурах, близьких до нуля, цей рівень вільний, а при підвищенні температури він може бути зайнятий електроном валентної зони, в якій після того як електрон залишить її, утворюється дірка. Відстань від стелі валентної зони до акцепторного рівня називають енергією іонізації акцепторів  $\Delta W_{cd}$ . Впровадження в напівпровідник акцепторної домішки істотно збільшує концентрацію дірок, а концентрація електронів залишається такою ж, якою вона була у власному напівпровіднику. У цьому домішковому напівпровіднику електропровідність зумовлена в основному дірками, її називають *дірковою*, а напівпровідники – напівпровідниками р-типу. Дірки для напівпровідника р-типу – основні носії заряду, а електрони – неосновні.

Таким чином, носії заряду, що визначають тип провідності в домішковому напівпровіднику, називають основними (дірки в р-напівпровіднику і електрони в n-напівпровіднику), а носії заряду протилежного знака – неосновними.

## 1.2. Напівпровідникові діоди

### 1.2.1. Електронно-дірковий перехід

Створену всередині монокристала напівпровідника на межі поділу двох середовищ з різним типом домішкової електропровідності (р- і n- типу) "область" називають електронно-дірковим переходом або р-n-переходом, а прилад з одним р-n – переходом – напівпровідниковим діодом або вентилем. Такі переходи виготовляють спеціальними технологічними прийомами шляхом внесення домішки певного типу (наприклад, n-типу) у напівпровідник із незначною кількістю домішки протилежного типу (р-типу). Властивості р-n – переходу покладені в основу принципу дії переважної кількості напівпровідникових приладів.

Якщо прийняти, що р-n – перехід утворений у результаті зіткнення контакту двох напівпровідників р- і n-типів і концентрації електронів в області n-типу і дірок в області р-типу однакової, то при кімнатній температурі практично всі атоми домішок напівпровідника іонізовані. У цьому випадку в напівпровіднику р-типу концентрація негативних іонів акцепторів  $N_a$  дорівнює концентрації вільних дірок  $p_p$ , а в області n-типу концентрація позитивних іонів донорів  $N_d$  дорівнює концентрації вільних електронів  $n_n$ . Крім того, у кожній області є невелика кількість неосновних носіїв.

При створенні р-n – переходу рівність між кількістю іонів і вільних носіїв заряду порушується. Оскільки між областями р- і n- типів існує значна різниця в концентрації дірок і електронів, відбувається дифузія дірок в область n-типу і електронів - в область р-типу. Як тільки дірка залишає область р-типу, у цій області поблизу межі поділу утворюється некомпенсований негативний заряд іона акцепторної домішки, а коли електрон залишає область n-типу в ній утворюється некомпенсований позитивний заряд іона донорної домішки (рис. 1.6, а: маленькі кружечки – вільні заряди; великі кружечки – іони).

Некомпенсовані заряди утворюються також і внаслідок того, що частина електронів і дірок, що потрапили в суміжну область, рекомбінує, порушуючи тим самим рівновагу концентрації між вільними носіями заряду і нерухомими іонами домішки. У

результаті поблизу межі поділу областей утворюється *подвійний об'ємний шар просторових зарядів*, який і називають *p-n-переходом*. Цей шар збіднений основними (рухомими) носіями заряду в обох частинах, тому його питомий опір великий порівняно з областями p- і n-типів. Часто цей шар називають *запірний*. Однак треба відзначити, що концентрація рухомих носіїв в *p-n-переході* змінюється плавно проте. Істотно збіднений рухомими носіями заряду тільки середній шар переходу, де їх концентрація кілька порядків менша, ніж в областях p- і n-типів. Тому збіднений або замикаючий шар вже *p-n-переходу*.

Об'ємні заряди по обидві сторони межі поділу напівпровідників мають різні знаки і створюють електричне поле  $p - n$ -переходу. Це поле напруженістю  $E$  напрямлено від позитивно зарядженого шару до негативно зарядженого шару, тобто від області n-типу до області p-типу, що мають однакові розміри  $l_p$  і  $l_n$  (рис. 1.6, а). У цьому випадку електричне поле є гальмуючим для основних носіїв і перешкоджає подальшому дифузійному переміщенню основних носіїв через  $p - n$ -перехід, прагнучи повернути дірки в область p, а електрони – в область n.

На рис. 1.6, б зображено зміну напруженості поля  $E$  і його потенціалу вздовж осі  $x$ , перпендикулярно площині  $p - n$ -переходу. При цьому нульовий потенціал буде на межі поділу областей, що виникає в  $p - n$ -переході, потенційний бар'єр дорівнює різниці потенціалів  $\Delta\varphi_k$ , яку називають *висотою потенційного бар'єра*:

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta W}{q}, \quad (1.1)$$

де  $\Delta W$  – мінімальна енергія, додатково надана електрону або дірці для переходу в суміжну область;  $q$  – заряд електрона.

На висоту потенційного бар'єра впливає концентрація домішок (зі збільшенням концентрації збільшується і потенційний бар'єр). У граничному випадку енергія  $\Delta W$  досягає ширини забороненої зони. У германію потенційний бар'єр дорівнює 0,3...0,4 В, у кремнію – 0,7...0,8 В.

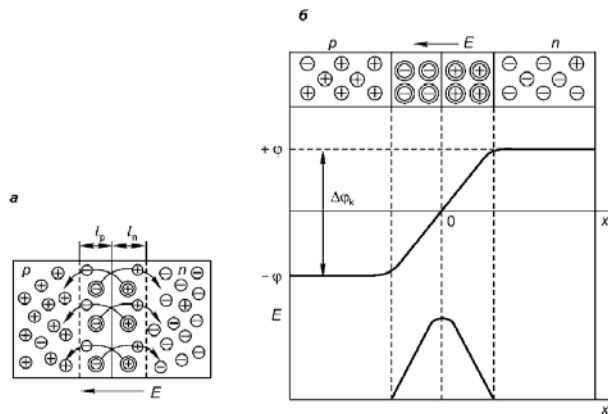


Рис.1.6. Електронно-дірковий перехід  
а – р – n-перехід;  
б – зміна потенціалу в напрямку перпендикулярному до площини р-n – переходу

При переміщенні основних носіїв заряду через р-n-перехід в суміжні області проти поля р – n-переходу виникає дифузійний струм:

$$I_{\text{диф}} = I_{pp} + I_{nn}, \quad (1.2)$$

де  $I_{pp}$  і  $I_{nn}$  – струми, утворені відповідно дірками області р і електронами області n. З переміщенням основних носіїв заряду починається переміщення неосновних носіїв – дірок  $p_p$  області та електронів  $n_n$  області р. При цьому переміщення відбувається в напрямку поля р – n-переходу, який для них є прискорючим. Потік неосновних носіїв є *дрейфовим струмом або струмом провідності*:

$$I = I_{pn} + I_{np}, \quad (1.3)$$

де  $I_{pn}$  і  $I_{nn}$  – струми, утворені відповідно дірками n-області та електронами р-області.

При відсутності зовнішнього поля встановлюється динамічна рівновага між потоками основних і неосновних носіїв заряду і дифузійний і дрейфовий струми є однаковими за абсолютним значенням.

### 1.2.2. Пряме ввімкнення р – п- переходу

Прямим ввімкненням джерела напруги до діода називають під'єднання, при якому плюс подається до області р-типу, а мінус – до області п-типу (див. рис. 1.7). Протилежне ввімкнення називають зворотним. При цьому електричне поле джерела напруги напруженістю  $E_{дж}$ , направлено назустріч контактному полю напруженістю  $E$ . Отже, напруженість результуючого електричного поля буде дорівнювати  $E_p = E - E_u$ .

Зменшення напруженості електричного поля в р – п-переході при прямому ввімкненні викличе зниження висоти потенційного бар'єра на значення прямого напруги  $U$  джерела живлення (рис. 17.7, а) Це призводить до збільшення кількості основних носіїв заряду через потенційний бар'єр і, відповідно, до зростання дифузійного струму і зменшення зустрічного дрейфового струму  $I_0$ .

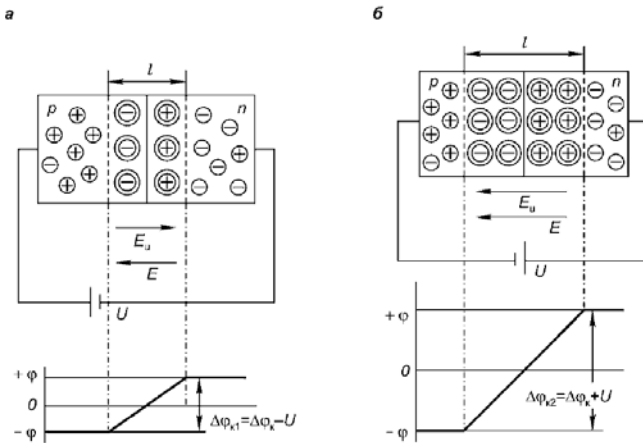


Рис. 1.7. Під'єднання джерела живлення до р-п – переходу  
а – пряме ввімкнення р-п – переходу;  
б – обернене ввімкнення р-п переходу

Зміна дифузійного струму зі зміною напруги відбувається за експоненціальним законом:

$$I_{диф} = I_0 e^{qU/(kT)}, \quad (1.4)$$

де  $k$  – постійна Больцмана;  $T$  – температура.



Тоді результуючий струм, називається прямим струмом діода дорівнюватиме

$$I_{np} = I_{\text{диф}} - I_0 = I_0 (e^{qU/(kT)} - 1). \quad (1.5)$$

Як видно з (1.5), прямий струм залежить від прикладеної напруги, і навіть невелика напруга, прикладена до р-п-переходу, викликає великий струм. У результаті дії зовнішнього поля в прямому напрямку в області р-п-переходу відбувається перерозподіл концентрації носіїв заряду. При цьому дірки р-області та електрони п-області дифундують вглиб р-п-переходу і рекомбінують. У результаті ширина р-п-переходу зменшується, що знижує опір замикаючого шару.

### 1.2.3. Зворотне ввімкнення р-п-переходу

При зворотному включенні р-п-переходу (рис. 1.7 б) електричне поле джерела напруги напруженістю  $E$  спрямовано направлено в ту ж сторону, що і контактне поле р-п-переходу напруженістю  $E$ . Тоді напруженість результуючого поля в переході буде  $E_p = E_u + E$ . Це збільшення напруженості електричного поля в р-п-переході підвищує потенційний бар'єр (рис. 1.7, б) на значення зворотної напруги джерела. Наслідком підвищення потенційного бар'єра є зменшення кількості основних носіїв заряду, здатних подолати потенційний бар'єр. Зменшення дифузійного струму відбувається за експоненціальним законом, тому зворотний результуючий струм через р-п-перехід буде таким:

$$I_{зв} = I_0 (e^{-qU/(kT)} - 1). \quad (1.6)$$

Струм при зворотному під'єднанні р-п-переходу називають зворотним струмом. Для неосновних носіїв заряду поле р-п-переходу є прискорюючим, тому дірки області п з прилеглих до р-п-переходу шарів дрейфують в область р-типу, а електрони області р в область п-типу. При цьому через р-п-перехід протікає тільки дрейфовий струм. Він незначний, оскільки мала концентрація неосновних носіїв заряду в обох областях і великий опір р-п-переходу. З огляду на теплові генерації неосновних носіїв заряду, зворотний струм ще називають *тепловим*. Його значення при даній температурі визначається швидкістю теплової генерації носіїв заряду.

Оскільки як при зворотному включенні р–п-переходу збільшується потенційний бар'єр, збільшується і ширина р–п-переходу. Це викликає підвищення опору замикаючого шару.

Пряме і зворотне під'єднання р–п-переходу іноді називають *прямим і зворотним зміщенням діода*.

#### 1.2.4. Вольт-амперна характеристика р–п переходу

Залежність струму р–п-переходу від прикладеної до нього напруги  $I = f(U)$  називають вольт-амперною характеристикою. Вона описується рівнянням

$$I = I_0 (e^{\pm qU / (kT)} - 1). \quad (1.7)$$

Якщо р–п-перехід зміщений у прямому напрямку, то напругу  $U$  беруть зі знаком плюс, якщо у зворотному – зі знаком мінус.

Вольт-амперна характеристика р–п-переходу представлена на рис. 1.8. Зворотний струм зазвичай на кілька порядків менше прямого струму. Тому р–п-перехід володіє властивістю односторонньої провідності. При підвищенні температури прямий струм збільшується. Але оскільки він залежить від концентрації основних носіїв заряду, яка зростає незначно, то і це збільшення незначне (рис. 1.8 б). На зворотний струм підвищення температури впливає, оскільки він залежить від концентрації неосновних носіїв заряду, яка при підвищенні температури експоненційно зростає. При прямому зміщенні потенційний бар'єр знижується і через нього переміщаються основні носії заряду в суміжну область, де вони є неосновними. Це явище називають *інжекцією*.

Область, з якої інжектуються носії заряду, називають *емітером*, а область, в яку вони інжектуються і де вони є неосновними, – *базою*.

У напівпровідникових приладах концентрації домішок у різних областях кристалау різні, а отже, відрізняються і концентрації основних носіїв заряду. Тому розрізняють низькоомну і високоомну області. Під дією поля р–п-переходу неосновні для даної області носії заряду переміщаються через р–п-перехід у сусідню область. Процес виведення неосновних носіїв заряду через перехід під впливом поля цього переходу

при під'єднанні р–п-переходу до джерела зовнішньої напруги називають *екстракцією*.

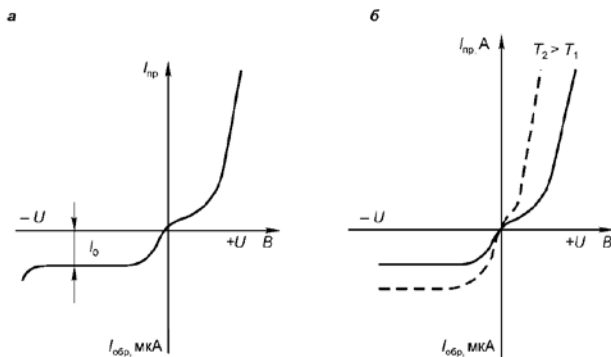


Рис.1.8. Вольт-амперна характеристика  
а – вольт-амперна характеристика р–п-переходу;  
б – вольт-амперна характеристики при різних температурах

### 1.2.5. Бар'єрна ємність р–п-переходу

По обидві сторони від р–п-переходу знаходяться іонізовані атоми донорної та акцепторної домішок, що утворюють негативні й позитивні просторові заряди. При зміні напруги, прикладеної до переходу, змінюється його ширина, а отже, і просторовий заряд. Тому площинний р–п-перехід можна розглядати як дві пластини конденсатора з рівними за значенням, але протилежні за знаком зарядами ( $Q_p = -Q_n$ ), тобто р–п-перехід володіє ємністю. Ємність, зумовлену перерозподілом зарядів у переході, називають *бар'єрною*. Заряд залежить від напруги, але не пропорційний їй, і ємність визначається як відношення збільшення просторових зарядів у р–п-переході до зміни напруги:

$$C_{\phi} = \frac{dQ}{dU}. \quad (1.8)$$

Залежно від концентрації  $N$  донорної або акцепторної домішок можна знайти заряд ємності:

$$Q = q \cdot N \cdot S \cdot l, \quad (1.9)$$

де  $S$  і  $l$  відповідно площа і ширина р-п-переходу.

Для несиметричного р-п-переходу при його прямому і зворотному під'єднанні:

$$l = l_0 \frac{\Delta\varphi_k - U}{\Delta\varphi_k}, \quad (1.10)$$

де  $l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN}}$  - ширина р-п-переходу в рівноважному стані;  $\varepsilon$ - відносна діелектрична проникність середовища;  $\varepsilon_0$  – електрична постійна.

Якщо підставити в (1.9) вираз (1.10) і про диференціювати його за напругою, отримаємо:

$$C_\sigma = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{l} \sqrt{\frac{\Delta\varphi_k}{\Delta\varphi_k + |U|}}. \quad (1.11)$$

Отриманий вираз визначає значення ємності р-п-переходу від прикладеної напруги.

У тонких шарах біля межі р-п-переходу виникає надлишкова концентрація неосновних носіїв. Для нейтралізації цього надлишкового заряду з прилеглих шарів відсмоктуються основні носії, кількість яких поповнюється за рахунок джерела. Таким чином, у кожній області біля межі р-п-переходу виникають рівні за значенням, але протилежні за знаком заряди  $Q_{\text{диф}}$ . При зміні напруги змінюється кількість інжектованих носіїв, а отже, і заряд. Зміна заряду на кордоні переходу подібна зміні зарядів на обкладках конденсатора при зміні прикладеного до нього напруги. Ємність, пов'язану зі зміною інжектованих носіїв при зміні напруги, називають дифузійною і визначають як відношення збільшення інжектованого заряду в базі до його збільшення напруги:

$$C_{\text{диф}} = \frac{dQ_{\text{інж}}}{dU}. \quad (1.12)$$

Дифузійна ємність збільшується зі збільшенням прямого струму. Крім того, вона тим більше, чим більша час життя неосновних інжектованих носіїв заряду, оскільки при цьому менша рекомбінація і більше носіїв накопичується біля межі р-п-переходу. При під'єднанні до р-п-переходу зворотної напруги

перерозподіл зарядів внаслідок екстракції незначний, тому дифузійна ємність мала. При прямій напрузі дифузійна ємність значно більше бар'єрної, а при зворотній напрузі навпаки. Тому при прямій напрузі враховують  $C_{\text{диф}}$ , а при зворотній –  $C_b$ .

### 1.2.6. Пробій р–п- переходу

Різке зростання зворотного струму, що відбувається навіть при незначному збільшенні зворотної напруги понад певного значення, називають *пробоєм* переходу. Природа пробою може бути різною: він може бути *електричним*, при якому р–п-перехід не руйнується і зберігає працездатність, і *тепловим*, при якому руйнується кристалічна структура напівпровідника.

*Електричний* пробій пов'язаний зі значним збільшенням напруженості електричного поля в р–п-переході (більше  $10^7$  В/см). Спостерігаються два типи електричного пробою. У напівпровідниках із вузьким р–п-переходом (що забезпечується високою концентрацією домішок) виникає *тунельний пробій*, пов'язаний із тунельним ефектом, коли під впливом дуже сильного поля носії заряду можуть переходити з однієї області в іншу без витрати енергії через р–п-перехід. Тунельний пробій спостерігається при зворотній напрузі близько декількох вольт (до 10 В). У напівпровідниках з широким р–п-переходом може статися *лавинний пробій*. Його механізм полягає в тому, що в сильному електричному полі може виникнути ударна іонізація атомів р–п-переходу; носії заряду на довжині вільного пробігу набувають кінетичну енергію, достатню для того, щоб при зіткненні з атомом кристалічної ґратки напівпровідника вибити електрони з ковалентних зв'язків. Утворена при цьому пара вільних носіїв заряду (електрон-дірка) теж візьме участь в ударній іонізації. Процес наростає лавиноподібно і призводить до значного зростання зворотного струму. Пробивна напруга лавинного пробою становить десятки й сотні вольт.

*Тепловий пробій* виникає тоді, коли енергія, що виділяється в р–п-переході при проходженні через нього зворотного струму, перевищує енергію, яку здатний розсіяти р–п-перехід. Відбувається значне перегрівання переходу, і зворотний струм, який є тепловим, різко зростає, а перегрівання збільшується. Це призво-

дить до лавиноподібного збільшення струму, у результаті чого і виникає тепловий пробій р–п-переходу.

З практичного погляду, електричний пробій при додаванні зворотної напруги не є небезпечним для напівпровідникового приладу. При вимкненні джерела живлення вентиляльні властивості електронно-діркового переходу швидко відновлюються. Навпаки, тепловий пробій призводить до руйнування кристала напівпровідника і, як наслідок, до аварійного режиму.

### 1.2.7. Різновиди діодів

*Напівпровідниковий діод* – це напівпровідниковий прилад з одним електричним р–п-переходом. За допомогою двох контактних з'єднань забезпечується контакт металу з напівпровідником, до яких приєднуються два виводи. Електричний перехід найчастіше утворюється між двома напівпровідниками з різним типом домішкової електропровідності (р- або n-типу), одна з областей (низькоомна) є емітером, інша (високоомна) – база. Структура діода, його конструкція умовне позначення у схемах подані на рис. 1. 9.

Класифікують діоди за різними ознаками:

- 1) *за основним напівпровідниковим матеріалом* – кремнієві, германієві, з арсеніду галію; в силовій електроніці переважно використовують кремнієві через більш високу допустиму температуру кристала;
- 2) *за фізичною природою процесів* роботи напівпровідників – тунельні, лавинні, фотодіоди, світлодіоди та ін.;
- 3) *за технологією виготовлення р–п-переходу* – сплавні, дифузійні та ін.

Основною, з практичного погляду зору, є класифікація за призначенням діода. Відповідно з нею розрізняють випрямні, лавинні, імпульсні діоди, стабілітрони, варикапи та ін.

Застосування діодів досить різноманітне. Низькочастотні діоди малої та середньої потужності використовують у схемах живлення радіоапаратури, а високочастотні діоди з високою робочою напругою та струмом силові діоди використовують у потужних джерелах живлення як випрямлячі і частотні перетворювачі: в електротехнологічних установках (зварювальних, плазових та ін), у системах автоматичного керування виро-

бництвом (для тягових електродвигунів, приводів верстатів та ін.). Високочастотні діоди застосовують також у системах радіозв'язку, радіолокації, телевимірювальної техніки, а надвисокочастотні (НВЧ-діоди) - для модуляції і детектування коливань у діапазоні сотень мегагерц.

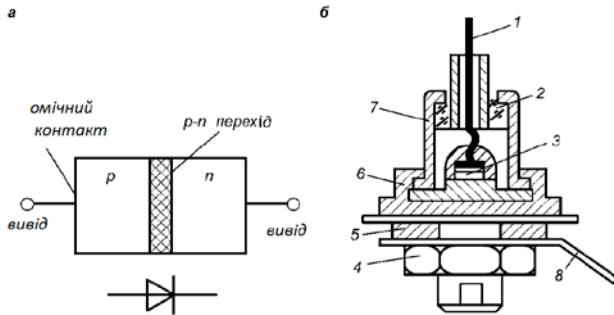


Рис. 1.9. Напівпровідниковий діод

а – структура і позначення; б – конструкція діода: 1 – вивід; 2 – скляна втулка; 3 – напівпровідник; 4 – гайка для кріплення; 5 – шайба; 6 – основа для охолодження; 7 – корпус; 8 – вивід для паяння.

*Коефіцієнтом випрямлення* називають відношення прямого і зворотного струмів при однаковій напрузі. Чим менше ємність р–п-переходу, тим більше коефіцієнт випрямлення діода. Оскільки ємність р–п-переходу залежить від прикладеної у зворотному напрямку напруги, це дає можливість використовувати в схемотехніці такі діоди – *варикапи* як змінної ємності.

**Випростовуючі діоди.** Такі діоди застосовують як вентиля, які пропускають змінний струм тільки в одному напрямку. Вентильні властивості діода залежать від того, наскільки малий зворотний струм. Для зменшення зворотного струму необхідно знижувати концентрацію неосновних носіїв, що може бути забезпечено за рахунок високого ступеня очищення вихідного напівпровідника. Вольт-амперні характеристики р–п-переходу дещо відрізняються від характеристик реальних діодів. Їх вигляд залежить від роду основного напівпровідникового матеріалу, площі р–п-переходу і температури. Прямі

гілки вольт-амперних характеристик діодів, виконаних на основі германію і кремнію, зображені на рис. 1.10, а. Особливо сильно вплив температури спостерігається на зворотній гілці характеристики (рис. 1.10, б), оскільки зі збільшенням температури зростає тепловий струм.

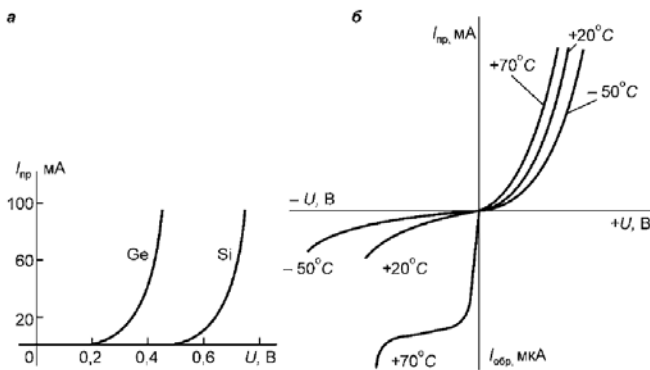


Рис. 1.10. – Вольт-амперні характеристики діодів  
а – прямі гілки вольт-амперної характеристики;  
б – температурні залежності

У германієвих діодах збільшення температури на десять градусів викликає збільшення зворотного струму в два рази, в кремнієвих діодах – у два з половиною рази. З ростом зворотного струму збільшується нагрівання р-п-переходу, що може привести до теплового пробою. Верхня межа робочих температур для германієвих діодів становить 85...100 °С, для кремнієвих – 200 °С у пристроях автоматики та обчислювальної техніки.

Використання випростовуючого діода ілюструється найпростішою схемою одно-півперіодного випрямляча (рис.1.11.) До діода в загальному випадку може бути прикладена як постійна, так і змінна напруга, тому для опису роботи діода в першому випадку використовують статичні характеристики і параметри, у другому випадку – динамічні.

*Параметри діодів. Статичні параметри* – це прямий випрямлений струм, найбільш допустима напруга, зворотний опір, максимально допустима потужність та ін. Динамічні пара-



метри: диференційний опір  $r = dU/dI$ , загальна ємність діода  $C$ , ємність між виводами діода при заданих напрузі і частоті, яка включає в себе ємності  $C_0$ ,  $C_{\text{диф}}$  і ємність корпусу діода; гранична частота  $f$ , при якій випрямлений струм зменшується в  $\sqrt{2}$  раз.

Силові діоди, як вже зазначалося, вибирають за граничними параметрами, які включені в маркування приладів.

*Граничний струм*, що встановлюється виробником, який визначається при максимально допустимій температурі напівпровідникової структури  $T_{pn}$ , температурі корпусу  $T_k$  і параметрами прямої гілки вольт-амперної характеристики (рис. 1.12):

$$I_n = \frac{\sqrt{U_0^2 + 9,8R_A \frac{T_{pn} - T_k}{R_B}} - U_0}{4,9R_D} \quad (1.13)$$

де  $U_0$ ,  $R_0$  – порогова напруга і динамічний опір граничної вольт-амперної характеристики силового діода (рис. 1.12);  $R_0$  – максимальне значення внутрішнього теплового опору,  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ .

Для встановлених режимів роботи приладу тепловий опір  $R_T = R_B + R_{B,O} + R_O$  (рис. 1.18), де  $R_{B,O}$  – тепловий опір контакту прилад – охолоджувач;  $R_B$  – тепловий опір охолоджувача при даних умовах охолодження.

Для фактичних параметрів напівпровідникових приладів часто застосовують наступну формулу для розрахунку граничного струму:

$$I_n = \frac{\sqrt{U_0^2 + 4k_\phi^2 R_A \frac{T_{pn} - T_k}{R_B}} - U_0}{2k_\phi^2 R_D}, \quad (1.14)$$

де  $k_\phi$  – коефіцієнт форми струму, що дорівнює відношенню діючого значення струму до середнього;  $T_0$  – температура навколишнього середовища.

Тепловий опір змінюється в залежності від типу охолоджувача та інтенсивності охолодження (рис. 1.13).

*Періодична напруга*. Зв'язок параметрів силових напівпровідникових приладів по напрузі визначається за вольт-амперною характеристикою (рис. 1.14). На характеристиці діода по-

казана область згину вольт-амперної характеристики  $U_{заг}$  для лавинних діодів – це напруга  $U_{л}$ . При цьому робоча напруга має бути нижче напруги загину  $U_{заг}$  і називається повторюваною напругою  $U_{п}$ . Для діодів  $U_{п}=0,75U_{заг}$ .

Періодична напруга – це максимально допустиме миттєве значення напруги прикладеної до приладу у зворотному або прямому закритому напрямку. За цією напругою встановлюють клас приладу по напрузі. Наприклад, діод В200-10, в якого буква В – вентиль, далі 200 – граничний струм в амперах, друга цифра – напруга, яка повторюється 1000 В, поділена на 100 – клас приладу по напрузі 10.

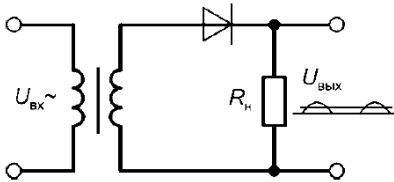


Рис.1.11.  
Однопівперіодна схема  
випрямлення

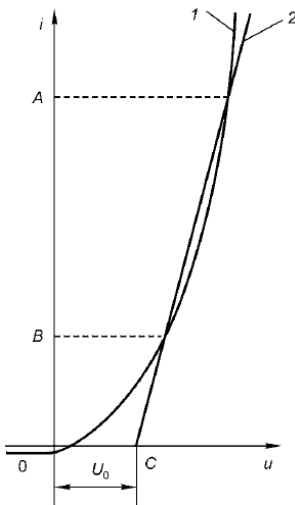


Рис. 1.12. Пряма вольт-амперна характеристика у відкритому стані і її параметри

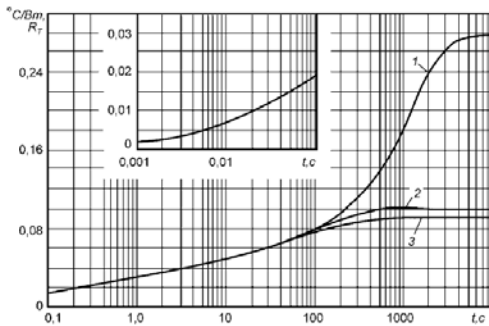


Рис. 1.13. Тепловий опір тиристора при різних швидкостях обдуву: 1 –  $V=0$  м/с; 2 –  $V=6$  м/с; 3 –  $V=12$  м/с;

Крім того у силових діодів є і інші параметри: ударний струм – напруга, яка не повторюється  $U_{неп}=0,87U_{заг}$ , пряме падіння напруги  $\Delta U$ , зворотний струм  $I_{зв}$  та ін.

**Імпульсні діоди.** Діоди, призначені для роботи в імпульсних режимах, називають імпульсними. Такі діоди використовують, наприклад, в обчислювальних пристроях (у ключах, логічних схемах та ін.). В імпульсних режимах через проміжки часу, що дорівнює одиницям або часткам мікросекунди, діоди перемикаються з прямої напруги на зворотну напругу. При цьому кожен новий стан діода не може встановлюватися миттєво, тому істотне значення тут набувають так звані перехідні процеси.

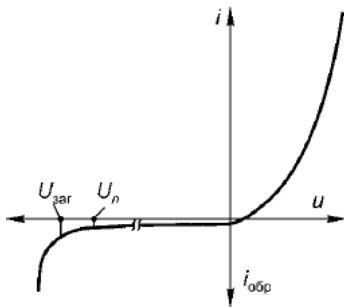


Рис. 1.14. Вольт-амперна характеристика діода.

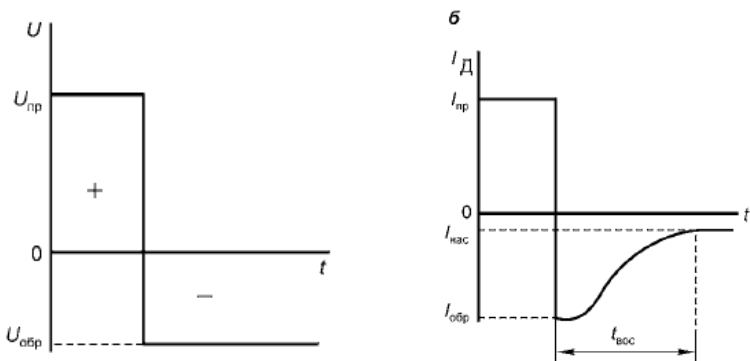


Рис.1.15. Стилїзована діаграма роботи імпульсного діода

а – імпульс напруги, яка подається на діод;

б – перехідний процес відновлення діода.

При прямій напрузі прямокутного імпульсу (рис.1.15 а) потенційний бар'єр знижується і відбувається інжекція електронів з емітера в базу (дірки бази також дифундують в емітер, але їх концентрація мала, тому їх потоком можна знехтувати). Електрони, які потрапили в базу, не можуть відразу рекомбінувати з дірками бази, тому відбувається накопичення електронів в базі. Чим більше прямий струм, тим більше електронів накопичується в базі. Число електронів залежить також від часу життя носіїв заряду: чим воно більше, тим менше електронів рекомбінує. При прямій напрузі опір р–п-переходу хоча і нелінійний, але дуже малий, тому він майже не впливає на струм, і імпульс струму спотворюється дуже незначно (рис. 1.15, б).

Як тільки напруга зміниться на обернену, зворотний струм у перший момент буде значним, а зворотний опір різко зменшиться. Це пояснюється тим, що накопичені в базі носії заряду (електрони) почнуть переміщатися в бік р–п-переходу і, таким чином, утворюють імпульс зворотного струму. Цей імпульс буде тим більшим, чим більше носіїв зарядів накопичилося в базі. Заряди, накопичені в базі, втягуючись полем р-п-переходу, переходять в емітер, частина їх рекомбінує в базі з дірками (тобто число їх зменшується і протягом певного часу зворотний струм досягає сталого значення), і зворотний опір відновлю-

ється до нормального значення. Процес зменшення заряду в базі називають розсмоктуванням.

До струму розсмоктування додається зарядний струм бар'єрної ємності  $C_b$  р-п-переходу, що виникає під дією зворотної напруги, збільшуючи тим самим імпульс зворотного струму. Час, протягом якого зворотний струм змінюється від максимального значення до сталого, називають часом відновлення зворотного опору (або струму) діода і позначають  $t_{vid}$ . Це важливий параметр імпульсних діодів: чим він менше, тим діод краще. Зазвичай час відновлення становить менше десятих часток мікросекунди.

Для поліпшення властивостей імпульсних при їх проектуванні вихідний матеріал вибирають з малим часом життя носіїв заряду (з більш інтенсивною рекомбінацією) і р-п-перехід роблять з малою площею, щоб знизити бар'єрну ємність  $C_b$ .

Точкові імпульсні діоди слабкострумові, їх широко застосовують в ЕОМ як швидкодіючі перемикаючі елементи. Площинні діоди працюють при середніх і великих імпульсних струмах.

Основними параметрами імпульсних діодів є час відновлення і бар'єрна  $C_b$ , а також зворотний струм при певній зворотній напрузі, постійна пряма напруга при постійному прямому струмі, максимально допустимий імпульсний прямий струм, максимально допустима зворотна напруга та ін.

**Тунельні та зворотні діоди.** Тунельним діодом називають напівпровідниковий прилад, сконструйований на основі виродженого напівпровідника (тобто напівпровідника з великим вмістом домішки), в якому при зворотній і невеликій прямій напрузі виникає тунельний ефект і вольт-амперна характеристика має ділянку з негативним диференціальним опором. Пристрій тунельних діодів майже не відрізняється від пристрою інших діодів, але для їх виготовлення застосовують напівпровідникові матеріали з великим вмістом домішок. Унаслідок цього питомий опір областей р-п-типів дуже малий, а ширина р-п-переходу становить приблизно 0,02 мкм, що в сто разів менше, ніж в інших напівпровідникових діодах. Напруженість електричного поля в таких р-п-переходах досягає величезного значення – до  $10^8$  В/м.

Вольт-амперна характеристика тунельного діода і його умовне позначення відображені на рис. 1.16, а.

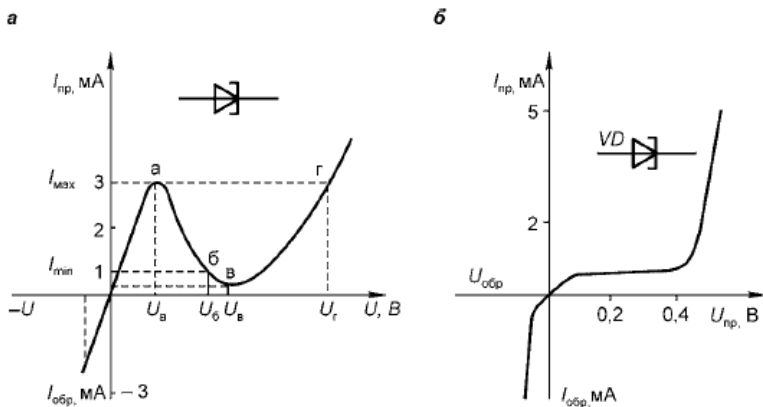


Рис. 1.16 Вольт-амперна характеристика:  
а – тунельного діода; б – оберненого діода.

Максимальному значенню струму (точка а на рис. 1.16, а) буде відповідати такий стан енергетичних зон, при якому рівень Фермі у вільній зоні n-типу і стеля валентної зони області р-типу знаходяться на одному рівні. Результований струм буде складатися з електронів області n-типу і спрямований від області р-типу до області n-типу. При подальшому збільшенні прямої напруги тунельне переміщення електронів з n-області в р-область почне спадати, і буде спадати прямий струм. При цьому спаданні буде відбуватися до такого значення напруги при якому нижня частина вільної зони n-області опиниться на одному рівні з верхнім рівнем валентної зони р-області. Струм при цьому буде мати мінімальне значення (рис. 1.16, а).

Таким чином, на вольт-амперній характеристиці тунельного діода з'являється ділянка з негативним диференціальним опором (ділянка **а, б, в** на рис. 1.16, а). При ще більшому збільшенні напруги ( $U > U_o$ ) тунельні переходи електронів стануть неможливі, але носії заряду будуть долати потенційний бар'єр за рахунок дифузії, і прямий струм зростатиме як у звичайних діодів. При поданні на тунельний діод зворотної

напруги зворотний тунельний струм буде різко зростати. Зворотний струм у тунельних діодів у багато разів більший, ніж у діодів, тому вони не володіють вентиляційною властивістю. Слід зазначити, що в тунельному діоді зворотний і прямий струми зумовлюються також невеликим дифузійним струмом основних і дрейфовим струмом неосновних носіїв заряду, тому результуючі зворотний і прямий струми до точки **в** на вольт-амперної характеристиці трохи більші (рис. 1.16, а).

Основними параметрами тунельних діодів є: максимальні  $I_{max}$  (точка **а**) і мінімальні  $I_{min}$  (точка **в**) значення струмів на вольт-амперної характеристики та відповідні їм напруги ( $U_a$  і  $U_v$ ); значення напруги  $U_z$  (точка **з**), максимальний струм в точці **а**, а також диференційний опір  $R=dU/dI$ , який визначається приблизно на середині ділянки з негативним опором (ділянка **а-б-в**). До параметрів також відносяться загальна ємність діода і максимальна частота.

Тунельні діоди володіють підсилювальними властивостями і можуть працювати у схемах (на ділянці **а-б-в**) як активні елементи. Вони знаходять широке застосування в надшвидкодіючих ЕОМ як швидкодіючі імпульсні перемикаючі пристрої (швидкість перемикання складає частки наносекунд) і в генераторах високочастотних коливань. На тунельних діодах складаються схеми мультивібраторів, тригерів, які служать основою для побудови логічних схем, запам'ятовуючих пристроїв, регістрів і т. д. Тунельні діоди можуть працювати в широкому діапазоні температур від 4 до 640К, вони прості за конструкцією, компактні. Тунельні діоди виготовляють на основі сильнолегованого германію або арсеніду галію, р-п-перехід отримують методом вплавлення домішок.

**Обернений (зворотний) діод** – діод на основі напівпровідника з критичною концентрацією домішок, в якому провідність при зворотній напрузі внаслідок тунельного ефекту значно більше, ніж при прямій напрузі. Принцип дії зворотного діода заснований на використанні тунельного ефекту. Однак в обернених діодах концентрацію домішок роблять менше, ніж у звичайних тунельних діодах. Тому контактна різниця потенціалів у зворотних діодів менша, а товщина р-п-переходу більше. Це призводить до того, що під дією прямої напруги прямий

тунельний струм не створюється. Прямий струм в обернених діодах створюється інжекцією неосновних носіїв зарядів через р–п-перехід, тобто прямий струм є дифузійним. При зворотній напрузі через перехід протікає значний тунельний струм, створюваний переміщенням електронів крізь потенційний бар'єр з р-області в п-область. Робочим ділянкою вольт-амперної характеристики оберненого діода є зворотна гілка (рис. 1.16, б).

Таким чином, зворотні діоди володіють випрямляючим ефектом, але пропускний (провідний) напрямок у них відповідає зворотному ввімкненню, а зворотний (непровідний) прямому ввімкненню. Обернені діоди застосовують в імпульсних пристроях, а також як перетворювачі сигналів (змішувачів і детекторів) в радіотехнічних пристроях.

**Діоди Шотткі.** Ці діоди володіють ідеальними імпульсними параметрами. Виготовляють діоди на основі контакту «метал-напівпровідник». Розглянемо рис. 1.17 При контакті металу 1 з напівпровідником 3 між ними виникає шар 2, який у залежності від співвідношення роботи виходу електронів в металі і напівпровіднику і від типу електропровідності напівпровідника може бути збагаченим, інвертним або збідненим. У разі, коли контакт металу утворений з напівпровідником п-типу, робота виходу електронів у металі  $e\phi_m$  більше роботи виходу електронів у напівпровіднику  $\phi_n$  (під роботою виходу електронів розуміють роботу, яка відповідає різниці енергії між рівнем Фермі в речовині і рівнем енергії поза речовиною поблизу її поверхні, тобто енергії, яка відповідає верхній області вільної зони).

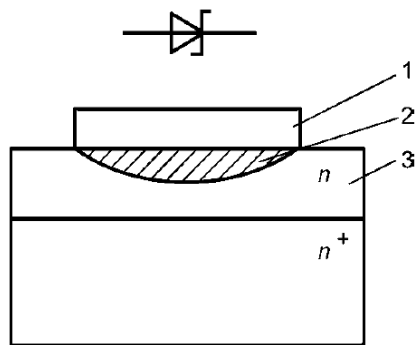


Рис. 1.17. Структура і позначення діода Шотткі



При прямому ввімкненні (плюс підводиться до металу, мінус до напівпровідника) висота потенційного бар'єра зменшується, опір утвореного шару зменшується і через нього електрони (основні носії для напівпровідника) переходять у метал. Оскільки при цьому відбувається інжекція дірок з металу в напівпровідник, прямий струм зумовлений рухом основних носіїв заряду напівпровідника.

При зворотному ввімкненні джерела висота потенційного бар'єра збільшується і його можуть долати тільки дірки (неосновні носії заряду для напівпровідника), оскільки поле утвореного шару для них прискорюється. Потік дірок у метал створює зворотний струм. Але оскільки концентрація дірок мала, то зворотний струм також малий.

Таким чином, утворений на межі між металом і напівпровідником шар розташовується в напівпровіднику біля межі з металом. Цей шар є замикаючим і має випрямляючі властивості. Він неінжектуючий, що є великою перевагою в порівнянні зі звичайним р–п-переходом. Крім того, у такому контакті можна забезпечити незначну бар'єрну ємність. Ці унікальні властивості контакту метал-напівпровідник дозволяють створювати на його основі напівпровідникові прилади (діоди, транзистори) з ідеальними характеристиками для роботи в імпульсних схемах.

Потенційний бар'єр, отриманий на контакті «метал-напівпровідник», називають бар'єром Шотткі, а діоди на його основі – *діодами Шотткі* (їх умовне позначення на схемах показано на рис. 1.17). Базою діода є тонкий шар товщиною 1...1,5 мкм високоомного напівпровідника п-типу. Його наносять методом епітаксialної технології на підкладку-пластинку низькоомного напівпровідника того ж типу  $p^+$  (так позначають область із більш високою питомою провідністю). Для забезпечення ідеального контакту між металом і напівпровідником сам метал напилюють у вакуумі на шар напівпровідника. Як матеріал напівпровідника найчастіше використовують для п-напівпровідника Si, а як метал – Al, Au, Mo та ін.

При цьому виходять з того, що робота виходу металу повинна бути більше роботи виходу кремнію. Через відсутність інжекції "в базу" неосновних носіїв у ній не відбуваються процеси накопичення і розсмоктування зарядів. Бар'єрна ємність

внаслідок малої площі та великої ширини замикаючого шару мала, вона не більше 1 пФ, тому тривалість перехідних процесів, зумовлена в діодах Шотткі тільки перезарядженням бар'єрної ємності, становить десятки частки наносекунд. Діоди Шотткі можна використовувати для роботи на частоті до десятків гігерц. Пряма напруга діода Шотткі менше прямої напруги діодів із р–п-переходом на 0,2...0,3 В, що значно знижує втрати при великих струмах.

**Лавинні діоди, стабілітрони і стабістори.** Це напівпровідникові діоди, принцип роботи яких заснований на тому, що при зворотній напрузі на р–п-переході в області електричного пробоя напруга на ньому змінюється незначно при значній зміні струму. Стабістор – напівпровідниковий діод, напруга на якому в області прямої напруги майже не залежить від струму в заданому йому діапазоні і який призначений для стабілізації напруги. Стабілітрони і стабістори призначені для стабілізації напруг і використовуються в параметричних стабілізаторах напруги як джерело опорних напруг, у схемах обмеження перенапруг у силових колах та ін. Напруга стабілізації (пробивна напруга) є робочою. Вона залежить від властивостей напівпровідника, з якого виготовляють діод, а також технології виготовлення приладу.

За допомогою спеціальних технологічних заходів можна домогтися того, щоб напруги пробоя окремих провідних ділянок (мікроплазма) незначно відрізнялися одна від одної і від напруги пробоя р–п-переходу. У цьому випадку на порядки зростає допустима потужність при зворотному струмі. Діоди на основі таких переходів отримали назву лавинних діодів. Лавинні діоди можуть працювати в умовах короткочасних перенапруг, допускаючи існування зворотного струму в кілька десятків ампер. Енергія при цьому розсмоктується в діоді, а напруга дорівнює напрузі лавиноутворення.

У конструкції лавинного діода перевищення пробивної напруги досягнуто за рахунок спеціальної конфігурації р–п-переходу (рис. 1.18). У місці виходу на поверхню р–п-перехід конструктивно виконаний більш глибоким, що досягається *дифузією алюмінію*. Перехід у центральній частині здійснюється *дифузією бору*.

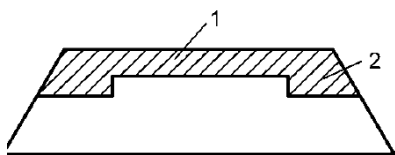


Рис. 1.18. Форма р-п-переходу лавинного діода:

1 – область дифузії бору;  
2 – кільцева область дифузії алюмінію

Різновидом лавинного діода є *стабілітрон*, що працює в режимі електричного р-п-переходу. При напрузі пробію струм стабілітрона різко зростає, а напруга залишається на рівні напруги стабілізації. Так само, як і у лавинних діодах, у стабілітроні забезпечується перевищення напруги пробію по поверхні над об'ємною напругою пробію. Кремній, застосовуваний у стабілітронах, повинен бути однорідним за питомим опором.

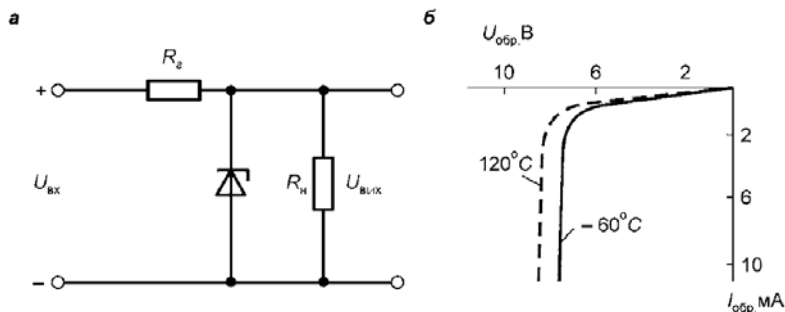


Рис. 1.19. Стабілізація напруги

а – схема стабілізації напруги;

б – вольт-амперна характеристика стабілітрона

Найпростіша схема стабілізації напруги наведена на рис. 1.19. Відповідно до зворотної вольт-амперної характеристики діода-стабілітрона (рис. 1.19, б) і за допомогою резистора  $R_T$ , (рис. 1.19, а) при зміні вхідної напруги вихідна напруга  $U_{вх}$  на навантаженні  $R_n$  з великим ступенем точності підтримується на заданому рівні при підтримці температури приладу. У цьому випадку, якщо вхідна напруга зростає, то збільшується зворотний струм і падіння напруги на резисторі  $R_m$ .

Основними параметрами стабілітронів є: напруга на стабілітроні (від 3 до 400 В) при максимальному струмі до 100 мА і допустима потужність розсіюється в стабілітроні, яка досягає одиниць ват.

Альтернативою лавинному діоду є створення спеціальних обмежувачів перенапруг, що працюють у колах захисту. Обмежувач напруги має структуру типу р-п-р. При прикладанні напруги в одному з напрямків один із р-п-переходів зміщується у зворотному напрямку, обмежувач напруги працює як звичайний стабілітрон. При зміні полярності прикладеної напруги в роботу вступає інший р-п-перехід, і обмеження напруги відбувається в зворотному напрямку. За цим принципом зроблені також обмежувачі КСОН, що допускають виділення енергії до 10 Дж.

**Варикап.** Це напівпровідникові діоди – в яких використано властивість р-п-переходу змінювати бар'єрну ємність при зміні зворотної напруги (рис. 1.20).

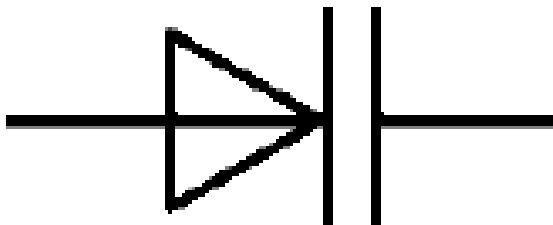


Рис. 1.20. Позначення варикапа

Таким чином, варикап можна розглядати як конденсатор з електрично керованою ємністю. Основними параметрами цих приладів є: ємність, виміряна між виводами варикапа при заданій зворотній напрузі; коефіцієнт перекриття за ємністю відношення ємності варикапа при двох заданих значеннях зворотних напруг; добротність відношення реактивного опору варикапа на заданій частоті сигналу до опору втрат при заданому значенні ємності або зворотної напруги.

## 1.3. Транзистори

### 1.3.1. Біполярні транзистори

За конструктивними особливостями і принципом роботи транзистори поділяють на два основних класи: біполярні і польові. Біполярним транзистором називають напівпровідниковий прилад із двома взаємодіючими електричними переходами і трьома (або більше) виводами. Біполярний транзистор є аналогом лампового тріода і може виконувати функції підсилювальні, генераторні і ключові. Підсилювальні властивості біполярного транзистора зумовлені інжекцією і екстракцією неосновних носіїв заряду.

Основою конструкції біполярного транзистора є пластина монокристала напівпровідника (рис. 1. 21) з електропровідністю р- або n-типу, по обидва боки якої вплавлені напівпровідники, що володіють іншим типом електропровідності.

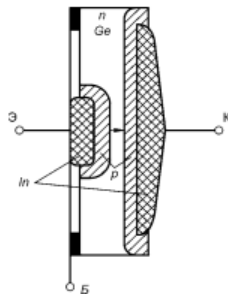


Рис.1.21. Схематичне зображення структури транзистора

На межі поділу областей із різним типом електропровідності утворюються р-п- або n-р-переходи. Кожна з областей називається емітером, колектором і базою, забезпечується омичним контактом, від якого виводи, які позначаються Е і К і Б відповідно. Стрілкою позначено напрямок «руху» дірок (рис. 1.21). Корпус може бути металевим, пластмасовим або скляним.

Структурні схеми транзисторів подані на рис. 1.22. Транзистор р-п-р-типу зображений на рис. 1.22, а. На рис 1.22, б зображений транзистор з іншим чергуванням областей (n-р-n); на рис. 1.22, г відповідно до структурної схеми умовні позначен-

ня транзистора. Різниця в принципі роботи транзисторів обох структур немає, але полярність підключення виводів до джерела живлення протилежна. Оскільки транзистор має симетричну структуру, конструктивно колектор може бути емітером, проте в реальних конструкціях для забезпечення кращої роботи транзистора область колектора робиться більшою за розмірами. З тих же міркувань активна товщина бази робиться невеликою (менше дифузійної довжини неосновних носіїв). Перехід «емітер-база» називають емітерним, «колектор-база» колекторним. Призначення емітера це – інжекція (впорскування) в область бази неосновних для неї носіїв заряду, для чого область емітера виконують більш насиченою основними носіями (більш низькоомною), ніж область бази. Призначення колектора – це екстракція (втягування) носіїв із бази.

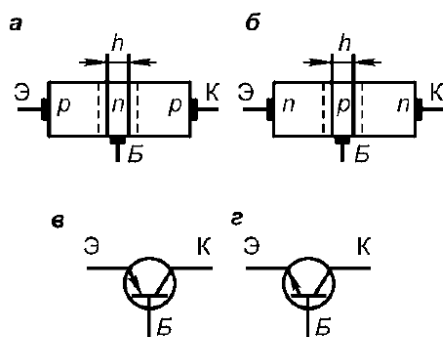


Рис. 1.22. Транзистори: а – р-п-р – провідності; б – п-р-п – провідності; в, г – їх позначення (відповідно)

Транзистори класифікують за різними ознаками за потужністю – малою, середньою, великою; за діапазоном робочих частот – низькою, середньою, великою; за методом виготовлення – сплавні, мікросплавні, дифузійні, планарні та ін.

Під'єднання джерел живлення транзисторів. При ввімкненні транзистора до кола один з його виводів роблять загальним для входних і вихідних кіл. Тому схеми під'єднання бувають: із загальною базою (ЗБ) (рис. 1.23, а); із загальним емітером (ЗЕ)

(рис. 1. 23, б); із загальним колектором (ЗК) (рис. 1.23 в). Найбільше застосування має схема під'єднання з ЗЕ. Схема під'єднання з ЗБ має ряд недоліків і використовується рідше.

Залежно від зміщення, створеного на емітерному і колекторному р-п-переходах, транзистор може працювати в трьох режимах. Якщо один перехід зміщений у прямому напрямку, а інший у зворотному, режим називають активним (рис. 1.24 а). Якщо в прямому напрямку під'єднання емітерний перехід, а колекторний – у зворотному таке під'єднання називають нормальним (рис. 1.24). Якщо зсув на р-п-переходах протилежний, під'єднання називають інверсним (рис. 1.24 в). В останньому випадку колектор виконує роль емітера, а емітер – роль колектора.

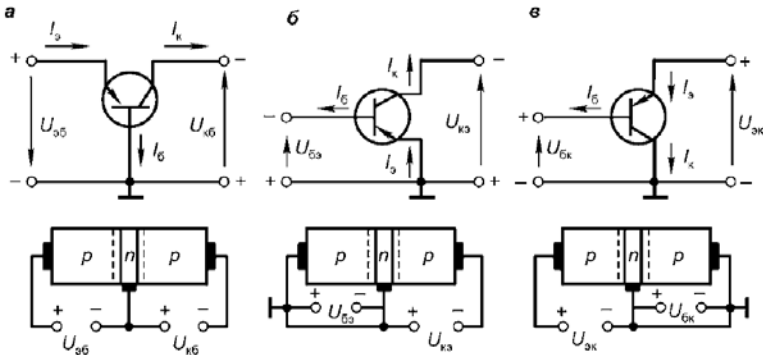


Рис. 1.23. Схема ввімкнення р-п-р – транзисторів і їх структура:  
а – із спільною базою; б – із спільним емітером;  
в – із загальним колектором

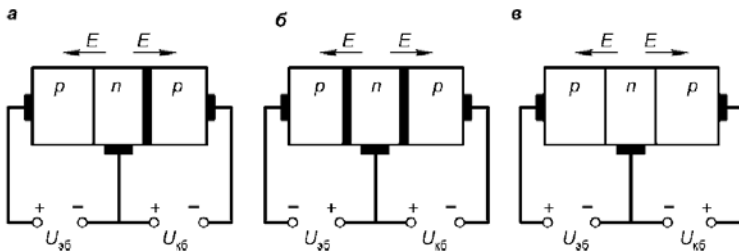


Рис. 1.24. Режимы работы транзистора:  
а – активный; б-нормальный; в – инверсный

Оскільки розміри емітера менше розмірів колектора, то при інверсному режимі ввімкненні емітер не зможе вловити значну частину носіїв заряду, інжектованих колектором в базу, а також буде нагріватися. Активний режим використовується в підсилювальних колах і в колах генерування, де транзистор виконує функції активного елемента кола. Якщо обидва р-п-переходи зміщені в зворотному напрямку, транзистор працює в режимі відсічки – вимкнений. Якщо обидва р-п-переходи зміщені у прямому напрямку, транзистор працює в режимі насичення – увімкнений. Режими відсічки і насичення використовують у ключових режимах роботи транзистора.

Роботу біполярного транзистора в активному режимі розглянемо на прикладі біполярного дифузійного сплавного транзистора зі структурою р-п-р, під'єданого за схемою ЗБ в активному режимі (рис. 1.25).

При цьому вважається, що заряди розподілені рівномірно, транзистор замінений одновимірною моделлю, товщина бази незначна, емітер насичений акцепторною домішкою, що у багато разів перевищує донорну домішку бази, і площа емітера значно менше площі колектора.

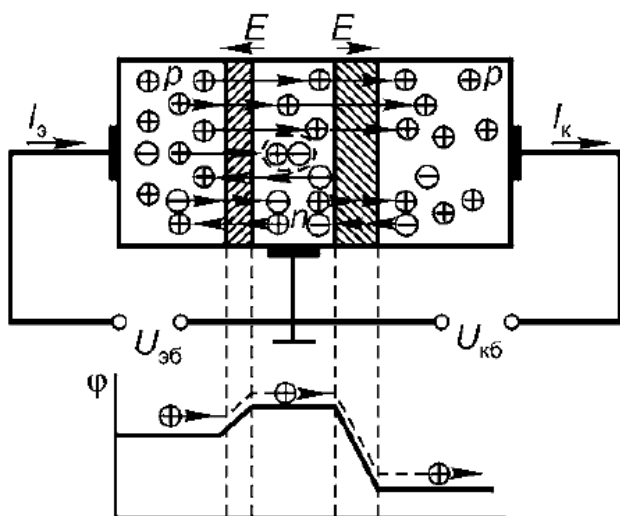


Рис.1.25.  
Активний  
режим  
роботи  
транзистора



В активному режимі пряме зміщення емітерного переходу створюється за рахунок увімкнення джерела постійної напруги, а зворотнє зміщення колекторного переходу – за рахунок увімкнення джерела між колектором і базою (рис. 1.25). Напруга  $U_{об}$  має невелике значення, близьке до висоти потенційного бар'єра, і становить частки вольтів. Навпаки, напруга на порядок більше напруги  $U_{об}$  і обмежується напругою пробою колекторного переходу. При увімкненні джерел живлення потенційний бар'єр емітерного переходу знижується за рахунок напруги  $U_{об}$ , а потенційний бар'єр колекторного переходу підвищується за рахунок напруги –  $U_{кб}$ . У результаті дірки емітера легко долають занизький потенційний бар'єр і за рахунок дифузії інжектуються в базу, а електрони бази – в емітер. Дірки емітера дифундують у базу і рухаються в напрямку до колекторного переходу за рахунок перепаду щільності дірок по довжині бази, більшість із них доходить до колекторного переходу, але незначна частина рекомбінує з електронами бази. Для зменшення втрат дірок на рекомбінацію базу роблять тонкою. Оскільки поле колекторного переходу для дірок є прискорюючим, вони втягуються через колекторний перехід в колектор, тобто відбувається екстракція дірок в колектор. Поширюючись уздовж колектора за рахунок перепаду густини уздовж колектора, дірки рекомбінують з електронами, які приходять від джерела живлення.

Внаслідок того, що потенційний бар'єр колекторного переходу великий, основні носії заряду колектора (дірки) практично не можуть переміститися з колектора в базу. Через транзистор відбувається наскрізний рух дірок від емітера через базу до колектора, і лише незначна їх частина через рекомбінації з електронами бази не доходить до колектора. Частина електронів бази, що рекомбінували з дірками емітера, заповнюється електронами джерела живлення, які надходять у базу. Поряд із основними носіями заряду через емітерний і колекторний переходи рухаються і неосновні для кожної з областей транзистора носії. На роботу транзистора істотно впливає рух неосновних носіїв через колекторний перехід: дірок бази в колектор і електронів колектора у базу. Їх кількість зростає з підвищенням температури, а також залежить від матеріалу напівпровідника.

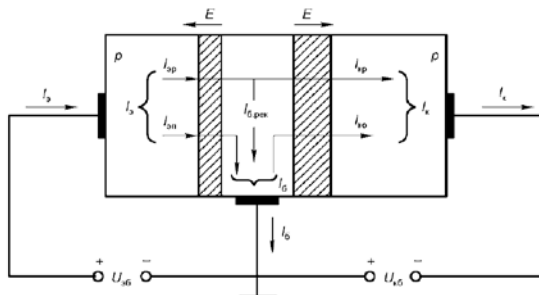


Рис. 1.26. Розподіл струмів у біполярному транзисторі

Струми біполярного транзистора. В емітері дірки створюють струм  $I_{ек}$  (рис. 1.26), а в колекторі – це діркова складова струму колектора  $I_{кр}$ , яка менше струму на струм, викликаний рекомбінацією дірок у базі, і називається базовим струмом рекомбінації  $I_{б,рек}$ :

$$I_{кр} = I_{ер} - I_{б,рек} . \quad (1.15)$$

У підсилювальному режимі роботи транзистора струм  $I_{б,рек}$  небажаний. Його зменшення досягається зменшенням товщини бази так, щоб ширина бази  $h \leq L_p$ , де  $L_p$  – дифузійна довжина дірок. Чим менше товщина бази, тим більша кількість дірок досягає колекторного переходу і тим більше діркова складова струму  $I_{кр}$ . Втрату діркового струму емітера на рекомбінацію в базі характеризує коефіцієнт перенесення дірок

$$\beta = I_{кр} / I_{ер} . \quad (1.16)$$

Визначити коефіцієнт перенесення можна із співвідношення:

$$\beta_n \approx 1 - 0,5h^2 / L_p^2 . \quad (1.17)$$

Для германієвих транзисторів  $\beta_n = 0,98 \dots 0,995$ , де  $L_p = 0,3 \text{ мкм}$ .

Через емітер протікає електронний струм  $I_{ен}$ , зумовлений переходом в область емітера електронів бази:

$$I_e = I_{ер} + I_{ел} . \quad (1.18)$$

Складова струму емітера  $I_{ел}$  замикається в колі "база-емітер", не протікає через колектор і викликає додаткове нагрівання транзистора. Для того, щоб зменшити струм  $I_{ен}$ , базу насичують домішкою у багато разів меншою, ніж емітер

(приблизно на два порядки). Частку діркового струму в емітері  $I_{ep}$  визначають коефіцієнтом інжекції:

$$Y = \frac{I_{ep}}{I_e}. \quad (1.19)$$

Цей коефіцієнт характеризує ефективність роботи емітера. Для зменшення електронної складової емітерного струму базу насичують домішкою незначно ( $\gamma = 0,990...0,995$ ). У колекторі і базі слід також враховувати зворотний струм колекторного переходу  $I_{кол}$ , утворений неосновними носіями областей бази і колектора:

$$I_{\kappa} = I_{кр} + I_{ко}. \quad (1.20)$$

Оскільки концентрація неосновних носіїв значно більше в базі, ніж у колекторі, зворотний струм колекторного переходу складається в основному з бази. Значення струму  $I_{ко}$  є параметром транзистора, що характеризує його якість (чим менше  $I_{ко}$ , тим транзистор краще).

Значення  $I_{ко}$  при нормальній температурі становить 0,1...100 мкА, причому в германієвих транзисторах струм  $I_{ко}$  приблизно на порядок більший, ніж у кремнієвих.

Струм  $I_{en}$  в базі, утворений електронами, інжекованими в емітер, струм інжегований в емітер, струм рекомбінації  $I_{б.рек}$ , обтікання колекторного переходу зворотний  $I_{ко}$  струм колекторного переходу створюють струм бази:

$$I_{\delta} = I_{en} + I_{б.рек} - I_{ко}. \quad (1.21)$$

Виходячи з проведеного аналізу роботи транзистора і з урахуванням (1.17) і (1.20), отримуємо:

$$I_{\delta} = I_e + I_{\kappa}, \quad (1.22)$$

що відповідає першому закону Кірхгофа. Оскільки транзистор виготовляють так, щоб забезпечити дуже мале значення струму бази струм колектора незначно відрізняється від струму емітера  $I_e = I_{\kappa}$ . Як тільки дірка залишить емітер і перейде в базу, для відновлення рівноваги заряду в емітері електрон залишає емітер. За рахунок цього у виводі емітера маємо електронний струм, а у виводі колектора струм електронів джерела, що компенсує збільшення дірок у колекторі. У виводі бази при цьому маємо

струм електронів джерела, що заповнює спад електронів внаслідок рекомбінації їх із дірками емітера (рис. 1.26). Оскільки за позитивний напрямок струму приймають напрямок позитивних зарядів, то напрямок струмів, позначений на рисунках стрілками протилежний напрямку руху електронів. Таким чином, наскрізний струм через транзистор спрямований від емітера через базу до колектора (його напрямок відображено в умовному позначенні транзистора – стрілка від емітера в бік бази).

Струмом колектора можна керувати. Для цього слід змінити напругу  $U_{\text{об}}$  джерела живлення кола емітер. Зі збільшенням напруги бази знижується потенційний бар'єр емітерного переходу і збільшується струм емітера, а отже, і струм колектора (за інших рівних умов). Таким чином, струм емітера є керуючим, а струм напівкеруючим. Тому транзистор часто називають приладом, керованим струмом. Відзначимо, що зміна зворотної напруги джерела живлення кола колектора практично не викликає збільшення струму колектора, оскільки поле колекторного переходу є пришвидшуючи і не може змінювати кількість дірок, які перетинають колекторний перехід.

Для поліпшення якості роботи транзистора необхідно прагнути до того, щоб  $\gamma$  і  $\beta_n$  були близькі до одиниці. Однак їх не можна виміряти, а тому можна тільки розрахувати теоретично. Тому для розрахунків вводять коефіцієнт передачі струму емітера:

$$\alpha_{\text{cm}} = \frac{I_{\kappa} - I_{\text{ко}}}{I_e} = \frac{I_{\text{кр}}}{I_e}, \quad (1.23)$$

де  $I_{\text{кр}}$  – дірковий струм колектора,  $I_e$  – струм емітера. Отже, цей коефіцієнт можна виміряти, і його значення дорівнює  $\alpha_{\text{cm}} = \gamma\beta_n$ .

Враховуючи (1.23), отримаємо:

$$I_{\kappa} = \alpha_{\text{cm}} I_e + I_{\text{ко}}; \quad (1.24)$$

$$I_{\kappa} = (1 - \alpha_{\text{cm}}) I_e + I_{\text{ко}}. \quad (1.25)$$

З (1.24) видно, що, змінюючи струм емітера, можна керувати струмом колектора. При роботі транзистора на змінному струмі вводять поняття диференційного коефіцієнта підсилення струму, який визначають через приріст струмів вхідного і

вихідного кіл транзистора для схеми з ЗБ Диференціальний коефіцієнт підсилення струму дорівнює

$$\alpha_e = \left. \frac{dI_\kappa}{dI_e} \right|_{U_{KB=\text{const}}} \quad (1.26)$$

або  $\alpha_{\text{диф}} = \alpha_{cm} + I_{cm} \left. \frac{d\alpha_{cm}}{dI_e} \right|$  коефіцієнт передачі струму бази

біполярного транзистор. У схемі з ЗЕ вхідним є струм бази  $I_\delta$ , а вихідним – струм колектора  $I_\kappa$ . Визначити коефіцієнт передачі струму бази можна зі співвідношення  $I_\kappa = \alpha_{cm} I_e + I_{\kappa 0}$ , якщо підставити в нього  $I_e = I_\delta + I_\kappa$ . Тоді  $I_\kappa = \alpha_{cm}(I_\delta + I_\kappa) + I_{\kappa 0}$ . Для зручності аналізу роботи транзистора значення струму колектора можна знайти з формули

$$I_\kappa = \frac{\alpha_{cm}}{1 - \alpha_{cm}} I_\delta + \frac{I_{\kappa 0}}{1 - \alpha_{cm}}, \quad (1.27)$$

$$\text{або } I_\kappa = \beta_{cm} I_\delta + I_{\kappa 0.e}, \quad (1.28)$$

де  $\beta_{cm} = \frac{\alpha_{cm}}{1 - \alpha_{cm}}$  – коефіцієнт передачі струму бази у схемі з

ЗЕ, виражений через статичний коефіцієнт передачі струму емітера у схемі з ЗБ,  $I_{\kappa 0.e} = (1 + \beta_{cm}) I_{\kappa 0}$  – зворотний струм колектора у схемі з ЗЕ. Тоді статичний коефіцієнт передачі струму  $\beta_{cm} = \frac{(I_\kappa - I_{\kappa 0})}{(I_\delta + I_{\kappa 0})}$ .

Диференційний коефіцієнт передачі струму бази дорівнює

$$\beta_{\text{диф}} = \left. \frac{dI_\kappa}{dI_\delta} \right|_{U_{KE=\text{const}}} \quad \text{або} \quad \beta_{\text{диф}} = \beta_{cm} + I_\delta \left. \frac{d\beta_{cm}}{dI_\delta} \right|. \quad (1.28)$$

$$\text{Якщо } \left. \frac{d\beta_{cm}}{dI_{\phi}} \right| = 0, \text{ то } \beta_{оиф} = \beta_{cm} = \beta|, \text{ де } \beta \text{ називають}$$

коефіцієнтом підсилення; він є важливим параметром транзистора, що характеризує його роботу в режимі підсилення.

Підсилювальні властивості біполярного транзистора залежать від схеми ввімкнення (ЗБ, ЗЕ, ЗК). Транзистор підсилює або струм, або напругу, або те й інше.

У схемі із ЗБ значення струму колектора близьке до значення струму емітера, тобто підсилення по струму не відбувається. Однак у цьому випадку є підсилення по напрузі і, отже, по потужності.

В активному режимі колекторний перехід зміщений у зворотному напрямку, його потенційний бар'єр високий, тому інжекція дірок із колектора в базу неможлива. Щоб інжекція не відбувалася і при ввімкненні в колекторних колах резистора навантаження з високим опором, необхідно, щоб при цьому не змінився знак потенціалу колектора. Оскільки опір емітерного і колекторного переходів, а також навантаження з'єднані послідовно і струм через них майже однаковий, невелика зміна струму емітера викличе невелику зміну напруги в емітерному колі, тоді як у колекторному колі ця зміна буде досить значною, якщо опір колектора великий. У цьому випадку напруга, а отже, і потужність зростуть у багато разів.

При роботі транзистора в підсилювальному режимі на його вхід подається змінний сигнал, який потрібно посилювати. Напруга джерела живлення постійна, але змінна напруга, що подається на колектор (навіть незначна), призводить до великих змін (коливань) змінної напруги на колекторному резисторі, тобто у схемі відбувається підсилення малого змінного вхідного сигналу.

У схемі з ЗЕ відбувається підсилення і по струму, і по напрузі. Вхідним струмом є струм бази, значно менший за струм емітера. Змінюючи вхідну напругу, змінюється висота потенційного бар'єра і кількість основних носіїв заряду емітера через базу і відповідно через колектор. Оскільки до бази від джерела надходить менше носіїв, ніж інjektується з емітера в базу і колектор, то незначне збільшення струму у вхідному колі викликає істотну зміну струму у вихідному колі. Таким чином,

транзистор, увімкнений за схемою з ЗЕ, характеризується великим підсиленням по струму. При цьому є і підсилення по напрузі: оскільки вихідний опір великий, до кола колектора можна під'єднати резистор колектора з великим опором, напруга на якому буде більшою, ніж вхідна. Відповідно відбувається і підсилення по потужності.

У схемі з ЗК відбувається підсилення по струму і по потужності, а підсилення по напрузі відсутнє.

### 1.3.2. Статичні характеристики біполярного транзистора

Взаємозв'язок між вхідними і вихідними струмами і напругами транзистора описують статичними характеристиками, коли в колі колектора немає навантаження. Ці характеристики використовують при практичних розрахунках схем на транзисторах. До таких характеристик відносять вхідні  $I_{вх}=f(U_{вх})$  характеристики, що знімаються при постійній вихідній напрузі  $U=const$ , і вихідні  $I_{вих}=f(U_{вих})$ , що знімаються при постійному струмі на вході  $I = const$ . У деяких випадках застосовують характеристики зворотного зв'язку і передачі струму.

У транзисторі струми взаємно пов'язані, тому статичні характеристики для кожної з трьох схем увімкнення транзистора різні.

Для схеми ЗБ сімейство вхідних статичних характеристик являє собою залежності  $I_e=f(U_{еб})$  для  $U_{кб} = const$  (рис. 1.27, а). За виглядом ці характеристики нагадують прямі гілки вольт-амперних характеристик напівпровідникових діодів. При невеликих напругах струм змінюється за експоненціальним законом, з ростом напруги характер залежностей стає прямолінійним. При  $U_{кб}=0$  характеристики збігаються з характеристикою р-п-переходу, увімкненого в прямому напрямку. При збільшенні напруги на колекторі при  $U_{кб}>0$  характеристика зміщується вправо. Щільне розташування характеристик (рис. 1.27, а) зумовлено малим впливом напруги колектора на струм емітера.

При напрузі  $U_{еб}=0$  і  $U_{еб}\neq 0$  струм емітера не дорівнює нулю. У цьому випадку транзистор працює в режимі відсічення  $U_{кб}<0$  або в режимі насичення для  $U_{кб}>0$ .

Сімейство вихідних статичних характеристик для схеми із загальною базою – залежність  $I_k = f(U_{кб})$  при струмі емітера  $I_e = \text{const}$  (рис. 1.27, б).

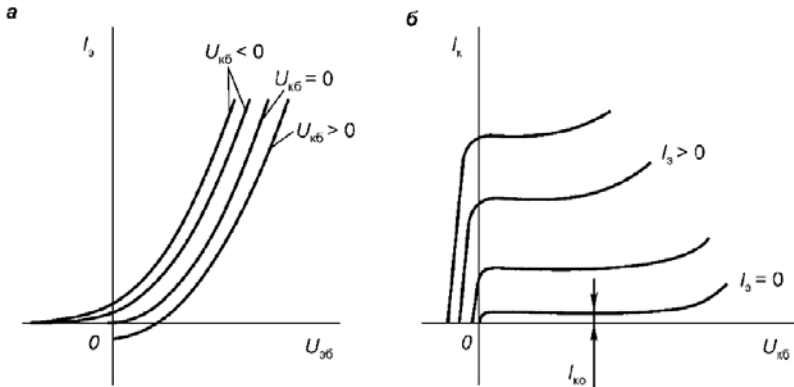


Рис. 1.27. Статичні вольт-амперні характеристики транзистора у схемі із загальною базою: а – вхідні; б – вихідні

При збільшенні струму емітера струм колектора збільшується при заданій напрузі на колекторі. При  $I_e = 0$  через колектор замикається зворотний струм колекторного переходу  $I_{ко}$ , який практично не залежить від напруги на колекторі. При напрузі на колекторі, що дорівнює нулю ( $U_{кб} = 0$ ), струм колектора  $I_k \neq 0$ , оскільки струм емітера  $I_e \neq 0$ . При прямій напрузі на колекторному переході ( $U_{кб} > 0$ ) струм зі зміною напруги різко змінюється. У цьому випадку транзистор переходить у режим насичення.

Вихідний опір у схемі ЗБ дуже великий і досягає одиниць мегаом, оскільки зміна напруги на колекторі майже не впливає на струм колектора, значення якого визначається струмом емітера і зворотним струмом колекторного переходу  $I_{ко}$ .

Для схеми з ЗЕ сімейство вхідних статичних характеристик відображається залежностями  $I_б = f(U_{бс})$  при  $U_{кс} = \text{const}$  (див. рис. 1.28). Струм бази являє собою алгебраїчну суму струмів, один з яких викликаний рекомбінацією носіїв заряду емітера і бази, інший є зворотним струмом колекторного переходу. Чим більше напруга  $U_{бс}$ , тим більше струм бази, оскільки при збільшенні прямої напруги на емітерному переході знижується



потенціальний бар'єр. Подолати його в цьому випадку може більша кількість основних носіїв заряду емітера (дірок), і більша кількість їх зможе рекомбінувати з електронами бази.

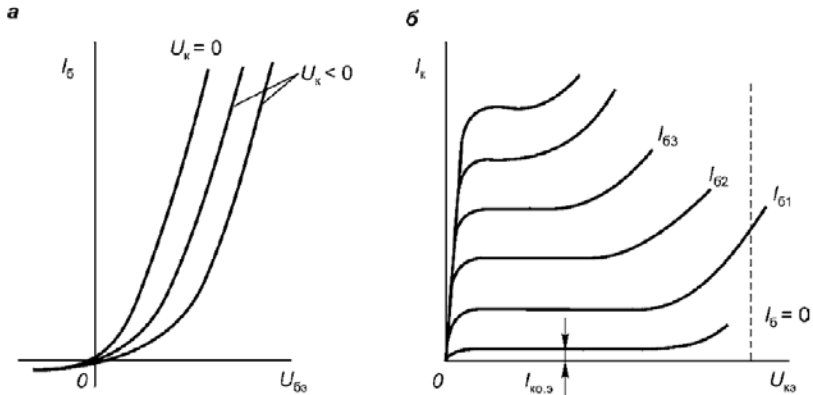


Рис. 1.28. Статичні вольт-амперні характеристики транзистора у схемі із загальним емітером: а – входні; б – вихідні

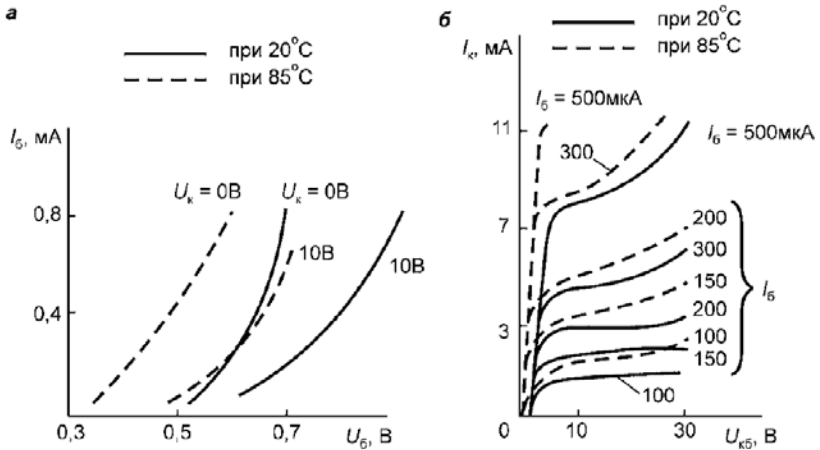


Рис. 1.29. Вплив температури на характеристики транзистора, ввімкненого за схемою із загальним емітером: а – входні; б – вихідні

Рекомбінаційна складова струму бази, будучи частиною струму емітера, визначає характер входної характеристики для

схеми з ЗЕ, який близький до характеру вхідної характеристики для схеми з ЗБ.

Зі збільшенням значення напруги на колекторі струм бази зменшується, і характеристики зміщуються вправо від характеристики при  $U_{кє} = 0$ .

Вхідний опір транзистора, під'єднаного за схемою з ЗЕ,  $r_{вх} = dU_{бє}/dI_{б}$  при  $U_{кє} = const$  порівняно малий, але набагато більший, ніж у схемі з ЗБ.

Сімейство вихідних статичних характеристик являє собою залежності  $I_{к} = f(U_{кє})$  при  $I_{б} = const$  (рис. 1.28, б).

Вихідні характеристики не перетинають вісь ординати, практично сходяться на початку координат, оскільки при напрузі на колекторі, що дорівнює нулю, струм колектора практично дорівнює нулю. У початковій частині характеристики мають велику крутизну. Це пояснюється тим, що при напрузі на колекторі  $U_{кє}$  менших значення напруги на базі  $U_{бє}$ , колекторний перехід увімкнений у прямому напрямку (напруга на колекторному переході дорівнює  $|U_{кє}| = |U_{бє}|$  рис. 1.28, б). Тому досить незначно змінити напругу  $U_{кє}$ , щоб струм  $I_{к}$  сильно змінився.

Температура навколишнього середовища істотно впливає як на вхідні, так і на вихідні характеристики транзистора (рис. 1.29). Це пояснює, що при збільшенні температури збільшується енергія електронів, внаслідок чого збільшується концентрація вільних носіїв заряду у всіх областях транзистора, їх рухливість та ін. Особливо суттєво зростання температури позначається на зворотному струмі колекторного переходу  $I_{к0}$ , який часто називають тепловим струмом.

### 1.3.3. Н-параметри біполярних транзисторів

Для розрахунку параметрів транзисторів можна скористатися активним чотириполюсником як аналогом транзистора (рис. 1.30). Використовуючи теорію чотириполюсника, встановимо зв'язок між вхідними й вихідними струмами і напругами транзистора через  $H$ -параметри, які описують залежності  $i_1 = f(i_1, u_2)$  і  $i_2 = f(i_1, u_2)$ .

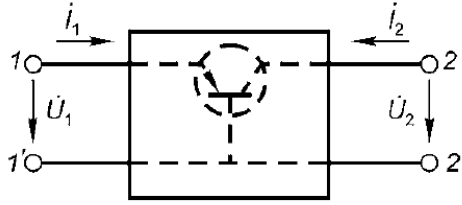


Рис. 1.30. Транзистор – активний чотириполіусник

Для нескінченно малих приростів струмів і напруг можна записати

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial i_2} di_2 \\ di_1 = \frac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2 \end{cases} \quad (1.30)$$

Якщо в (1.30) коефіцієнти у вигляді часткових похідних позначити буквами  $H$ , отримаємо систему  $H$ -параметрів:

$$\begin{cases} du_1 = H_{11} di_1 + H_{12} di_2 \\ di_1 = H_{21} du_1 + H_{22} du_2 \end{cases} \quad (1.31)$$

Якщо на статичних характеристиках розглядати невелику область, то зв'язок між постійним струмом і напругою з деяким наближенням можна вважати лінійною, а транзистор лінійним чотириполіусником. Тоді диференціали у виразі (1.31) можна замінити абсолютними значеннями малих приростів струмів і напруг:

$$\begin{cases} \Delta u_1 = H_{11} \Delta i_1 + H_{12} \Delta i_2 \\ \Delta i_1 = H_{21} \Delta u_1 + H_{22} \Delta u_2 \end{cases} \quad (1.32)$$

Припускаючи, що  $u_2 = \text{const}$ ,  $\Delta u_2 = 0$ , отримаємо:

$$H_{11} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \right|_{u_2 = \text{const}, \Delta u_2 = 0}, \quad (1.33)$$

тобто  $H_{11}$  є не що інше, як вхідний опір при постійній напрузі на виході і при короткому замиканні (для змінного струму) на виході.

Якщо  $i_1 = \text{const}$ ,  $\Delta i_2 = 0$ , отримаємо:

$$H_{12} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} \right|_{i_1 = \text{const}, \Delta i_2 = 0}, \quad (1.34)$$

тобто  $H_{12}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі (при холостому ході для змінного струму з боку вхідних затискачів і для постійного струму у вхідному колі). Він показує, яка частка вихідної змінної напруги передається на вхід за рахунок наявності внутрішнього зворотного зв'язку.

Якщо  $u_2 = \text{const}$ ,  $\Delta u_2 = 0$ , отримаємо

$$H_{21} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} \right|_{U_2 = \text{const}, \Delta u_2 = 0}, \quad (1.35)$$

тобто  $H_{21}$  – коефіцієнт підсилення по струму при постійній напрузі на виході і при короткому замиканні (для змінного струму) на виході.

Параметр

$$H_{22} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \right|_{i_1 = \text{const}, \Delta i_2 = 0} \quad (1.36)$$

є не що інше, як вихідна провідність при холостому ході по змінному струму з боку вхідних затискачів і постійному струмі у вхідному колі.

У результаті  $H$ -параметри є диференціальними і характеризують властивості транзистора в статичному режимі (при роботі без навантаження) в робочій точці, положення якої на статичних характеристиках визначається значеннями постійних напруг (і відповідно струмів) на вхідних і вихідних затискачах транзистора. Визначити  $H$ -параметри можна дослідним шляхом, здійснюючи режими короткого замикання і холостого ходу по змінному струму. У реальних умовах роботи транзистора на його вхід під'єднують джерело перетворюваного транзистором сигналу. При цьому змінні напруги і струми цього джерела накладаються на постійні напруги і струми, що задають положення робочої точки. При досить малих синусоїдальних сигналах транзистор працює на лінійних ділянках статичних характеристик і його можна розглядати як лінійний активний

чотириполюсник, а малі амплітуди або діючі значення струмів і напруг синусоїдальних сигналів можна розглядати як малі збільшення постійних складових струму і напруги. Однак при заміні незначних збільшень синусоїдальними сигналами слід враховувати, що миттєві значення цих збільшень є функції часу і частоти, оскільки  $\Delta u = U_m \cos(\omega t + \psi_1)$ , а  $\Delta i = I_m \cos(\omega t + \psi_2)$ . Тож параметри значення комплексні і будуть визначатися модулем і аргументом  $\phi$ . Однак при низькій частоті наближено можна знехтувати реактивними складовими опорів і провідностей.

Це дозволяє розглядати модулі  $H$ -параметрів. Для транзистора, зображеного у вигляді чотириполюсника, вони залежать від схеми ввімкнення транзистора. Для кожної зі схем використовують відповідні індекси: для схеми із загальною базою – Б, із загальним емітером – Е, із загальним колектором – К.

Для схеми з ЗЕ

$$U_1 = U_{\bar{o}e}, U_2 = U_{\kappa e}, I_1 = I_{\bar{o}}, I_2 = I_{\kappa}, \quad (1.37)$$

тоді рівняння чотириполюсника матиме вигляд

$$\begin{cases} U_{\bar{o}e} = H_{11}I_{\bar{o}} + H_{12}U_{\kappa e} \\ I_{\kappa} = H_{21}I_{\bar{o}} + H_{22}U_{\kappa e} \end{cases}, \quad (1.38)$$

звідки значення  $H$  – параметра

$$H_{11e} = \left. \frac{U_{\bar{o}e}}{I_{\bar{o}}} \right|_{U_{\kappa e} = \text{const}} \quad (1.39)$$

- вхідний опір при короткому замиканні вихідного кола;

$$H_{12e} = \left. \frac{U_{\bar{o}e}}{U_{\kappa e}} \right|_{i_{\bar{o}} = \text{const}}, \quad (1.40)$$

- коефіцієнт зворотнього зв'язку по напрузі холостого ходу на стороні вихідного кола

$$H_{21e} = \left. \frac{I_{\kappa}}{I_{\bar{o}}} \right|_{U_{\kappa e} = \text{const}}, \quad (1.41)$$

- коефіцієнт передачі струму (підсилення) при короткому замиканні вихідного кола

$$H_{22e} = \left. \frac{I_{\kappa}}{U_{\kappa e}} \right|_{i_{\delta} = \text{const}},$$

- вихідна провідність при холостому ході на вхідному колі.

У схемах із ЗБ і ЗЕ параметри  $H_{21\delta}$  і  $H_{21e}$  є відповідно коефіцієнтами передачі струму бази та емітера. Так, у схемі з ЗБ вхідний струм  $I_1 = I_e$ , вихідний струм  $I_2 = I_{\kappa}$ . Тоді

$$H_{21e} = \frac{I_{\kappa}}{I_{\delta}} = \alpha. \quad (1.42)$$

У схемі із ЗЕ

$$H_{21e} = \frac{I_{\kappa}}{I_{\delta}} = \frac{I_{\kappa} / I_e}{I_{\delta} / I_e} = \frac{I_{\kappa} / I_e}{(I_e - I_{\kappa}) / I_e} \approx \frac{\alpha_{cm}}{1 - \alpha_{cm}} \approx \beta. \quad (1.43)$$

У схемі з ЗЕ параметри  $H_{11e}$  і  $H_{12e}$  визначають за вхідними статичними характеристиками (рис. 1.31, а). Для цього з обраної робочої точки А на лінійній частині характеристики проводять до перетину з сусідньою характеристикою пряму лінію АА' паралельно осі струмів, а потім з точки А' лінію АА'' – паралельно осі напруг. В отриманому трикутнику АА'А'' катет АА' – приріст струму бази  $\Delta I_{\delta}$ , катет А'А'' – збільшення напруги бази  $\Delta U_{\delta e}$ . Збільшення напруги колектора  $\Delta U_{\kappa e}$  – це різниця напруг, при яких знімалися обидві характеристики:

$$\Delta U_{\kappa e} = \Delta U_{\kappa e 2} - \Delta U_{\kappa e 1}. \text{ З трикутника АА'А'' маємо } H_{11e} = \frac{U_{\delta e}}{\Delta I_{\delta}} \text{ і}$$

$$H_{12e} = \frac{\Delta U_{\delta e}}{\Delta U_{\kappa e}}, \quad U_{\kappa e} = 0.$$

Параметри  $H_{21e}$  і  $H_{22e}$  визначають за вихідними статичними характеристиками (рис. 1.31). З робочої точки А<sub>1</sub> проводять пряму, паралельну осі струмів, до перетину з сусідньою характеристикою і визначають приріст струму колектора  $\Delta I_{\kappa}$

(відрізок  $A_1A_2$ ) при  $U_{ке} = const$ . Приріст струму бази при цьому становить  $\Delta I_{\bar{o}} = \Delta I_{\bar{o}2} - \Delta I_{\bar{o}1}$ , звідси  $H_{21e} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\bar{o}}}$ .

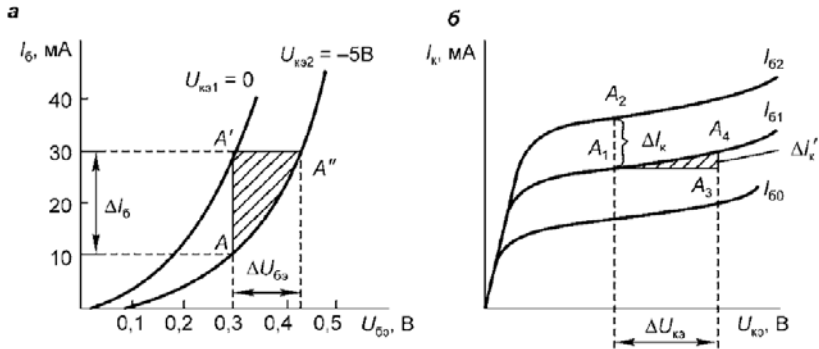


Рис. 1.31. Визначення  $H$ -параметрів за статичними вихідними характеристиками біполярного транзистора:  
а – входні характеристики; б – вихідні характеристики

Щоб визначити параметр  $H_{22e}$ , з робочої точки  $A_1$  проводять пряму лінію, паралельну осі напруг, на довільну відстань  $A_1A_3$ , що дорівнює  $\Delta U_{ке}$ , і визначають значення  $\Delta I_{\kappa}$ , що дорівнює відрізку  $A_3A_4$ .

Таблиця 1.1.

| Параметр   | Схема ЗЕ                   | Схема ЗБ                   |
|------------|----------------------------|----------------------------|
| $H_{11}$   | Сотні Ом – одиниці кілоом  | Десятки ом                 |
| $H_{12}$   | $10^{-3} \dots 10^{-4}$    | $10^{-3} \dots 10^{-4}$    |
| $H_{21}$   | Десятки                    | 0,95...0,998               |
| $H_{22}$   | $10^{-3} \dots 10^{-4}$ См | $10^{-4} \dots 10^{-5}$ См |
| $1/H_{22}$ | Одиниці – десятки кілоОм   | Сотні кілоом               |

У результаті  $H_{22e} = \frac{I_{\kappa}}{\Delta U_{ке}}$  значення модулів  $H$ -параметрів

зазвичай наводять у довідниках, де вказують їх усереднені зна-

чення. У таблиці 1.1 дано порядок значень Н-параметрів для схем з ЗЕ і ЗБ.

*Частотні властивості транзисторів.* При зміні частоти сигналу змінюється час дифузії інжектованих у базу носіїв заряду. Так, якщо транзистор має структуру р-п-типу і якщо передається сигнал низької частоти, то період коливачь підсилюваного сигналу значно більше часу дифузії. У цьому випадку концентрація інжектованих у базу носіїв заряду зменшується від емітерного переходу до колекторного.

При передачі сигналу високої частоти період підсилюваного сигналу стає порівняним із часом дифузії і закон зміни концентрації змінюється: в якісь моменти часу з'являються ділянки з максимальною концентрацією всередині бази, тому дифузія носіїв відбувається і в бік емітерного переходу. Це викликає підсилення рекомбінації носіїв заряду в базі, внаслідок чого зменшується емітерна складова струму, переданого в колектор ( $I_{кр}$ ), а отже, зменшиться коефіцієнт передачі струму емітера  $\alpha$ . Інерційність процесів у базі призводить також до фазового зсуву між струмами  $I_{ер}$  і  $I_{кр}$ , тому  $H_{21б}$  стає величиною комплексною.

При високих частотах сигналу спостерігаються фазові зміщення між емітерним і колекторним струмами внаслідок того, що рух носіїв через базу в колектор відбуватиметься порівняно повільно і зміни струму колектора запізнюються по відносно змін струму емітера. За рахунок зсуву фаз зростатиме змінний струм бази, що знизить коефіцієнт передачі струму бази  $\beta$  і коефіцієнт  $H_{21е}$  при високій частоті буде також комплексною величиною.

На рис. 1.32 подані векторні діаграми, які пояснюють, як із зміною частоти змінюється опір бар'єрних і дифузійних ємностей р-п-переходів. При цьому, чим вище частота, тим менше ємнісний опір.

Бар'єрні ємності колекторного й емітерного переходів під'єднанні паралельно р-п-переходом і приблизно однаковий. Шунтуюча дія колекторної бар'єрної ємності більше, ніж емітерна, оскільки опір колекторного переходу значно вище, ніж емітерний. Оскільки через бар'єрну ємність колекторного переходу відгалужується частина струму, то струм колектора



зменшується, а отже, зменшуються коефіцієнт передачі (підсилення) струму і коефіцієнт підсилення за потужністю.

З підвищенням частоти коефіцієнти  $H_{21e}$  емітера і бази стають комплексними, змінюються як їх модулі, так і фазовий кут між вхідним і вихідним струмами. Коефіцієнт підсилення за потужністю також зменшується і стає величиною комплексною. Щоб оцінити частотні властивості транзистора і можливість його роботи у схемі з сигналами заданої частоти, вводять частотні параметри:

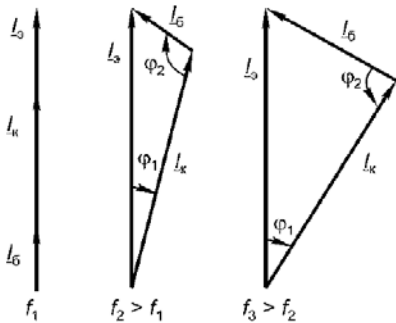


Рис. 1.32. Векторні діаграми фазових зсувів між емітерними і колекторними струмами

- 1) граничну частоту коефіцієнта передачі струму емітера у схемі з ЗБ  $f_{H21e}$ , де коефіцієнт передачі струму емітера зменшується в  $\sqrt{2}$  разів порівняно з його значенням на низькій частоті;
- 2) граничну частоту коефіцієнта передачі струму бази у схемі з ЗЕ, де коефіцієнт передачі струму бази зменшується в  $\sqrt{2}$ ;
- 3) граничну частоту передачі струму бази у схемі з ЗЕ  $f_{zp}$ , при якій модуль коефіцієнта передачі струму бази дорівнює одиниці;
- 4) максимальну частоту генерації  $f_{max}$  при якій коефіцієнт підсилення за потужністю дорівнює одиниці. Цей частотний параметр є особливо важливим, оскільки встановлює діапазон частот, в якому транзистор буде мати здатність підсилювати сигнали.

**Параметри режимів відсічки і насичення.** Розглянуті статичні параметри є параметрами транзистора в активному режимі. У режимі відсічки параметрами транзистора служать зворотні струми колекторного і емітерного переходів  $I_{ko}=I_{eo}$ . Струм  $I_{ko}$  вимірюють при заданій зворотній напрузі "колектор – база" і розімкненому виведенні емітера, струм при заданій зворотній напрузі "емітер –

база" і розімкненому виведенні колектора. Статичні параметри в режимі насичення - це напруги між виводами «колектор – емітер» при заданих струмах бази і колектора і виводи «база – емітер» – при заданих струмах бази і колектора.

### 1.3.4. Польові транзистори

*Польові транзистори* – це напівпровідникові прилади, підсилювальні властивості яких зумовлені потоком основних носіїв заряду через провідний канал, керованих електричним полем. У польових транзисторах використовують ефект впливу поперечного електричного поля на провідність каналу, по якому рухаються носії електричного заряду.

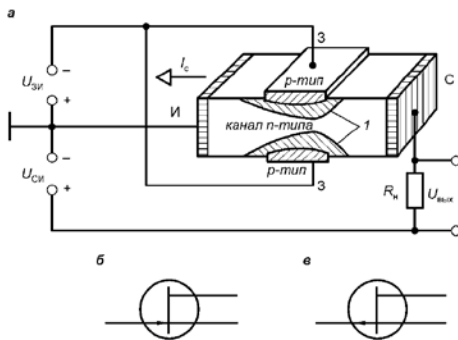


Рис. 1.33. Польовий транзистор:  
а – схематичне зображення;  
б – позначення із каналом провідності n-типу;  
в – позначення із каналом провідності p-типу;  
1 – об'єднаний шар провідності

Польові транзистори призначені для підсилення потужності і перетворення електричних коливань. У польових транзисторах у створенні вихідного струму беруть участь носії тільки одного типу дірки або електрони, тому вони є уніполярними. Носії заряду є основними для активної області каналу польового транзистора. Існує два типи польових транзисторів: з керуючим р–п-переходом і ізольованим затвором (МДН-транзистори «метал – діелектрик напівпровідник»).

Транзистори з керуючим р–п-переходом. Розглянемо спрощену структуру і принцип дії транзистора з керуючим р–п-переходом (рис. 1.33 а). Транзистор являє собою пластину напівпровідника n- або р-типу, на гранях якої створені області

протилежного типу електропровідності 3, на межах між якими утворені р-п-переходи. На торцевих сторонах пластини формують омичні контакти. Контакти областей 3 з'єднані між собою і утворюють загальний контакт. Від усіх трьох контактів є виводи. Частина пластини напівпровідника, розташована між р-п-переходами, є активною частиною транзистора – канал транзистора. Контакт, через який носії заряду входять у канал, називають витоком (В); контакт, через який носії заряду витікають, називають стоком (С); загальний електрод від контактів областей 3 – затвором (З). На рис. 1.33, а зображений транзистор на основі пластини напівпровідника п-типу з областями на гранях р-типу.

На р-п-переходи подається зворотна напруга зсуву (мінус на затвор і відносно витоку). Якщо б канал був р-типу, а області на гранях п-типу то полярність була б зворотною. При зміні напруги  $U_{зв}$  змінюються ширина р-п-переходу, а отже, і перетин каналу і його електричний опір. Таким чином, за допомогою напруги  $U_{зв}$  можна керувати опором каналу.

Якщо між витоком і стоком увімкнути джерело напруги  $U_{св}$  так, щоб потенціал стоку був позитивним щодо витоку, то через канал почнеться дрейф основних для каналу носіїв заряду (електронів) від витоку до стоку, тобто в каналі з'являється струм  $I_c$  (напрямок струму від стоку до витоку). Увімкнення джерела впливає і на ширину р-п-переходів, оскільки напруга  $U_{св}$  на р-п-переході виявляється різною в області стоку і витоку. Потенціал каналу змінюється за його довжиною: потенціал витоку дорівнює нулю, підвищуючись в сторону стоку, потенціал стоку дорівнює  $U_{св}$ . Напруга зміщення на р-п-переході поблизу витоку дорівнює  $U_{зс}$ , поблизу стоку  $|U_{зс}| + |U_{св}|$ , тобто ширина р-п-переходу більше з боку стоку, а перетин каналу і, отже, опір його мінімальне поблизу стоку (1 - на рис. 1.33, а). Таким чином, струмом через канал можна управляти шляхом зміни напруги (змінюю ширину каналу) і (змінюю струм і ширину по довжині каналу).

Зворотна напруга зсуву  $U_{зв}$ , при якій настає режим відсічки, і транзистор виявляється замкненим (струму в ньому немає,  $I_c = 0$ ), називають напругою відсічки  $U_{відс}$ . При цьому значенні напруги р-п – переходи зникають і поперечний переріз каналу стає рівним нулю.

Напругу на стоці, при якому сумарна напруга  $|U_{зв}| + |U_{зстік}|$  дорівнює напрузі відсічки  $U_{зіотс}$ , називають напругою насичення  $U_{св.відс.}$ . Отже,

$$U_{св.нас} = |U_{зв.нас}| - |U_{зв}|. \quad (1.44)$$

Режиму насичення відповідає умова, коли  $U_{св} > U_{св.нас}$ . При цьому майже припиняється зростання струму  $I_c$ , незважаючи на збільшення напруги  $U_{св}$ . Це пояснюється тим, що одночасно збільшується зворотна напруга на затворі  $U_{зв}$  (1.44), внаслідок чого канал звужується, що зменшує струм до сталого значення.

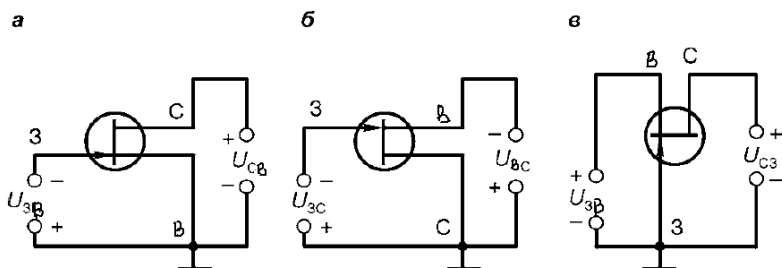


Рис.1.34. Схеми ввімкнення транзистора  
а – з загальним витоком; б – із загальним стоком;  
в – із загальним затвором

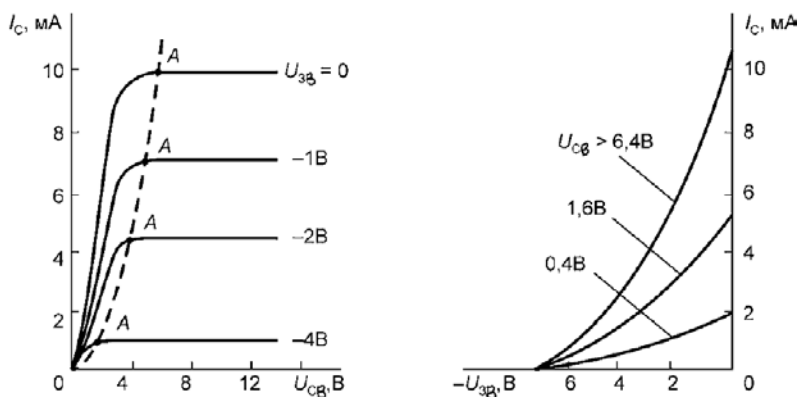


Рис. 1.35. Статичні характеристики польового транзистора  
із керуючим р-п - переходом  
а – стокові; б – прямої передачі.

Порівнюючи обидва режими, можна зробити висновок, що в режимі відсічки опір каналу прямує до нескінченності, і при  $R_k = \infty$  струм  $I_c = 0$ , а в режимі насичення диференціальний опір  $R_{\text{кдиф}} = \frac{dU_{CB}}{dI_c} \rightarrow \infty$ , а струм  $I_c$  з ростом  $U_{ce}$  залишається без зміни.

Польові транзистори, як і біполярні, мають три схеми увімкнення (рис. 1.34): із загальним витоком 3В (а), загальним стоком 3С (б) і із загальним затвором 3З з каналом п-типу (в). Основною схемою увімкнення є схема 3В (рис. 1.33).

Основними статичними характеристиками транзистора з керуючим р-п-переходом є вихідні (стокові) і характеристики прямої передачі (стокозатворні).

*Стокові характеристики* цієї залежності  $I_c = f(U_{ce})$ , при  $U_{зв} = \text{const}$  (рис. 1.35).

У динамічному режимі на роботу транзистора істотно впливають ємності р-п-переходів (вхідна і прохідна). Вхідна ємність – це частина бар'єрної ємності р-п-переходу між затвором і витоком, а прохідна частина бар'єрної ємності р-п-переходу між затвором і стоком. Зарядка і подальша розрядка ємностей відбувається не миттєво, що і зумовлює інерційність приладу, а отже, впливає на частотні властивості польових транзисторів.

З підвищенням  $U_{ce}$  струм  $I_c$  збільшується майже прямолінійно і при досягненні  $U_{ce} = U_{cвнас}$  (точки А) зростання припиняється. Насичення настає при мінімальних значеннях  $U_{ce}$  і великих  $|U_{зв}|$

На рис. 1.35 зображено сімейство характеристик прямої передачі залежності  $I_c = f(U_{зв})$  при  $U_{ce} = \text{const}$ .

Основними параметрами транзисторів з керуючим р-п-переходом є:

1) *крутизна стокозатворної характеристики*, яка дорівнює відношенню зміни струму стоку до зміни напруги на затворі при короткому замиканні при змінному струмі на виході

транзистора в схемі з 3В:  $S = \left. \frac{dI_c}{dU_{3B}} \right|_{U_{CB} = \text{const}}$ . Крутизна

характеризує керуючу дію затвора. Її вимірюють при  $U_{зв} = 0$  і

$U_{св}=U_{свнас}$  за характеристикою прямої передачі. Значення зазвичай складають кілька міліампер на вольт;

2) *вхідний диференційний опір*

$$R_{вх.диф} = \left. \frac{dU_{зв}}{dI_{зв}} \right|_{U_{св}=const},$$

де  $I_z$  – струм затвора, викликаний рухом неосновних носіїв через р-п-перехід. Так як концентрація неосновних носіїв невелика, то зворотний струм малий і майже не залежить від напруги  $|U_{зв}|$ . Тож опір дуже великий і становить  $10^8 \dots 10^{10}$  Ом;

3) *вихідний диференціальний опір (диференційний опір кола стоку)*

$$R_{вих.диф} = \left. \frac{dU_{св}}{dI_c} \right|_{U_{зв}=const}.$$

Цей опір дорівнює  $10^5 \dots 10^7$  Ом;

4) *напруга відсічення  $U_{зввідс}$*  – це напруга на затворі при  $I_c=0$  і  $U_{св}>0$ ;

5) *міжелектродні ємності*:  $C_{зв}$  – затвор витік,  $C_{зс}$  – затвор стік,  $C_{св}$  – стік - витік. Ці ємності вимірюють при розімкнених за змінним струмом інших виводів.

**Транзистори з ізованим затвором.** Транзистори цього типу, як зазначалося раніше, називають також МДН-транзисторами (метал-діелектрик-напівпровідник) або МОН-транзисторами (якщо як діелектрик використовують оксид, наприклад діоксид кремнію  $SiO_2$ ). Останній тип транзистора ще називають типом MOSFET, у нього керування здійснюється через затвор, ізований від р-п-переходу тонким шаром оксиду. МДН-транзистори бувають двох типів: з вбудованим каналом і з індукованим. Основу МДН-транзистора з вбудованим каналом (рис. 1.36) становить слабо насичена домішкою пластина напівпровідника з електропровідністю п- або р-типу (рис. 1.36, п-Si), в якій створені дві сильно насичені домішкою області протилежного типу електропровідності (на рисунку *p*). Відстань

між  $p$ -областями – 1 мкм. Вони з'єднані тонким шаром напівпровідника того ж типу електропровідності, що й  $p$ -області. Однак цей шар слабо насичений домішкою ( $p$ -канал). Поверхня пластини напівпровідника вкрита шаром діелектрика товщиною 0,1 мкм. На шар діелектрика над каналом нанесений металевий контакт – затвор 3. Области  $p$  також мають металеві контакти, один з яких називають витоком В, іншого стоком С. Зазвичай для пластини напівпровідника використовують кремній, а в якості діелектрик – плівку діоксиду кремнію, вирошену на поверхні кремнію шляхом окиснення його при високій температурі.

На рис. 1.37 подано схеми увімкнення МДН-транзистора: із загальним витоком 3В (а); із загальним стоком 3С (б); із загальним затвором 3З (в); полярність виводів на рисунку не позначена, оскільки вона залежить від режиму роботи транзистора.

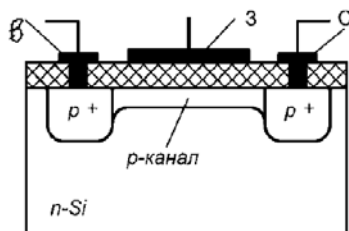


Рис. 1.36. Структура МДН-транзистора

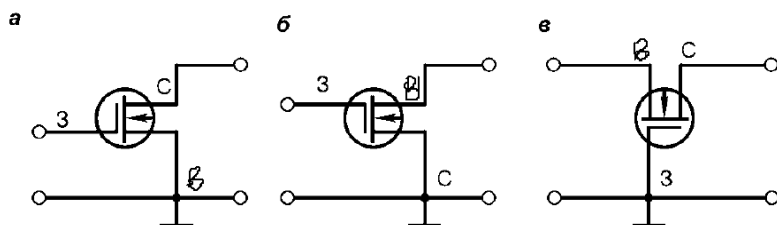


Рис. 1.37. Схеми увімкнення МДН-транзистора  
а – із загальним витоком; б – із загальним стоком;  
в – із загальним затвором

Принцип роботи МДН-транзистора з вбудованим каналом розглянемо на прикладі схеми з ЗВ (рис. 1.37, а). У напівпровіднику з його поверхні в електричному полі в залежності від його полярності відбувається збіднення або збагачення приповерхневого шару носіями заряду. Напрямок електричного поля визначається знаком потенціалу на затворі щодо пластини напівпровідника.

Якщо на затвор подано позитивний потенціал  $U_{зв}$ , електричне поле буде виштовхувати дірки з каналу і провідність каналу зменшиться. Якщо на затвор поданий негативний потенціал, дірки почнуть втягуватися в канал і збагачувати його основними носіями, провідність каналу збільшиться. У першому випадку транзистор працює в режимі збіднення, у другому випадку – у режимі збагачення. Якщо витік і стіок під'єднати до джерела живлення  $U_{св}$ , то почнеться дрейф дірок, через канал з'явиться струм стоку  $I_c$ , значення якого залежить від напруги  $U_{св}$  і  $U_{зв}$ . При появі струму в каналі створюється падіння напруги. Потенціал витоку дорівнює нулю, а потенціал стоку дорівнює  $U_{св}$  (як і в транзисторі з керуючим р–п-переходом). На кордоні пластини n-типу з областями р-типу і каналом р-типу утворюється перехід, який зміщений у зворотному напрямі. Оскільки в МДН-транзисторах затвор ізольований від напівпровідника плівкою діелектрика, то ці транзистори можуть працювати як при позитивному, так і при негативній напрузі  $U_{зв}$ .

Статичні характеристики МДН-транзистора з вбудованим каналом р-типу подані на рис. 1.38: вихідні (стокові) - на рис. 1.38, а, характеристика і передачі (стокотворна) – на рис. 1.38, б. Область I - режим збіднення, область II - режим збагачення.

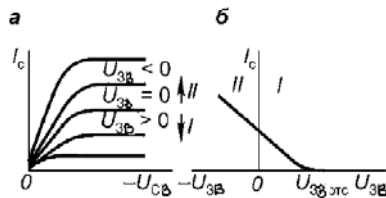


Рис. 1.38. Статичні характеристики МДН транзисторів  
а – вихідні, б – передачі



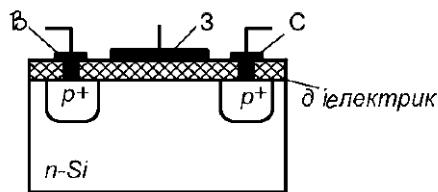


Рис. 1.39. Структура МДН-транзистора з індукованим каналом

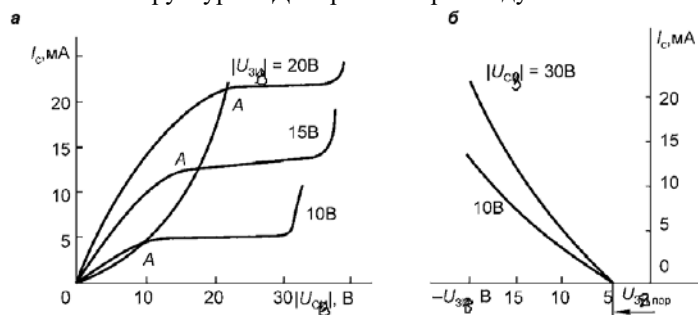


Рис. 1.40. Статичні характеристики МДН-транзисторів з індукційним каналом  
а – вихідні; б – передачі

У МДН-транзисторах з індукованим каналом (рис. 1.39) канал не створюється в процесі виготовлення, а утворюється під впливом електричного поля.

Якщо до транзистора з ЗЕ подати напругу  $U_{cb}$ , то в колі стоку з'явиться зворотний струм, значення якого дуже мале. При під'єднанні до кола затвору напруги так, щоб потенціал затвору щодо витоку і пластини був обов'язково негативним (для транзистора на рис. 1.39), під дією електричного поля під затвором приповерхневий шар пластини напівпровідника збідніється. Якщо  $U_{zb}$  досягне так званого порогового значення напруги ( $U_{zb} = U_{zb,пор}$ ), то шар напівпровідника під затвором настільки збідніється, що відбудеться його інверсія, утвориться об'єднаний канал р-типу. Якщо напруга між стоком і витоком  $U_{cb} = 0$ , то в каналі виникає струм стоку. Збільшуючи напругу на затворі  $U_{zb} > U_{zb,пор}$ , можна змінювати товщину і поперечний переріз каналу провідності і тим самим його опір, а отже, і струм  $I_c$ . На значення впливає  $I_c$  також напруга  $U_{cb}$ .

Сімейство вихідних статичних характеристик (рис. 1.40 а) аналогічне сімейству вихідних характеристик транзистора з керуючим р–п-переходом. Однак характеристика для напруги  $U_{зв}=0$  в цьому випадку відсутня, оскільки канал індукується тільки при  $U_{зв} > U_{зв.пор.}$

Характеристики передачі (рис. 1.40) – це залежності  $I_c = f(U_{зв})$ , зняті при  $U_{сб} = const$ . Характеристики зрушені щодо нуля координат  $U_{зв.пор.}$

Параметри МДН-транзисторів ті ж, що і для транзисторів з керуючим р–п-переходом. Як параметр використовують також крутизну характеристики (по підкладці):

$$S_{\Pi} = \left. \frac{dI_{с.нас}}{dU_{\Pi}} \right|_{U_{зв}=const, U_{сб}=const}.$$

За допомогою цього параметра враховується вплив напруги на пластині на струм стоку ( $S_n < S$ ).

Умовні позначення польових МДН-транзисторів подані на рис. 1.41, причому на рис. 1.41 а, в дано умовні позначення транзистора з вбудованим п- і р-каналом, а на рис. 1.41 б, г – з індукованим п- і р-каналом.

МДН-транзистори з індукованим каналом використовують частіше, ніж транзистори з вбудованим каналом.

**Застосування польових транзисторів.** Польові транзистори знайшли широке застосування в радіоелектроніці. МДН-транзистори мають дуже високий вхідний опір ( $R_{вх} > 10^{14} \text{ Ом}$ ). Транзистори з керуючим р-п-переходом мають більш низький вхідний опір (до  $10^{11} \text{ Ом}$  при кімнатній температурі). Крім того, параметри МДН-транзисторів менше залежать від температури, ніж параметри біполярних транзисторів (оскільки принцип їхньої роботи заснований на використанні тільки основних носіїв).

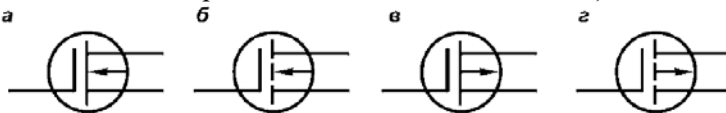


Рис. 1.41. Позначення МДН-транзистора

а – із вбудованим п – каналом; б – з індукційним п-каналом;  
в – із вбудованим р-каналом; г – із індукційним р-каналом

Польові транзистори можуть працювати при температурах (аж до близьких до абсолютного нуля), мають високу стабільність параметрів в часі при впливі різних зовнішніх факторів. Володіють високою радіаційною стійкістю (на порядок більше, ніж кремнієві біполярні), що важливо при використанні транзисторів у космічній техніці, і низьким рівнем шумів в області частот до 10 Гц. Коефіцієнт шуму становить 0,1 дБ при опорі джерела сигналу 1 МОм.

При використанні польових транзисторів в інтегральних мікросхемах (інтегральні мікросхеми компактні багатофункціональні електронні пристрої в одному корпусі) вдається отримувати високу щільність розташування елементів (на порядок вище, ніж у схемах на біполярних транзисторах). У монолітних інтегральних схемах на МДН-транзисторах їх можна використовувати як резистори (МДН-транзистори, працюючі на ненасичених ділянках статичних характеристик). Польові транзистори застосовують у логічних схемах, оскільки великі матриці з цих елементів розташовуються дуже компактно. Їх широко використовують у цифрових обчислювальних машинах. Однак, незважаючи на цілий ряд переваг польових транзисторів порівняно з біполярними, вони не можуть замінити їх повністю. Це, зокрема, пов'язано з малим коефіцієнтом підсилення польових транзисторів. Робочий діапазон частот польових транзисторів значно менший, ніж біполярних: їх найчастіше використовують до частот у кілька мегагерц. У гібридних приладах спільно використовуються і польові і біполярні транзистори, що дозволяє створювати схеми з поліпшеними властивостями. Польові транзистори застосовують у схемах підсилювачів, генераторів і комутуючих елементів.

## **1.4. Тиристори**

### **1.4.1. Принцип роботи тиристорів та їх різновиди**

*Тиристор* – це чотиришаровий напівпровідниковий прилад, що має два стійких стани: закритий і відкритий.

У даний час ці прилади отримали широке застосування в перетворювачах електричної енергії і безконтактної пуско-регулюючої апаратури. До переваг тиристорів відносяться: ве-

ликий термін служби, високий ККД, мала чутливість до вібрації і механічних перевантажень, здатність працювати при низьких (прямих) і високих (зворотних) напругах, а також при дуже великих струмах, досягають одиниць кілоампер. Основна властивість тиристора забезпечує йому найрізноманітніші застосування в автоматичній, електронній, енергетичній – це здатність перебувати у двох стійких станах: закритому і відкритому. У закритому стані опір тиристора становить десятки мегаом, і він практично не пропускає струм при напругах тисяч одиниць вольт, а у відкритому стані опір тиристора незначний. Падіння напруги на ньому близько 1 В при токах в сотні ампер. Перехід тиристора з одного стану в інший відбувається за дуже короткий час. Різновидами тиристорів є *динистор*, *симетричний тиристор* і *фототиристор*. Серед них виділяють *диністори*. Цей прилад є різновидом тиристора з двома електродами (виводами). У нього відсутній керуючий електрод. Перехід динистора з одного стану в інший здійснюється зміною значення чи полярності напруги на виводах.

Тиристор має три електроди. Керуючий електрод дозволяє за допомогою невеликого сигналу керування (імпульсу напруги) перевести тиристор з закритого стану у відкритий при незмінній (заданій) напрузі на основних електродах. Зворотний перехід з відкритого стану в закритий за допомогою керуючої напруги неможливий.

Структура тиристора містить чотири (р-п-р-п) або п'ять (р-п-р-п-р) шарів. В останньому випадку тиристор називають *симетричним (симистор)*.

Чотиришарова структура тиристора зображена на рис. 1.42. Тиристор містить три р-п-переходи  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ . Щоб підвищити ефективність керуючого сигналу, шар, до якого під'єднаний керуючий електрод, роблять тонше за інші.

При відсутності напруги на керуючому електроді і при негативній напрузі на аноді щодо катода електронно-діркові переходи  $P_1$  і  $P_3$  виявляються під'єднаними у зворотному напрямку, а перехід  $P_2$  – у прямому напрямку. При цьому протікає дуже малий струм. Наявність струму через керуючий перехід в цьому випадку не змінює загального стану структури, і тиристор залишається замкненим. Якщо до р-п-р-п-структур і

прикладено пряму напругу (плюс на аноді), переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  зміщуються в прямому напрямку, а перехід  $\Pi_2$  – у зворотному. При відсутності напруги на керуючому електроді тиристора залишається замкненим, і вся напруга виявляється прикладеною до переходу  $\Pi_2$ .

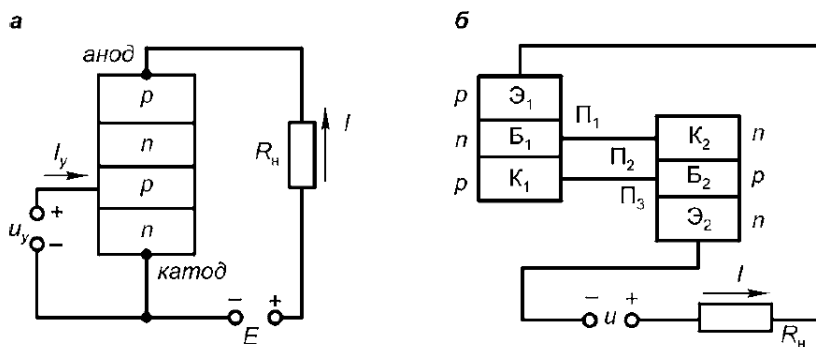


Рис.1.42. Тиристор  
а – структура; б – двотранзисторний аналог

Чотиришарову структуру тиристора можна представити у вигляді двох відповідним чином з'єднаних транзисторів р-п-р-і п-р-п-типів (рис. 1.42, б). Як видно зі схеми, до переходів  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  підведено пряму напругу, а до переходу  $\Pi_2$  – зворотну. Якщо б не було переходів  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$ , тиристор став би діодом і через перехід  $\Pi_2$  замикався б зворотний струм  $I_0$ . При наявності переходів  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  керуючий струм тиристора  $I_y$  є базовим струмом транзистора  $T_2$  (рис. 1.43). Цей струм підсилює інжекцію носіїв з боку емітера  $E_2$ , так що колекторний струм  $I_{k2}$  дорівнює  $I_{k2} = \alpha_2 I_{e2}$  або  $I_{k2} = \beta_2 I_{b2}$   $\alpha$  і  $\beta$  – коефіцієнти передачі струму емітера і струму бази відповідно. Одночасно струм  $I_{k2}$  є також базовим струмом  $I_{b1}$  транзистора  $T_1$ . Цей базовий струм зумовлений інжекцією носіїв емітера  $E_1$ .

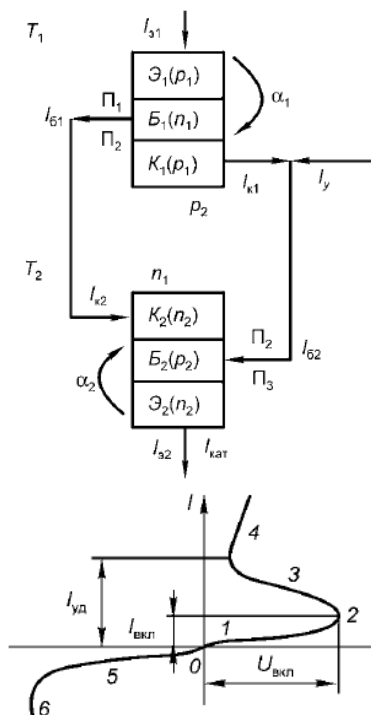


Рис. 1.44. Вольт-амперна характеристика тиристора

Рис. 1.43. До пояснення принципу роботи транзистора (по двотранзисторному аналогу)

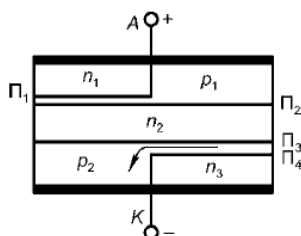


Рис. 1.45. Структура диністора: А – анод; К – катод

Струм  $I_{\mathcal{K}1}$  дорівнює  $I_{\mathcal{K}1} = \alpha_2 I_{e1}$ . З рис. 1.43 видно, що  $I_{\mathcal{B}2} = I_{\mathcal{K}1} + I_y$ , отже, зворотний зв'язок у цій схемі позитивний. Якщо коефіцієнти достатні для того, щоб підсилення в контурі зворотного зв'язку досягло одиниці, то базові струми швидко зростуть і обидва транзистора опиняться в режимі насичення навіть при зменшенні струму керування до нуля. Лавинне наростання струму через структуру обумовлено тим, що кількість основних носіїв заряду, що потрапляють в одиницю часу в базові області через центральний р-п-перехід, істотно зростає. При цьому колекторний перехід  $\Pi_2$  буде зміщений у прямому напрямку, і струм, спрямований від анода до катода і визначається опором

навантаження  $R_n$  (рис. 1.42, б), буде дорівнювати  $I = I_0 + \alpha_1 I + \alpha_2 I$  або

$$I = \frac{I_0}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.45)$$

Падіння напруги на тиристорі приблизно дорівнює падінню напруги на одному переході, зміщенню у прямому напрямку, оскільки напруги на двох інших переходах протилежні за знаком.

Робота тиристора відображена вольт-амперною характеристикою показує, залежність струму в навантаженні від напруги кола. На характеристиці (рис. 1.44) можна виділити кілька характерних ділянок. При малих значеннях напруги  $U$  струм в колі, а отже, і коефіцієнти  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  малі, при цьому  $I \approx I_0$  тиристор веде себе як діод, ввімкнений у зворотному напрямку (ділянка 1). При досягненні напругою критичного значення (точка 2) коефіцієнти швидко зростають, і струм стрибком переходить на зростаючу гілку характеристики (ділянка 4). При цьому він перевищує деяке значення струму утримання тиристора у відкритому стані  $I_{уст}$ . Ділянка 3 характеристики відповідає незначному зростанню струму навіть при зниженні напруги. Це свідчить про те, що на даній ділянці тиристор має негативний опір. Зміна напруги на тиристорі на зворотню призводить до зворотного зсуву переходів  $P_1$  і  $P_3$  (ділянка 5). При цьому має місце зворотний струм витоку тиристора. При збільшенні зворотної напруги до деякого значення відбувається пробій переходів (ділянка 6), який може призвести до руйнування тиристора. Характерним значенням струму є струм включення  $I_{вкл}$ , при якому опір тиристора стає негативним.

Утримати тиристор у ввімкненому стані можна, збільшивши анодний струм вище деякого значення *струму утримання* (на вольт-амперній характеристиці струм утримання відповідає перемиканню тиристора в провідний стан при струмі керування, що дорівнює нуль.)

*Динистор* – це тиристор із двома електродами. Його ввімкнення і вимкнення відбувається за рахунок зміни значення і полярності напруги, що прикладається.

Якщо до електрода *a* динистора (рис. 1.45) прикласти позитивний щодо електрода до напруга, то до переходів  $P_2$  і  $P_4$  буде прикладено пряма, а до переходів  $P_1$  і  $P_3$  – зворотна напруга. При поступовому збільшенні прикладеної напруги в переході буде досягнута напруга лавинного пробою, і будь-яке подальше зростання напруги буде створювати значний струм через перехід  $P_3$ . Струм через перехід  $P_1$  дуже малий, оскільки до нього в даному випадку прикладено зворотну напругу. Отже, струм у лівій частині приладу повинен долати опір шару  $r_1$ .

Оскільки в приладі перехід  $P_4$  шунтований, то наявність на ньому прямої напруги буде залежати від струму, що протікає уздовж області  $r_2$ .

При малих струмах до моменту, поки перехід  $P_3$  не працює в режимі лавинного пробою, на переході  $P_4$  діє незначна пряма напруга, і він має великий опір, тобто практично через нього не інжектуються носії заряду в область  $r_2$ .

При розвитку в переході  $P_3$  лавинного пробою починається інжекція носіїв заряду в область  $r_2$ . Це рівносильно випадку, коли до *p-n-p*-структури прикладена пряма напруга. При зміні полярності прикладеної напруги аналогічно буде відбуватися ввімкнення правої частини структури.

Таким чином, п'ятишарову структуру з зашунтованими крайніми переходами можна розглядати як дві *p-n-p*-структури, під'єднані паралельно, але орієнтовані в протилежних напрямках.

Вольт-амперна характеристика симетричного перемикача має вигляд, наведений на рис. 1. 46.

На основі п'ятишарової структури диністора (симетричного перемикача) розроблений прилад, що перемикається при поданні керуючого сигналу – *симетричний тиристор (симістор)*.

Схематичне зображення структури симістора подано на рис. 1.47. Керуючий електрод розташований у центрі структури, а верхні металеві контакти лівої і правої частин електрично зв'язані між собою. Переходи  $P_1$  і  $P_4$  шунтуються металевими контактами з метою забезпечення їх низької ефективності.



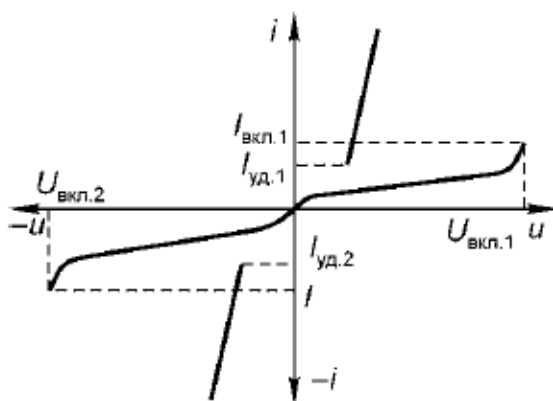


Рис. 1.46. Вольт-амперна характеристика симетричного перемикача (диністора)

Якщо прилад знаходиться в закритому стані, то на електрод А подана позитивна щодо електрода напруга. Подання на керуючий електрод позитивної щодо електрода напруги зумовлює інжекцію електронів через перехід  $P_5$ , які дифундують до переходу  $P_2$ , знижують потенціал області  $p_2$  щодо області  $p_1$  і викликають інжекцію дірок з шару  $p_1$  в шар  $p_2$ . Дірки дифундують до переходу  $P_3$  і переносяться полем цього переходу в шар  $p_2$ , рухаючись уздовж цього шару до контакту. У результаті появи діркового струму виникає падіння напруги між шарами  $p_2$  і  $P_3$  достатнє для того, щоб через перехід  $P_4$  стали інтенсивно інжектуватися електрони в область  $p_2$ . Таким чином, створюються умови для перемикання правої половини структури в провідний стан.

Якщо до електрода А прикласти негативний щодо електрода потенціал, прилад буде вести себе як звичайний тиристор із зашунтованим емітерним переходом, тобто при поданні позитивної напруги на керуючий електрод у провідний стан перемикнеться ліва половина структури. У результаті структура симістора перемикається в будь-якому напрямку при прикладанні до керуючого електрода позитивної напруги відносно анода. Слід зазначити, що зі збільшенням струму керування можна виключити область негативного опору (рис. 1.47, б).

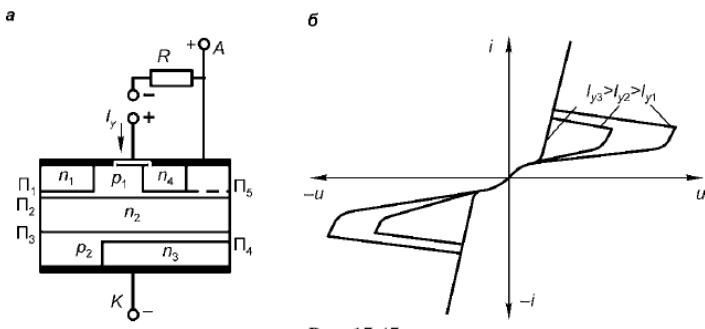


Рис. 1.47. Симістор  
а – структура; б – вольт-амперна характеристика  
в залежності від струму керування

При певному значенні струму керування  $I_{y3}$  вольт-амперна характеристика набуде вигляду напрямленої характеристики. Аналогічну залежність від струму керування можна віднести і до несиметричного тиристора.

Зовнішній світловий вплив на напівпровідник дозволив створити новий тип тиристора *фототиристор*, вимикання якого проводиться за допомогою світлового потоку. У фототиристорах використовується так званий *зовнішній ефект*, який полягає в тому, щоб при опроміненні фотокатода світлом виникає явище фотоелектронної емісії. При цьому струм фотоелектронної емісії прямо пропорційний світловому потоку (закон Столетова):

$$I_{\phi} = k\Phi, \quad (1.46)$$

де  $I_{\phi}$  – струм фотоелектронної емісії;  $\Phi$  – світловий потік;  $k$  – інтегральна чутливість фотокатода.

Згідно з фотонною теорією світла, промениста енергія випромінюється і поглинається не як безперервний потік атомів певними порціями – квантами. Енергія  $W_0$  кванта (фотона) залежить від частоти випромінювання  $\nu_{\text{в}}$ .

$$W = h\nu_1,$$

де  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  – постійна Планка.

Коли потік фотонів потрапляє на фотокатод, енергія фотонів передається вільним електронам, які, здійснюючи певну

роботу виходу  $W_0$ , залишають катод із початковою швидкістю  $v_0$  відповідно до рівняння Енштейна:

$$h \mathcal{G}_1 = W_0 + \frac{m_e v_0^2}{2},$$

з якого випливає, що електрон може залишити катод, якщо робота виходу менше енергії кванта.

У напівпровіднику, навпаки, діє *внутрішній ефект*, де під дією світлової енергії виникають рухливі носії зарядів пари «електрон-дірка». При цьому енергія фотона йде на переміщення електрона з валентної зони в зону провідності, і опір напівпровідника зменшується. Саме на використанні цих явищ будується конструкція фототиристора, фотодіода та ін. елементів.

На рис. 1.48 подано схематичне зображення р-п-р-п-структури, керованої світлом. При відсутності освітлення, коли на анод подана позитивна відносно до катода напруга, переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  зміщені в прямому напрямку, а перехід  $\Pi_2$  – у зворотному, тобто прилад знаходиться в замкненому стані. При освітленні напівпровідника в освітлювальній області відбувається генерація пар «електрон-дірка». Електрони, що виникають у поверхні області  $p_2$ , дифундують до переходу  $\Pi_2$  і, будучи неосновними носіями в області  $p_2$ , вільно проходять цей перехід в область  $n_1$ . При збільшенні інтенсивності випромінювання кількість цих носіїв зростає, приводячи до зростання коефіцієнтів підсилення по струму  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  еквівалентних транзисторам різного типу. При деякій інтенсивності випромінювання сумарний коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці, і прилад перемикається в провідний стан.

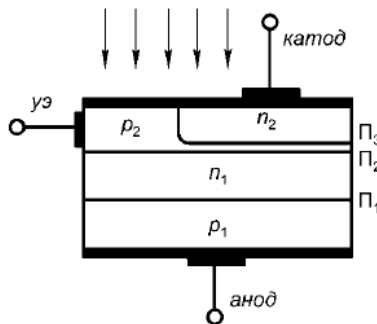


Рис. 1.48. Структура фототиристора

Конструктивно фототиристор відрізняється від звичайного наявністю вікна в корпусі приладу, що пропускає потік світла. При цьому для забезпечення максимальної чутливості пластина кремнію повинна орієнтуватися перпендикулярно до світлового потоку.

Керування фототиристором забезпечується інтенсивністю випромінювання, потужність якого залежить від спектральної чутливості приладу.

#### 1.4.2. Технологія виготовлення та конструкції теристорів

Виготовлення структури різної провідності може бути реалізовано дифузією, сплавленням, вирощуванням напівпровідникових плівок. Найбільшого поширення при отриманні багатошарових структур отримала дифузійна технологія. Після очищення монокристала кремнію товщиною до 0,7 мм і до 70 мм (для силових приладів середньої потужності) проводиться дифузійний процес внесення домішки р-типу. При виготовленні тиристорів повторною дифузією впроваджують домішки n-типу. При виготовленні багатошарових структур має виконуватися певна відповідність між донорами атомів  $N_d$  і домішкою (рис. 1.49). Для підвищення граничної напруги приладів емітерний перехід шунтується конструктивно малим опором. На кремнієву шайбу приладу для відведення теплоти напаяють вольфрамовий диск, по периметру якого знімається фаска. Зняття фаски під певним кутом до площини кремнієвої шайби забезпечує зменшення напруженості електричного поля на р–n-переходах у місцях виходу їх на бічну поверхню.

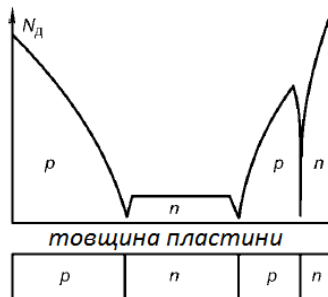


Рис. 1.49. Розподіл концентрацій домішок при виготовленні багатошарових структур

Конструкція силових напівпровідникових приладів повинна забезпечувати зручність їх використання, експлуатаційну надійність, мінімальні масу і габаритні розміри, надійну герметичність корпусу, ефективний електричний і тепловий контакт між окремими елементами, надійне з'єднання з охолоджувачами. Важливим показником конструкції приладів при їх використанні в силових пристроях є зручність їх з'єднання між собою.

Конструктивне виконання силових напівпровідникових приладів має забезпечувати просте і надійне з'єднання з охолоджувачем.

За видом конструкції корпусу всі силові напівпровідникові прилади поділяються на штирові, з плоскою підставою, Таблеткові та виконані спільно з системою охолодження. На рис. 1.50, а наведена конструкція штирового приладу.

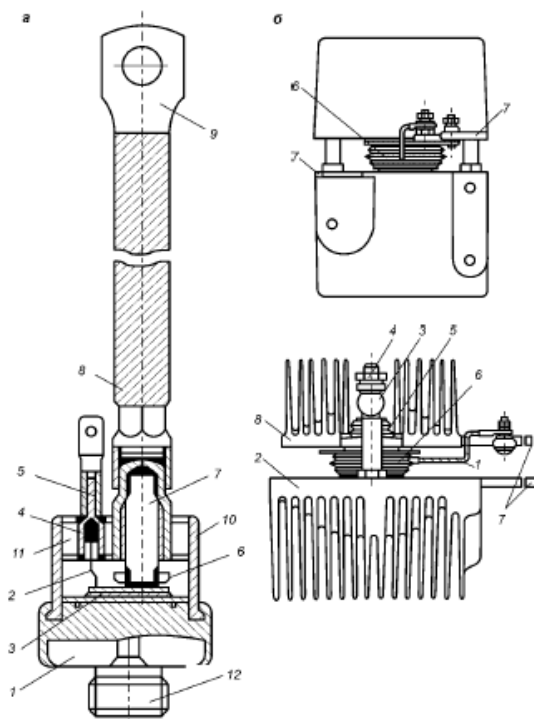


Рис.1.50. Конструкція тиристора:  
а – штирового; б – гудзикового типу

До основи корпусу 1 припаяний елемент, що складається з кремнієвої пластини 3, поміщеної між двома вольфрамовими дисками. На верхньому вольфрамовому диску є отвір, що служить для розміщення молібденової пластини, до якої припаяний внутрішній керуючий вивід 2, з'єднаний через ізольовану сталеву втулку 4 з наконечником керуючого електрода 5. До верхнього вольфрамового диска припаяна чашечка 6, в яку припаяний внутрішній гнучкий вивід 7, з'єднаний усередині сталевій втулки з силовим зовнішнім гнучким виводом 8, з наконечником 9. В основі є кільцева виточка, в яку безпосередньо перед установкою корпусу 10 закладається кільцева фторопластова прокладка, що разом з завальцюванням стику кришки і підставки забезпечує необхідну ступінь герметизації. Вивід катодного і керуючого електродів здійснюють через металеву скляну кришку 11. Основу корпусу виготовляють спільно з нарізним болтом 12, який нагвинчують на охолоджувач-радіатор.

На рис. 1.50, б наведена конструкція таблеткового тиристора з охолоджувачем. Тиристор виконаний у вигляді таблетки б в гофрованому керамічному корпусі, який забезпечує захист напівпровідникового елемента від забруднень і механічних пошкоджень. Керуючий електрод 1 тиристора виведений на бічну поверхню корпусу. Таблетковий прилад поміщений між двома охолоджувачами 2 і 8 таким чином, що торцеві металеві поверхні тиристора стикаються з охолоджувачами, створюючи електричний і тепловий контакт. Необхідне прикладене зусилля таблетки до охолоджувача забезпечується тарілчастими пружинами 4 і передається через траверсу 3 на ізолятор 5 і далі на верхній охолоджувач 8. Під'єднання тиристора до електричного кола проводиться за допомогою струмопровідних пластин 7. Іноді для кращого контакту тиристора з охолоджувачами між ними поміщається тонка прокладка з м'якого струмопровідного матеріалу (індію, олова та ін.). Електричні втрати, що виникають в приладі при проходженні через нього струму, зумовлюють виділення теплоти, яка відводиться за допомогою охолоджувачів. Якість охолоджувача характеризується опором. Тепловий опір показує, на скільки градусів температура поверхні охолоджувача, що стикається з приладом, більше температури охолоджуючого агента при відведенні охолоджувачем від

приладу одиниці потужності. Чим менше тепловий опір охолоджувача, тим більшу потужність можна відвести від приладу, тим більше граничний струм приладу.

Найбільшого поширення набули два способи охолодження: повітряне, яке у свою чергу може бути природним і примусовим, і водяне. При природному повітряному охолодженні теплопередача здійснюється за рахунок теплопровідності через граничний шар повітря, що стикається з поверхнею охолоджувача, і подальшої вільної конвекції, а також за рахунок променистого обміну. Теплопередача при примусовому повітряному охолодженні здійснюється в основному за рахунок вимушеної конвекції. При повітряному охолодженні застосовуються охолоджувачі, що мають розвинену за рахунок ребер поверхню (рис. 1.50 б). Матеріалами для охолоджувачів служать мідь і алюміній. В наш час все частіше застосовуються алюмінієві охолоджувачі, що мають меншу масу і вартість. Однак через значну електрохімічну різницю потенціалів «мідь – алюміній» виникає (особливо у вологому середовищі) корозія алюмінію, що викликає зростання електричного і теплового опорів контакту між приладом і охолоджувачем. Для усунення цього недоліку поверхню охолоджувача, до якої прилягає підставу приладу, покривають спеціальним складом, що виключає корозію. Крім того, для відведення струму тут використовують мідний пластинчастий вивід, який прокладають між приладом і охолоджувачем. Для більш повного використання приладів таблеткових конструкцій застосовують двостороннє охолодження, при якому охолоджувачі встановлюють на обох підкладках приладу. В цьому випадку потрібно суворе дотримання правил монтажу приладу спільно з охолоджувачами, так щоб поверхня дотику таблетки з охолоджувачами була найбільшою.

При монтажі приладів штирового типу на охолоджувачах повинен забезпечуватися певний закручуючий момент, що досягається застосуванням спеціальних моментних ключів. Величина необхідного закручуючого моменту зазвичай наводиться в інформаційних матеріалах підприємств-виробників. При меншому закручуючому моменті зростає тепловий опір всієї системи, що, природно, призводить до зниження допустимого струму навантаження приладу. Необхідний закручуючий момент болта

повинен бути також вказано для приладів притискної конструкції (наприклад тиристора таблеткової конструкції).

У разі примусового повітряного охолодження тепловий опір охолоджувача залежить від швидкості руху охолоджуючого повітря. Слід пам'ятати також, що при обдуванні приладів з ребристими охолоджувачами напрямок потоку повітря має бути строго паралельним ребрам охолоджувача (допускається відхилення на  $10^\circ$ ). В іншому випадку ефективність охолодження різко знижується і як наслідок цього зменшується допустимий струм навантаження приладу.

Водяне охолодження є більш ефективним порівняно з повітряним. Підвищені вимоги до води, застосовуваної як охолоджуючий агент (питомий електричний опір води не повинен бути меншим певного значення та ін.), ускладнення конструкції вентильних блоків за рахунок штуцерів і гумових шлангів, а також пристроїв, що забезпечують примусову циркуляцію води, ускладнюють застосування водяного охолодження.

#### **1.4.3. Параметри і характеристики силових навіпровідникових приладів (тиристорів)**

Як вже зазначалося, система номінальних параметрів практично витіснена системою граничних параметрів. Зупинимось на найбільш затребуваних параметрах силових кремнієвих тиристорів.

*Граничні параметри струму.* Анодний струм тиристора визначається значенням  $I_a = \pi I_{дон}$ , де  $I_{дон}$  – граничний струм тиристора, максимально допустиме середнє за період значення струму, довго протікає через прилад. Значення цього струму встановлює клас тиристора по струму. Його розрахунок проводять за формулою (1.14). При цьому важливим є класифікаційне значення граничного струму  $I_{гр.}$  приладу, що визначається при заданому типі охолоджувача і умовах охолодження (швидкості і витраті охолоджуючого агента). Цей параметр наводять в інформаційних матеріалах.



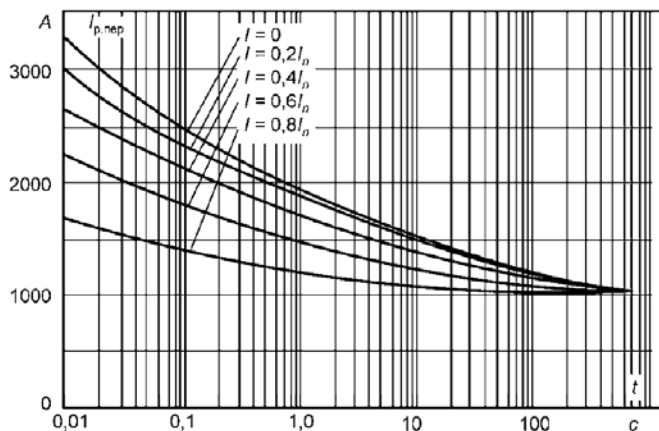


Рис.1.51. Залежність струму робочого перевантаження тиристора Т-320 від часу протікання

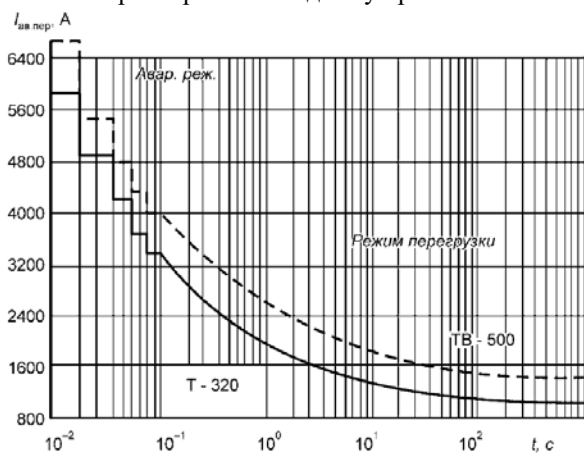


Рис. 1.52. Залежність струму аварійного перевантаження тиристора від часу протікання

*Струм робочого перевантаження.* При роботі тиристора у схемах керування двигунами, прокатними станами можливе виникнення струмів перевантаження (технологічний струм), які виникають у колах керування на короткий проміжок часу (наприклад, при запуску асинхронних двигунів). Для цього і до класифікації введений параметр – струм робочого переванта-

ження  $I_{p,пер}$ . Це струм навантаження безпосередньо після режиму зі струмом, меншим граничного у даних умовах роботи, тривале існування якого викликало б перевищення максимально допустимої температури напівпровідникової кремнієвої структури ( $190\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), але обмежений за часом так, що перевищення температури не станеться. На рис. 1.51 наведено сімейство характеристик струму робочого перевантаження тиристора Т-320 (граничний струм  $I_n = 320\text{ A}$ ) у залежності від тривалості струму і попереднього навантаження.

*Струм аварійного перевантаження  $I_{ав,пер}$*  – це струм, який викликає перевищення максимально допустимої температури напівпровідникової структури, але вплив якого передбачається лише обмежену кількість разів за час терміну служби приладу як результат незвичайних умов роботи схеми (наприклад аварійних умов). При цьому можлива тимчасова втрата запірних властивостей приладу, що необхідно враховувати і вживати заходів, що виключають пошкодження приладу.

У цьому випадку вдаються до зниження допустимого значення прикладеної напруги зворотному напрямку на 20% . З наведених на рис. 1.52 залежностей для тиристорів Т-320 і тиристора з водяним охолодженням ТВ-500 видно, що тиристиори допускають короточасне аварійне перевантаження.

*Ударний струм* – це максимально допустима амплітуда імпульсу аварійного струму синусоїдальної форми тривалістю 10 мс при заданій початковій температурі напівпровідникової структури без подальшого подання напруги. За цим параметром встановлюється струмовий захист тиристорів.

*Граничні параметри напруги.* Допущені значення напруги тиристорів характеризують їх можливості застосування у високовольтних колах з допустимими перенапруженнями. На рис. 1.53 подана вольт-амперна характеристика тиристора з позначенням основних граничних параметрів тиристорів. Класифікують прилад за значенням повторюваної напруги. Це максимально допустиме миттєве значення напруги, що прикладається до приладу у зворотному або прямому закритому напрямках, враховуючи всі повторювані перехідні напруги, але виключаючи всі неповторювані перехідні напруги. Повторювана напруга  $U_n$  (рис. 1.53) зазвичай є функцією схеми перетворюю-

вача (наприклад перенапруги при відновленні прямої або зворотної напруги після комутації) і збільшує потужність енергії, що виділяється в приладі. Клас приладу вказують на маркуванні цифрою  $U_n/100$ .

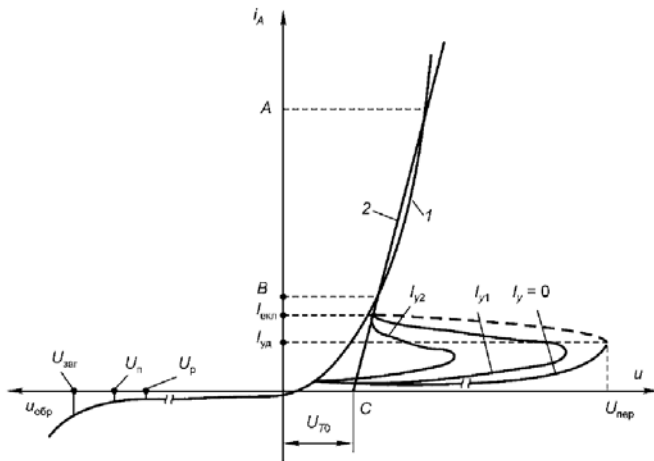


Рис.1.53. Вольт-амперні характеристики тиристора

*Максимальна зворотна напруга* (напруга лавиноутворення для лавинних приладів і обмежувачів напруги). Це напруга, що відповідає області загину зворотної або прямої гілки вольт-амперної характеристики приладу  $U_{заг}$  (рис. 1.53), коли навіть при невеликому збільшенні напруги різко збільшується зворотний струм або струм витоку.

*Неповторювана напруга* – це максимально допустиме миттєве значення будь-якої неповторюваної перехідної напруги, що прикладається до приладу у зворотному чи прямому закритому напрямках. Неповторювана напруга зазвичай визначається відносно перетворювача певною причиною (наприклад грозові або внутрішні перенапруги в мережі змінного струму). Вважається, що прикладена перенапруга не повторюється.

*Рекомендована робоча напруга* – це амплітудне значення напруги  $U_p$  синусоїдальної форми, прикладається до приладу у зворотному (або прямому) напрямку при відсутності повторюваних і неповторюваних напруг.

Напруга перемикання – це пряма напруга  $U_{пер}$ , при якій тиристор переходить із закритого стану у відкритий при розімкненому колі керування.

До граничних параметрів слід віднести гранично-допустиме значення швидкості наростання прямої напруги  $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{кр}$ , при якій не відбувається перемикання приладу при заданій напрузі і розімкненому кола керування, а також критичне значення швидкості наростання прямого струму  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{кр}$  не викликає незворотні процеси в структурі приладу.

*Динамічні параметри тиристорів.* Це параметри, що характеризують процеси увімкнення і вимкнення тиристора і визначають частотні можливості приладу. До них відносяться, в першу чергу, час увімкнення і вимкнення тиристора.

Час увімкнення  $t_{вк}$  – це час від моменту подання керуючого імпульсу до моменту зниження анодної напруги на приладі до 10% початкового значення при роботі приладу на активне навантаження (рис. 1.54, а).

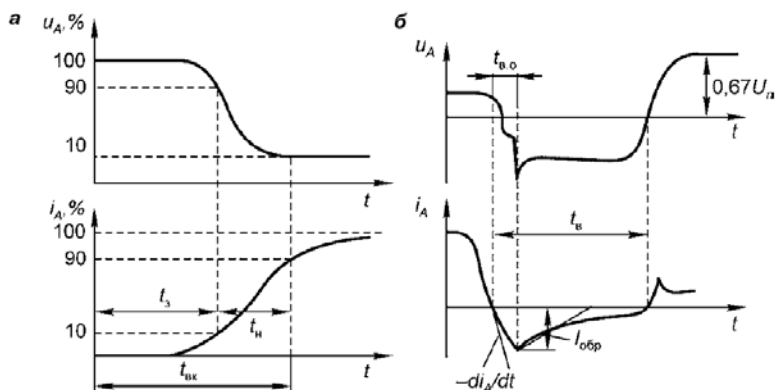


Рис.1.54. Динамічні характеристики тиристора  
а – увімкнення; б – вимкнення

Час вимкнення  $t_{в}$  – це час від моменту, коли прямий струм через прилад при заданій крутизні спаду досяг свого нульового

значення, до моменту, коли прилад здатний витримувати не перемикаючись, прикладену в прямому напрямку напругу з певними амплітудою і швидкістю наростання (рис. 1.54, б).

До основного недоліку тиристорів слід віднести їх обмежені можливості при роботі на підвищених частотах (у середньому менше 20 кГц), що зумовлено відносно великим часом вимкнення приладів.

### **1.5. Комбіновані транзистори**

Обмежені можливості щодо створення транзисторів MOSFET (польових транзисторів з ізольованим затвором) великої потужності, що мають великий опір у відкритому стані, зумовили створення комбінованого приладу нового типу. Новий прилад був створений у 1980-ті роки і отримав назву біполярний транзистор з ізольованим затвором. У результаті різних модифікацій цього приладу розроблено комбінований пристрій, що вдало поєднує MOSFET на вході і біполярний транзистор – на виході. Це дозволило поєднати переваги даних елементів в один прилад, який називається IGBT (insulated gatebipolar transistor). У даний час це найбільш досконалий напівпровідниковий прилад, вироблений серійно. Хоча швидкодія розширила можливості його використання у високочастотних режимах до 150 кГц (у до  $10^6$  Гц), гранична потужність залишається нижче, ніж у тиристорів.

#### **1.5.1. Принцип роботи IGBT**

Біполярно-польова структура IGBT поєднує в собі принцип польового керування і біполярний механізм перенесення струму. Транзистор є повністю керованим – його увімкнення і вимкнення здійснюється поданням і зняттям позитивної напруги між затвором і витоком. Його позначення і еквівалентна схема ввімкнення двох транзисторів подані на рис. 1.55.

Стандартна тришарова структура IGBT IV покоління зображена на рис. 1. 56. Вона має відносно низькі втрати в статичному режимі роботи і виконана за технологією "втопленого каналу" (trench-gatetechnology). Структура включає в себе позначений на рисунку польовий транзистор MOSFET з n-каналом і біполярний транзистор р-п-р-типу. Польовий (вхід-

ний) транзистор утворений шарами: n-вигіт, n-стік і «металева пластина - засувка» Вихідний біполярний транзистор утворений шарами: p-емітер, n -база і p-колектор.

Процес вувімкнення IGBT відбувається у два етапи: після подання позитивної напруги між затвором і витоком відбувається відкриття польового транзистора, при цьому формується p-канал між витоком і стоком. При позитивній напрузі в p-шар інжектуються неосновні носії заряду, що дозволяє управляти провідним каналом. Далі рух зарядів з n-області в p-область призводить до відкриття біполярного транзистора і виникнення струму від емітера до колектора. Таким чином відбувається керування польовим транзистором. Вимкнення IGBT проводиться зняттям напруги на затворі або прикладанням зворотної напруги. Використана в IV поколінні IGBT технологія дозволила знизити опір між p-базами і відповідно зменшити падіння напруги на приладі в провідному стані до 1,8 ... 2,0 В.

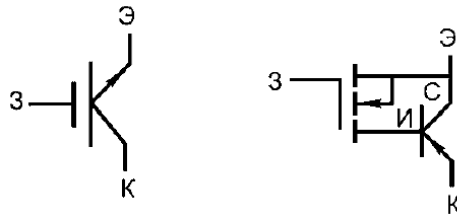


Рис.1.55. Позначення і еквівалентна схема IGBT відповідно

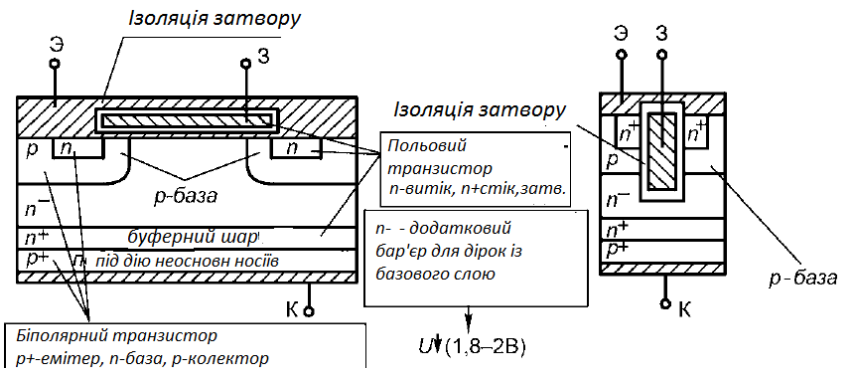


Рис. 1.56. Структура IGBT

$$I_e = I_{k1} + I_{k2} + I_c. \quad (1.47)$$
$$I_c = I_e(1 + \beta_1 + \beta_2). \quad (1.47)$$
$$I_{\kappa} = I_e = \frac{SU_{ee}}{(1 + \beta_1 + \beta_2)} = S_{e\kappa\beta} U_{ee}, \quad (1.49)$$

87

Керувати коефіцієнтами  $\beta_1$  і  $\beta_2$  можна регулюванням  $R_1$  і  $R_2$  на етапі виготовлення транзистора.

Перевагою IGBT є значне зниження послідовного опору (порівняно з MOSFET) силового кола у відкритому стані. Завдяки цьому знижуються теплові втрати на замкненому ключі. Дослідження також показують, що у транзистора IGBT відсутня ділянка вторинного пробою, характерного для класичних біполярних транзисторів. Швидкодія IGBT нижче швидкодії транзисторів MOSFET, а значить, їх важко використовувати в джерелах живлення з високими частотами перетворення. Однак IGBT швидше біполярних транзисторів. Обмеження загальної швидкості перемикання біполярних транзисторів з ізольованим затвором криється в кінцевому часі життя неосновних носіїв у базі р-п-р-транзистора.

### 1.5.2. Параметри і характеристики IGBT

Розглянемо основні параметри і характеристики транзисторів з ізольованим затвором у системі позначень заводів-виробників.

*Тривалий (постійний) струм колектора* –  $I_c$  ( $I_K$ ) (нормований при 25 °C і при 100 °C). Максимальний струм через транзистор подається для заданої температури корпусу. Його якісна залежність від температури корпусу  $t_c$  наведена на рис. 1.58, а. Як вже зазначалося, керування каналом провідності IGBT здійснюється позитивною напругою затвора  $U_{GE}$ . Типова залежність струму колектора від напруги «колектор-емітер» і напруги затвора зображена на рис. 1.58 б.

*Імпульсний струм колектора*  $I_{em}$  ( $I_{KM}$ ). IGBT може пропускати імпульсний короткочасний струм, що в 7...10 разів перевищує постійний струм  $I_c$ . На цей параметр орієнтуються фахівці при використанні приладів у високочастотних схемах.

*Допустима напруга "колектор-емітер"*  $U_{ce}$  ( $U_{KE}$ ). Це максимально допустиме значення напруги, яка прикладається до приладу, що виключає пробій кола «колектор-емітер».



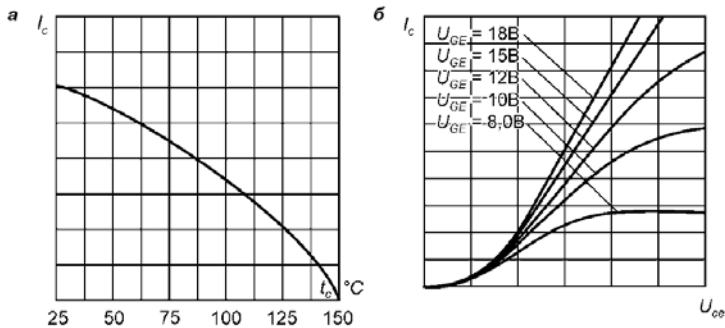


Рис.1.58. Залежність струму колектора

а – від температури корпусу;

б – від напруги «колектор-емітер» і від напруги на затворі

Максимальна потужність розсіювання (нормується при 25 °С і при 100 °С). Максимально допустиму потужність приладу розраховують за формулою

$$P_D = \frac{t_j - t_a}{R_{jc}} \quad (1.50)$$

де  $R_{jc}$  – тепловий опір (структура-корпус, аналогічно див.: п 1.2.7, рис. 1.13, тепловий опір  $R_t$ ),  $t_a$  – температура навколишнього середовища. Температура структури може перебувати в межах 55...150 °С.

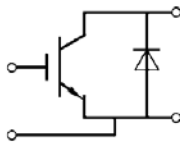


Рис. 1.59. Зустрічно паралельне підключення діода для захисту IGBT від оберненої напруги

Пробивна напруга колектор-емітер  $U_{(br)ces}$  ( $U_{кэ.пр}$ ). Цей параметр характеризує нижню межу пробивної напруги. Слід зазначити, що пробій характеризується позитивним температурним коефіцієнтом. Це означає, що зі зниженням температури пробивна напруга знижується. Тут слід мати на увазі те, що допустима зворотна напруга IGBT становить 15...20 В. Тому

прилад оберігають від зворотної напруги діодом, увімкненим зустрічно-паралельно IGBT (рис. 1.59).

Напруга насичення «колектор-емітер»  $U_{ce(on)}(U_{ka(nac)})$ . Цей параметр характеризує статичні втрати провідності у відкритому стані. Технічні умови нормують значення  $U_{ce}$ , на граничному і середньому струмі при температурі 25 °С, а також на граничному струмі при температурі 150 °С.

Порогова напруга затвора –  $U_{ge}(U_{ee})$ . Це значення напруги на затворі, при якому з'являється струм у колекторі (рис. 1.58, б). Порогова напруга зменшується з підвищенням температури.

Струм колектора при нульовій напрузі на затворі  $I_{ces}$  ( $I_{k\epsilon 0}$ ). Це струм витoku силового кола закритого транзистора. Аналогічний параметр встановлюють і для інших напівпровідникових приладів.

Час ввімкнення  $t_{on}$  ( $t_{\epsilon k}$ ) і вимкнення IGBT  $t_{off}$  ( $t_{\epsilon}$ ) визначають динамічні характеристики приладів і характеризуються за аналогією з тиристорами, часом наростання, часом затримки ввімкнення (рис. 1.60).

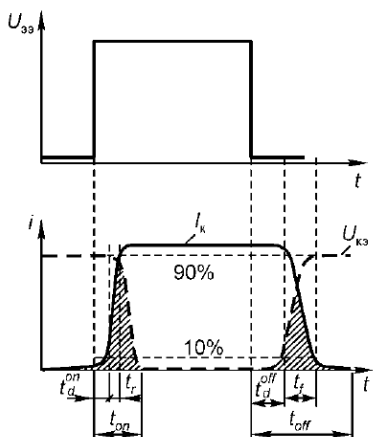


Рис.1.60. Часові параметри IGBT

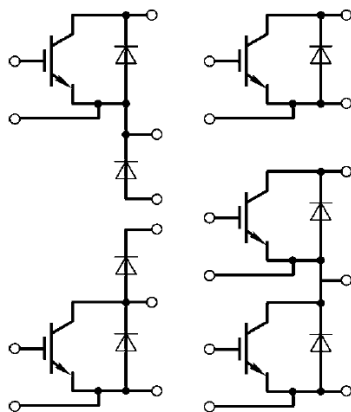


Рис.1.61. Принципові схеми модульних зборок із застосуванням IGBT

Час затримки ввімкнення  $t_d^{on}$  ( $t_z$ ) визначають як час між поданням на затвор відмикаючого імпульсу і 10% наростання

струму колектора. Час наростання  $t_r$  ( $t_u$ ) визначають наростанням струму колектора від 10% до 90% від свого номінального значення. Час затримки вимкнення визначають як час між поданням замикаючого імпульсу на затвор і наростанням на 10% щодо номінального значення напруги на колекторі. Час спаду  $t_f$  визначають як час зменшення струму колектора від 90% до 10% від свого номінального значення.

Відкриття транзистора IGBT відбувається наступним чином. Поки напруга "затвор-емітер" дорівнює нулю, транзистор закритий, оскільки для початку процесу відкривання транзистора немає необхідності відкривати керуючий MOSFET-транзистор повністю. Час початку відкриття IGBT збігається з моментом досягнення напруги на затворі порогового рівня  $U_{ge}$ . Цей час буде визначатися часом заряду ємності засувка. Після цього транзистор почне відкриватися. Завдяки дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку транзистор різко, подібно ключу (компаратора), відкриється за час  $t_r$ . При цьому час наростання є найменшим серед інших часових параметрів перемикання, що визначають динамічні властивості транзистора.

Процес закривання транзистора протікає не так швидко, як відкривання. Після того, як записуючий імпульс поданий на затвор, MOSFET-транзистор досить швидко закриється і струм у колі стоку впаде до нуля. Однак оскільки в базі транзистора р-п-р не розсмокталися неосновні носії, струм силового кола "колектор-емітер" підтримується на тому ж рівні в проміжок часу  $I_d^{off}$ . Потім транзистор починає різко закриватися, але так званий «хвіст» струму не дає йому зробити це швидко, розтягуючись на час  $t_f$ .

Енергетичні втрати в транзисторі при перемиканні (комутації) менше, ніж в статичному режимі. Оцінка потужності статичних втрат проводиться добутком напруги «колектор-емітер» і струму колектора:  $P_{np} = U_{ce} I_c$

Для виключення паразитних індуктивностей і ємностей при складанні схем із використанням IGBT заводи виробники приладів випускають модульні збірки, зручні для подальшого використання. Приклади таких модулів зображені на рис. 1. 61.

## КОНТРОЛЬНІ ЗАВДАННЯ

1. Охарактеризуйте фізичні властивості напівпровідників.
2. Опишіть пряме і зворотне ввімкнення електронно-діркового переходу.
3. Опишіть ВАХ електронно-діркового переходу напівпровідника.
4. Розкрийте суть бар'єрної ємності р-п-переходу.
5. Що таке пробій р-п-переходу?
6. Наведіть класифікацію напівпровідникових діодів.
7. Охарактеризуйте будову і принцип роботи випростовуючого діода.
8. Проаналізуйте статичні та динамічні параметри напівпровідникових діодів.
9. Будова і принцип роботи імпульсних діодів.
10. Охарактеризуйте будову і принцип роботи тунельних, зворотних діодів, лавинних діодів, варикапів, стабілітронів і стабісторів.
11. Принцип роботи тиристорів і їх різновиди.
12. Опишіть будову диністора і його принцип роботи.
13. Опишіть будову симістора і принцип роботи.
14. Охарактеризуйте біполярні транзистори.
15. Охарактеризуйте схеми під'єднання біполярних транзисторів.
16. Опишіть вхідні і вихідні характеристики біполярного транзистора.
17. Наведіть і опишіть статичні характеристики біполярного транзистора.
18. Опишіть Н-параметри біполярного транзистора.
19. Наведіть характеристики і параметри біполярних транзисторів.
20. Опишіть польові транзистори з вбудованим каналом.
21. Опишіть польові транзистори з індукованим каналом.
22. Як використовуються біполярні і польові транзистори?
23. Охарактеризуйте комбіновані транзистори.

## 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ВИПРЯМЛЯЧІ

### 2.1. Загальна структура випрямлячів

*Випростовувачами* називають перетворювачі змінного струму в постійний. Вони широко застосовуються в енергетичних і електронних пристроях для живлення цих пристроїв постійним струмом.

Для перетворення змінного струму в постійний струм використовують напівпровідникові діоди (вентилі). При необхідності регулювання параметрів навантаження випрямляча використовують тиристори і ЮВТ-модулі.

До структури випрямляча входять (рис. 2.1): силовий трансформатор, перетворювач змінного струму в односпрямований (постійний) пульсуючий струм, згладжуючий фільтр. Навантаження може бути під'єднання безпосередньо після перетворення змінного струму в постійний або після згладжуючого фільтра.

Силовий трансформатор служить для перетворення змінної напруги мережі. Залежно від призначення використовується підвищуючий або знижуючий напругу трансформатор. Перетворювач змінного струму в пульсуючий постійний володіє односторонньою провідністю використовуваних напів-провідникових приладів. Згладжуючий фільтр служить для перетворення випрямленого пульсуючого струму в струм, близький за формою до постійного струму.

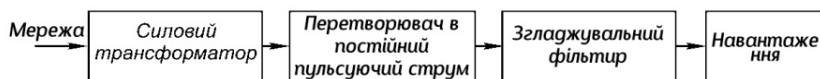


Рис 2.1. Блок-схема випрямляча

Сучасні випрямлячі розрізняють за типом використовуваних вентилів, схемою їх увімкнення і числом фаз використовуваної мережі змінної напруги. Випрямлячі поділяють також на некеровані і керовані. Для живлення блоків електронної апаратури, як правило, застосовують випрямлячі малої потужності з живленням від однофазної мережі змінного струму, а для силових пристроїв – від трифазної мережі. У тих випадках, коли

необхідно отримати підвищену постійну напругу, застосовують помножувачі напруги. Якщо первинним джерелом живлення є джерело постійної напруги, то постійна напруга з необхідними параметрами виробляє спеціальний перетворювач-інвертор.

## 2.2. Однонапівперіодний однофазний випростовувач

Однофазний трансформатор перетворює змінну напругу мережі (рис. 2.2,а) у змінну напругу  $i_2$  вторинної обмотки трансформатора. За рахунок односторонньої провідності діода Д струм  $i_2$  має місце тільки в позитивні напівперіоди напруги  $u_2$  і, відповідно, має пульсуючу форму (рис. 2.2 б).

Постійна складова цього струму  $I_0$  визначається середнім значенням струму  $i_2$  в навантаженні  $R_H$  за період. Середнім значенням струму є середнє арифметичне значення всіх миттєвих значень за період:

$$I_0 = \int_0^{T/2} \frac{i_2 dt}{T} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_2 dt. \quad (2.1)$$

Оскільки за напівперіод  $i_2 = I_{2m} \sin \omega t dt$ , то:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{2m} \sin \omega t dt. \quad (2.2)$$

У літературі з перетворювальної техніки іноді можна побачити наступний запис середнього струму:

$$I_0 = \frac{I_{2m}}{\omega T} \int_0^{T/2} I_{2m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_{2m}}{\omega T}. \quad (2.3)$$

Оскільки  $\omega T = 2\pi$ , то  $I_0 = \frac{I_{2m}}{\pi} = 0,318I_{2m}$ .

Постійна складова випрямленої напруги на навантаженні  $R_H$  за законом Ома:

$$U_0 = I_0 R_H = 0,318I_{2m} R_H. \quad (2.4)$$

Встановимо співвідношення між  $U_0$  і діючим значенням напруги на затискачах вторинної обмотки трансформатора  $u_2$ . Якщо прийняти, що падіння напруги на діод значно менше па-

діння напруги на навантаженні, то  $U_{2m}=I_{2m}R_H$ . Отже, середнє значення напруги дорівнюватиме 1.5.

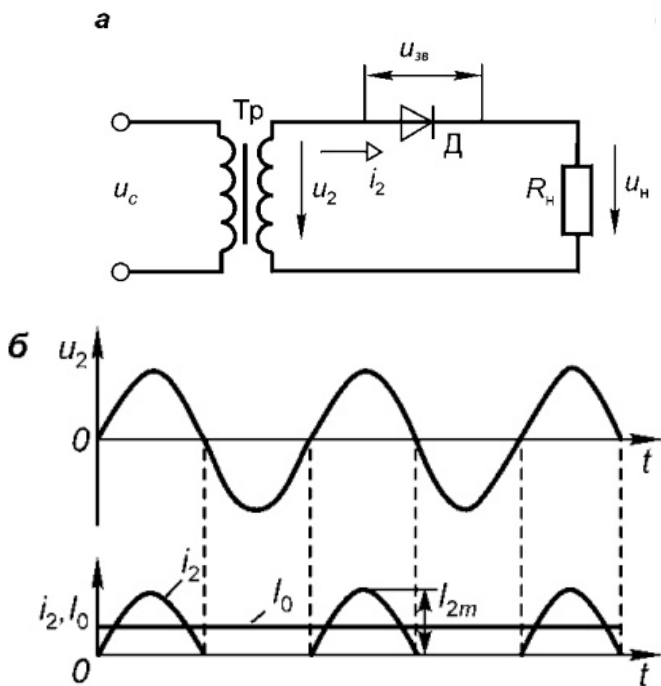


Рис 2.2. Однонапівперіодний випрямляч  
а - схема; б - діаграма роботи;  $i_2$ - випрямлений струм;  
 $I_0$ - постійна складова струму

$$U_0 = 0,318U_{2m} = \frac{U_{2m}}{\pi}. \quad (2.5)$$

Оскільки  $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ , отримаємо:

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,45U_2 \quad (2.6)$$

Вихідним параметром для розрахунку випрямлячів є середнє значення напруги  $U_0$ . Підставляючи це значення в (2.6), визначають діюче значення напруги  $U_2$  на вторинній обмотці трансформатора. Далі за відомою напругою мережі  $U_c$  визна-

чають коефіцієнт трансформації силового трансформатора  $k=U_0/U_2$ .

Вибір діода для роботи у схемі рис. 2.2 а визначають по допустимим значенням напруги, яка прикладається у зворотному напрямку  $U_{обр}$ , і значенням струму в навантаженні  $R_n$ . У період негативного напівперіоду напруги  $u_2$  діод Д знаходиться під дією зворотної напруги, максимум якої дорівнює  $U_{2m}$ . Тоді  $U_{обр}=U_{2m}=3,14 U_0$ .

Виходячи з цього, при виборі діода для роботи у схемі однонапівперіодного випрямляча необхідно орієнтуватися на клас діода по напрузі. Для високовольтних випрямлячів у разі необхідності можна під'єднати послідовно необхідну кількість діодів.

Середнє значення струму випрямляча не повинно перевищувати максимально допустимий струм через діод  $I_n$ , тоді  $I_0 < I_n$ . Якщо при цьому немає діода на такий струм, можна під'єднати паралельно необхідну кількість діодів.

Оскільки форма випрямленого струму істотно відрізняється від ідеальної форми постійного струму, то важливим параметром, що характеризує роботу випрямляча, є *коефіцієнт пульсації напруги*:

$$k_n = \frac{U_{2m}}{U_0}, \quad (2.7)$$

де  $U_{1m}$  - амплітуда першої гармоніки змінної напруги на навантаженні випрямляча. Оскільки для однонапівперіодного випрямляча напруга першої гармоніки рівна:

$$U_{1m} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi U_0}{2} = 1,57 U_0, \quad (2.8)$$

то на підставі (2.7) отримуємо  $k_n = 1,57$ .

Отримане значення коефіцієнта пульсації свідчить про нестачу односпрямованої однонапівперіодної схеми випрямлення. Крім того, у цій схемі значення постійної складової струму дуже мале:  $I_0 = 0,636 I_2$ , оскільки  $I_{2m} = 2 I_2$ , де  $I_2$  - діюче значення струму за період. Тому трансформатор явно недовантажений.



### 2.3. Двоперіодні випрямлячі

Існує кілька схем однофазних випрямлячів. Найбільш широке застосування одержали двопівперіодні схеми. З них відомі однофазна двоперіодна (див. рис. 2.3а) і однофазна мостова (рис. 2.3 б) схеми під'єднання діодів. Перша схема містить силовий трансформатор з середньою відпайкою на вторинній обмотці і два діоди. Коли в точці **a** на вторинній обмотці потенціал позитивний, струм має напрямок «діод  $D_1$  - навантаження  $R_H$  - відпайка 0 вторинної обмотки». Якщо потенціал позитивний у точці **b** вторинної обмотки, струм має напрям «діод  $D_2$  - точка **c** (катод діода  $D_1$ ) - навантаження  $R_H$  - відпайка "0" вторинної обмотки».

На рис. 2.4, а подано залежності напруги вторинної обмотки трансформатора з середньою відпайкою від часу, а на рис. 2.4 б – зміни струму навантаження, що пояснюють роботу випрямляча. Як впливає з роботи випрямляча, напрямок струму в навантаженні вважається незмінним. Вторинна обмотка трансформатора двофазна, і кожна фаза працює половину періоду. Напруги  $u_{1A}$  і  $u_{2B}$  зрушені по фазі на половину періоду (рис. 2.4,а).

Напруга на навантаженні  $u_H$  в будь-який момент дорівнює одному миттєвому значенню ЕРС фази, працюючої в даний момент (рис. 2.4,б). Перевагою даної схеми є мале число вентилів (Д1Д2). Недоліком схеми є необхідність виведення середньої точки відпайки вторинної обмотки трансформатора і велика зворотна напруга діода  $U_{обр} = 2U_{2m} = 3,14U_0$ .

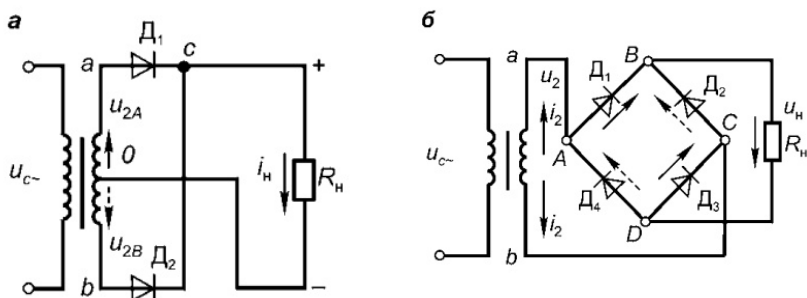


Рис 2.3. Однофазні схеми випрямлячів:  
а- двонаправлена; б- мостова

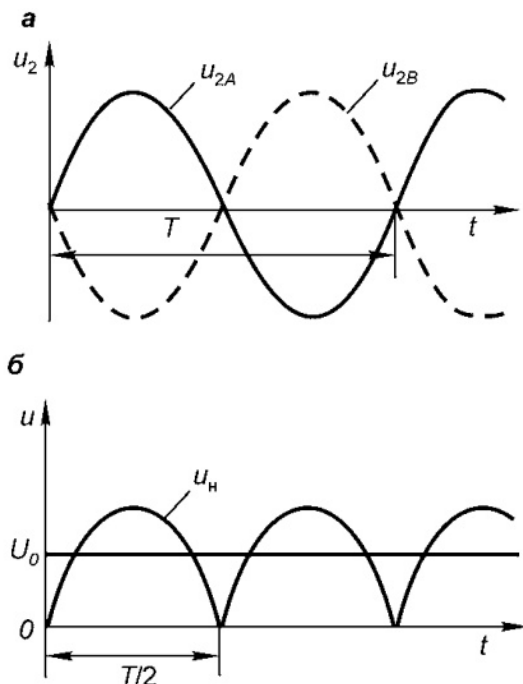


Рис 2.4. Залежності напружень у двонапрявленій схемі випрямлення :  
а – у фазах вторинної обмотки; б – на навантаженні

Найбільш широке застосування отримала мостова схема двонапівперіодного випрямляча (рис. 2.3, б). Схема містить чотири діоди, до однієї діагоналі моста під'єднується вторинна обмотка силового трансформатора, а до іншої - навантаження  $R_H$ . При позитивному потенціалі в точці **a** вторинної обмотки трансформатора струм має напрямок «точка **a** вторинної обмотки трансформатора – точка А – діод Д<sub>1</sub> – точка В – навантаження  $R_H$  – точка D – діод Д<sub>3</sub> – точка С – точка **b** вторинної обмотки трансформатора». При зміні напрямку ЕРС і струму у вторинній обмотці трансформатора струм має напрям «позитивний потенціал в точці **b** вторинної обмотки трансформатора - точка С – діод Д<sub>2</sub> – точка В – навантаження  $R_H$  – точка D - діод Д<sub>4</sub> – точка А – точка **a** вторинної обмотці трансформатора ». Таким чином, струм в навантаженні не

змінює напрямку. Криві зміни напруги  $u_n$  та струму  $i_n$  мають такий же вигляд, що і в двонапівперіодній схемі. Аналогічна і амплітуда пульсацій  $U_{2m} = 0,67U_0$ . Але в мостовій схемі немає необхідності у відпайці середньої точки вторинної обмотки трансформатора. Менше, ніж у схемі на рис. 2.3, а, зворотна напруга:  $U_{обр} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_0$ .

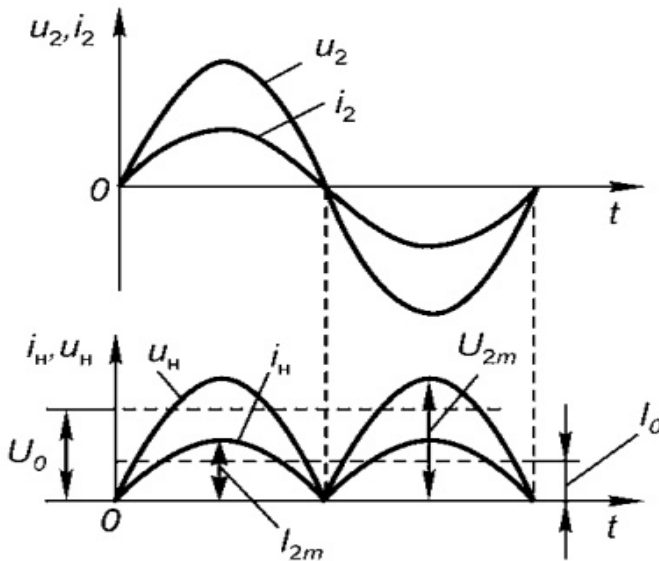


Рис 2.5. Графіки напруг і струму в мостовій схемі

Постійна складова струму навантаження мостової схеми (рис. 2.3, б) так само, як і у двоскерованій схемі, визначається, як і у схемі однонапівперіодного випрямляча, середнім значенням струму  $I_0$ , але складова струму у два рази більше, ніж при однонапівперіодному випрямленні (рис. 2.5):

$$I_0 = \frac{2I_{2m}}{\pi} = 0,636I_{2m} \quad (2.9)$$

Оскільки у вторинній обмотці трансформатора струм  $i_2$  синусоїдальний, то  $I_{2m} = \sqrt{2}I_2$  і, згідно з (2.9),  $I_0 = 0,9I_2$ .

## 2.4. Трифазні випрямлячі

Трифазні випрямлячі застосовують у пристроях великої і середньої потужності. На рис. 2.6а зображена трифазна одно-напрямлена схема випрямлення. Вторинні фазні обмотки трифазного трансформатора з'єднані зіркою. До фаз а', b' і c' вторинної обмотки трансформатора під'єднані діоди Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub>, Д<sub>3</sub>, катоди яких приєднують до нейтральної точки трансформатора N. Між нейтральною точкою трансформатора N і катодами діодів - точкою O' під'єднано навантаження R<sub>н</sub>.

Струм у кожному діоді існує тільки тоді, коли потенціал на його аноді вище потенціалу на катоді. Це можливо протягом 1/3 періоду, коли напруга в даній фазі вище напружень у двох інших фазах (рис. 2.6, б). Так, наприклад, коли  $u_{2a} > u_{2d}$  і  $u_{2a} > u_{2c}$ , діод Д<sub>1</sub> відкритий, а діоди Д<sub>2</sub> і Д<sub>3</sub> замкнені, оскільки потенціали їх катодів вище потенціалів анодів. Під дією напруги  $u_{2a}$  струм замикається через обмотку фази а, діод Д<sub>1</sub> і навантаження R<sub>н</sub>. Наступної третину періоду відкритий діод Д<sub>2</sub> і т. д. На рис. 2.6,б відображено характер зміни напружень фаз, відповідний будь-якому стану діодів. Якщо вважати діоди ідеальними, то напруга на навантаженні дорівнює напрузі фази з відкритим діодом, і, отже, струм у навантаженні змінюється за тим же законом. При цьому струм у навантаженні завжди більше нуля, як це мало місце у схемах одно- і двоперіодних випрямлячів. Таким чином, пульсація струму у трифазному випрямлячі невелика і коефіцієнт пульсації  $k_n = 1,25$ , а середнє значення випрямленого струму в навантаженні  $I_0 = 0,827 I_{2m}$ .

У кожному діоді струм існує протягом 1/3 періода, і тому його середнє значення  $I_{cp} = I_0 / 3$ . Випрямлена напруга на навантаженні дорівнюватиме:

$$U_0 = 0,827 U_{2m}. \quad (2.10)$$

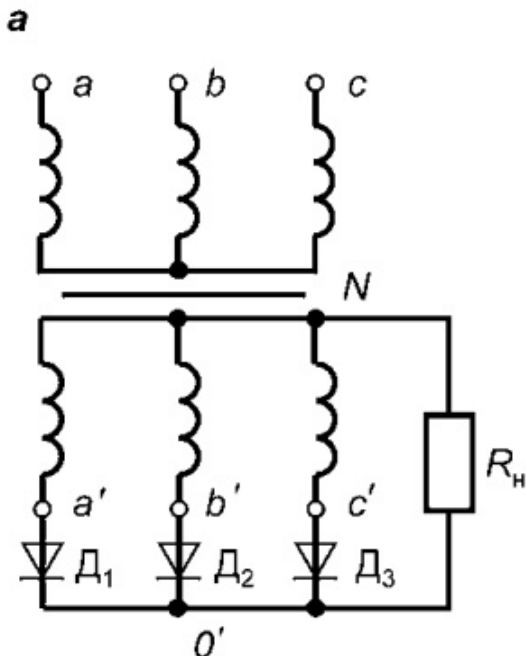
Оскільки  $U_{2m} = \sqrt{2} U_2$ , де  $U_2$  – діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора, то  $U_0 = 1,17 U_2$ .

Максимальне значення зворотної напруги на кожному діоді визначається амплітудою лінійної напруженості

$U_{обер} = \sqrt{3}U_{2m}$ , а оскільки, згідно з (2.10)  $U_{2m} = 1,21U_0$ , то  $U_{обер} = 2,09U_0$ .

Недоліком даної схеми є те, що в обмотках кожної фази струм не змінює свого напрямку. При застосуванні тристержевої магнітної системи трансформатора розмагнічування магнітопроводу кожної фази відбувається струмом сусідніх фаз, в іншому випадку відбудеться намагнічування осердя трансформатора, супроводжуване різким збільшенням втрат у трансформаторі.

На рис. 2.7 подана трифазна мостова схема випрямляча (трифазна двонапрявлена шестипульсна), відома ще як схема Ларіонова. Застосовується такий випрямляч переважно в потужних установках. При ввімкненні первинної обмотки за схемою трикутника фазні струми в первинній обмотці не мають постійної складової, що є перевагою при великих споживаних потужностях.



б

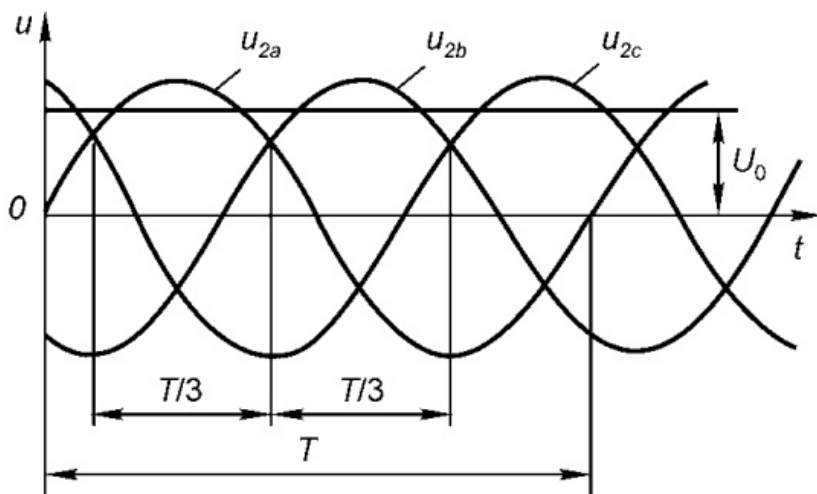


Рис. 2.6. Трифазний односпрямований трипульсний випрямляч:  
а – принципова схема; б – фазні напруги вторинної обмотки трансформатора

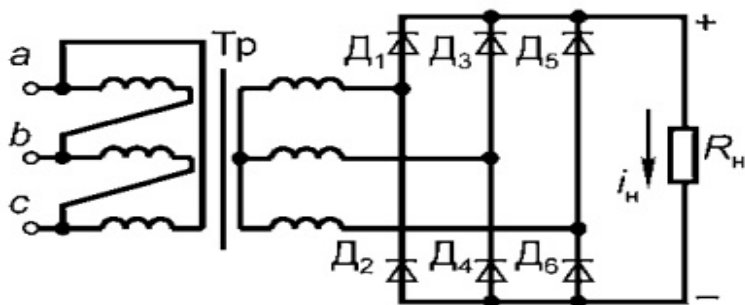


Рис. 2.7 Трифазний мостовий випрямляч

Діаграми, що пояснюють роботу випрямляча, наведені на рис. 2.8. За один період фазної напруги ( $\omega t = 2\pi$ ) на вторинних обмотках трансформатора укладається 6 провідних ділянок послідовних груп тиристорів.

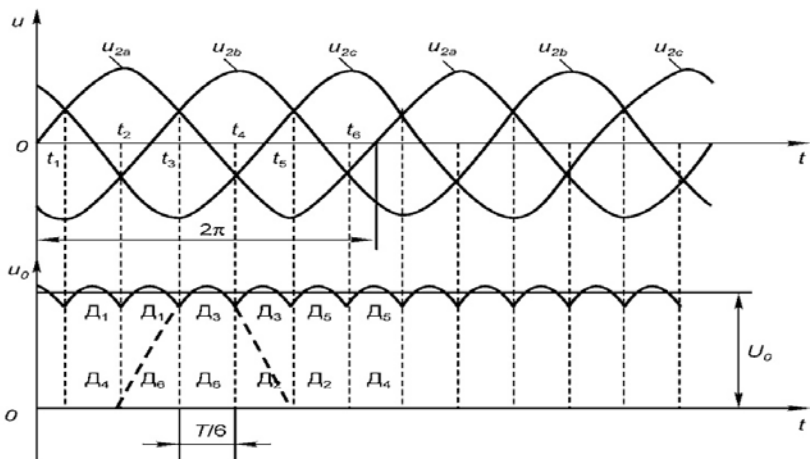


Рис. 2.8. Діаграма роботи трифазного мостового випрямляча

В інтервали часу  $t_1-t_2$  пропускають струм у прямому напрямку діоди  $D_1$  і  $D_4$ , оскільки найвищий позитивний потенціал має анод фази  $a$ , а найбільший негативний потенціал має катод фази  $b$ . Відповідно в інтервалі  $t_2-t_3$  пропускають струм діоди  $D_1$  і  $D_6$ , в інтервалі  $t_3-t_4$  –  $D_3$  –  $D_6$ , в інтервалі  $t_4-t_5$  –  $D_3$  –  $D_2$ , в інтервалі  $t_5-t_6$  –  $D_5$  –  $D_2$  і в останньому інтервалі періода –  $D_5$  –  $D_4$ .

Таким чином, напруга на навантаженні має вигляд шести пульсацій за період, а інтервал провідності кожного діода становить  $2\pi/3$ . При цьому спільна робота двох діодів становить  $\pi/6$ . Тоді частота пульсацій напруги становить  $6f_c = 300\text{Гц}$ .

Середнє значення напруги на навантаженні випрямляча:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{6}U_2}{\pi}, \quad (2.11)$$

де  $U_2$  - діюче значення фазної напруги на вторинних обмотках трансформатора.

Середнє значення випрямленої напруги практично дорівнює максимальній лінійній напрузі живильної мережі:

$$U_0 = U_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \approx 0,95U_{ab.m}, \quad (2.12)$$

де  $U_{ab.m}$  – максимальна лінійна напруга вторинної обмотки.

Середнє значення струму навантаження:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_H} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{\pi R_H}. \quad (2.13)$$

Середнє значення струму в діодах випрямлячів (Д<sub>1</sub>– Д<sub>6</sub>)

$$I_{Д1-Д6} = \frac{I_0}{3}. \quad (2.14)$$

Максимальне значення зворотної напруги на діодах

$$U_{обер} = U_{ab.m} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 = 1,045U_0 \quad (2.15)$$

Максимальне значення першої гармоніки змінної складової напруги на виході випрямляча становить суму напруг двох послідовних груп діодів (відповідно верхній і нижній  $U_{0,(1m.n)}$ ,  $U_{0,(1m.e)}$ ):

$$U_{0,(1m)} = \sqrt{U_{0,(1m.e)}^2 + U_{0,(1m.n)}^2}. \quad (2.16)$$

З діаграми видно, що пульсація випрямленої напруги значно менша, ніж у трифазній однонапрявленій (трихпульсній) схемі випрямлення, і становить  $k_{nc} = 0,057$ .

*Шестифазний випрямляч* (рис. 2.9) утворений двома трифазними однонапівперіодними випрямлячами, увімкненими паралельно через зрівняльний реактор. Розмагнічування магнітопровода забезпечується протифазними напруженнями  $u_{2a}$ , -  $u_{2x}$ ,  $u_{2b}$  -  $u_{2y}$ ,  $u_{2c}$  -  $u_{2z}$ , обмоток, розташованих попарно на відповідних трьох стрижнях магнітопровода. Це досягається об'єднанням у нейтральній точці однієї зірки початків обмоток, а в нейтральній точці другої зірки - решти обмоток.

Незважаючи на однаковий напрямок струмів у кожній парі обмоток, розташованих на відповідних стрижнях магнітопровода, результуючий магнітний потік кожного стрижня не містить постійної складової.



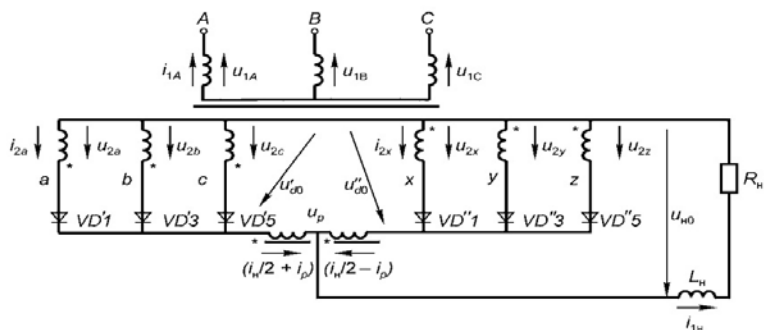


Рис. 2.9. Шестифазний випрямляч із зрівняльним реактором

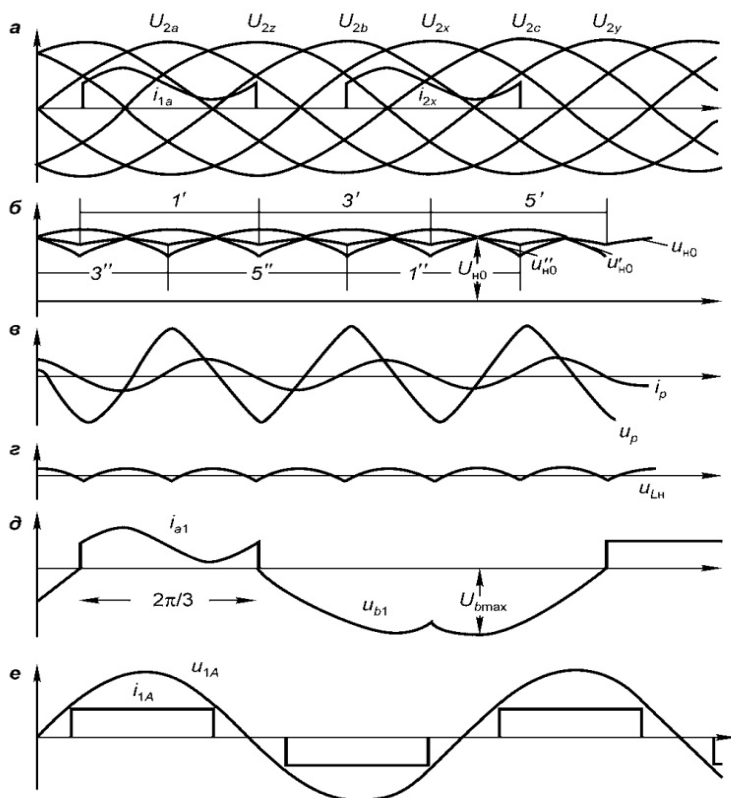


Рис. 2.10. Діаграми роботи випрямляча

Наведена схема може працювати у двох режимах:

- 1) подвійного трифазного випрямлення;
- 2) шестифазного однонапівперіодного випрямлення.

У першому випадку (*подвійного трифазного випрямлення*) дві половини схеми працюють незалежно одна від одної. У режимі шестифазного випрямлення відбувається підвищення напруги на виході випрямляча на 15% порівняно з режимом подвійного трифазного випрямлення.

Аналіз електромагнітних процесів можна здійснити за допомогою тимчасових діаграм (рис. 2.10.)

На першій діаграмі (а) побудовані криві для двох трифазних систем вторинних напруг у протифазі, а саме для систем з  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$ ,  $u_{2c}$ , і  $u_{2x}$ ,  $u_{2y}$ ,  $u_{2z}$ . Тут же наведені діаграми струмів  $i_{2a}$ ,  $i_{2x}$  у вторинних обмотках трансформатора, розташованих на одному стрижні магнітопроводу. Ці струми повторюють анодні струми вентилів  $VD_1'$  і  $VD_1''$

На другій діаграмі (б) цифрами позначені інтервали між вентилями у двох катодних групах (1'-3'-5' і 3''-5''-1''). Позитивні напівхвилі напруг першої трифазної системи утворюють криву випрямленої напруги  $u'_{n0}$  лівої половини схеми, а аналогічна друга трифазна система - криву випрямленої напруги  $u''_{n0}$  правої половини схеми.

Миттєві значення випрямлених напруг різні через зсув їх пульсацій на половину періода пульсацій. Розходження пульсацій двох трифазних випрямлячів вимагає ввімкнення їх на паралельно через реактор, який називається зрівняльним. Цей реактор, по-перше, сприймає різницю пульсацій у випрямлених напругах, обмежує зрівняльний струм між трифазними випрямлячами і, по-друге, дозволяє отримати на навантаженні, яке підключається до середньої точки зрівняльного реактора, напруга  $u_{n0}$ , дорівнює (за методом накладання) півсумі випрямлених напруг кожної половини схеми. Через вказаний зсув їх пульсацій на половину свого періода напруга на навантаженні має шестикратну, тобто подвоєну, частоту пульсацій. Криві випрямленого струму  $i_n$  при допущенні ідеальності фільтра не мають пульсацій.

На третій діаграмі (в) наведена крива зрівнювальної напруги  $u_p$ , що дорівнює різниці випрямлених напруг лівої і правої половин випрямляча. Форма кривої зрівняльного струму

в контурі, утвореному двома половинами схеми, визначається інтегралом від зрівняльної напруги. При побудові кривої зрівняльного струму  $i_p$  прийнято, що він зміщений на чверть періода в сторону відставання від випрямленої напруги.

Індуктивність зрівняльного реактора вибирають з умови обмеження зрівняльного струму на рівні 1...2% від номінального значення випрямленого струму. На діаграмі (г) наведено зміну напруги на індуктивному навантаженні випрямляча.

На п'ятій часовій діаграмі (д) наведена крива анодного струму вентиля  $VD_1$  з урахуванням пульсацій від зрівнювального струму, який накладається на половину від випрямленого струму, що поділилося навпіл в двох гілках зрівняльного реактора. При цьому розподіл струму відбувається за рахунок напруги взаємодукції урівнюючого реактора. Тут же наведена крива зворотної напруги на вентилі  $U_{b,max}$ , що має ту ж форму, як і в інших трифазних випрямлячів.

Після визначення форми кривих анодних струмів вентилів на першій діаграмі будуються струми у вторинних обмотках трансформатора, які в однонапівперіодних схемах випрямлення збігаються з відповідними анодними струмами.

На шостій діаграмі (е) зображені криві напруги  $u_{1A}$  на первинній обмотці фази трансформатора і крива струму  $i_{1A}$ . При цьому пульсації від зрівняльного струму не проявляються, оскільки два вторинних струми  $i_{2a}$  і  $i_{2x}$  знаходяться в протифазі і в результуючому магнітном полі стрижня магнітопроводу відсутні.

Розрахункові співвідношення для режиму подвійного трифазного випрямлення роботи випрямляча отримують за допомогою побудованих тимчасових діаграм струмів і напруг у зазначеній далі послідовності.

1. Середнє значення випрямленої напруги при середньому значенні напруги на зрівняльному реакторі, дорівнює нулю:

$$U_{n0} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi}.$$

2. Середнє значення анодного струму вентиля

$$I_a = \frac{I_n}{6}.$$

3. Чинне значення анодного струму вентиля

$$I_{an} = \frac{I_n}{2\sqrt{3}}.$$

4. Максимальне значення анодного струму

$$I_{a.\max} = \frac{I_n}{2}.$$

5. Максимальне значення зворотної напруги на вентилі

$$U_{b.\max} = \frac{2\pi U_2}{3}.$$

6. Встановлена максимальна потужність вентилів

$$P_b = 6 \frac{U_{b.\max} I_{a.\max}}{P_{n0}}.$$

7. Чинне значення струму у вторинній обмотці трансформатора

$$I_2 = I_{an} = \frac{I_n}{2\sqrt{3}}.$$

8. Чинне значення струму в первинній обмотці трансформатора

$$I_1 = \frac{I_n \sqrt{2/3}}{2K_T}.$$

де  $K_T$  - коефіцієнт трансформації.

9. Повна потужність шести вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = 6U_2 I_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{n0}.$$

10. Повна потужність трьох первинних обмоток трансформатора

$$S_1 = 3U_1 I_1.$$

11. Встановлена потужність трансформатора

$$S_y = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,26 P_{n0}.$$

Зрівняльний реактор працює на частоті напруження 150 Гц. Встановлена потужність реактора, працюючого на цій частоті, становить:

$$S_p = 0,07 P_{HO}.$$

12. Значення коефіцієнта перетворення випрямляча по напрузі (аналогічно визначається для трифазного випрямляча з з'єднанням вторинних обмоток у зірку):

$$K_{nn} = \frac{U_{n0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}K_T}{2\pi}.$$

13. Коефіцієнт перетворення випрямляча по струму із зрівняльним реактором в два рази вище через паралельне з'єднання двох половин схеми:

$$K_{nn} = \frac{I_n}{I_1} = \frac{2\pi}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} K_m = 2,56 K_m.$$

Якість випрямленої напруги в трифазній схемі із зрівняльним реактором істотно вище, ніж у попередніх схемах, через меншу його амплітуду пульсацій і більшу у два рази частоту пульсацій (шестиразову замість трикратної).

У режимі шестифазного однопівперіодного випрямлення при малих значеннях випрямленого струму неможливо створити необхідний струм намагнічування зрівняльного реактора для забезпечення його роботи. Середнє значення випрямленої напруги позитивних напівхвиль шестифазної системи напруг:

$$U_{n0} = \sqrt{2} \frac{6}{\pi} U_2 \sin(\pi / 6) = 1,36 U_2.$$

Порівняно з режимом подвійного трифазного випрямлення напруга на виході випрямляча зростає на 15%. Зважаючи на малість завантаження випрямляча струмом зростає значення максимальної зворотної напруги на вентилі, яка дорівнює подвоєному значенню амплітуди вторинної напруги:

$$U_{b.\max} = 2\sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \frac{4}{3\sqrt{6}} U_{n0} = 2,42 U_{H0},$$

що призводить до такого ж збільшення і встановлених потужностей вентилів.

## 2.5. Керовані випрямлячі

Вище були розглянуті схеми випрямлячів, в яких регулювання випрямленої напруги і струму можна здійснювати або в колі змінного струму з міццю автотрансформатора, або в колі випрямленого струму за допомогою потенціометра або реостата. Але ці способи керування мають суттєві недоліки. По-перше, вони володіють низьким ККД через значні втрати в регулювальних пристроях, і, по-друге, в них неможливо застосовувати сучасні схеми автоматичного регулювання.

У даний час широко розповсюдженні випрямлячі з керованими напівпровідниковими пристроями. Керовані випрямлячі виконуються за тими ж схемами, що й некеровані випрямлячі.

Проаналізуємо роботу найпростішого керованого двуніпівперіодного випрямляча (рис. 2.11, а). Дана схема аналогічна розглянутій раніше (рис. 2.3, б), тільки два діоди в ній замінені на тиристори  $T_1$  і  $T_2$ .

У випрямлячі момент відкриття тиристорів збігається з початком позитивної напівхвилі напруги  $i_2$ , і струм у навантаженні існує протягом усього цього напівперіоду. Тиристори відкриваються тільки при поданні на них керуючого імпульсу. З рис. 2.11,б видно, що початок дії керуючого імпульсу  $i_y$  зрушено в часі на  $t_y$  щодо початку періоду напруги  $u_y$  і струм у навантаженні існує протягом часу  $T/2 - t_y$ . Отже, зменшується і середнє значення струму  $I_{0\alpha}$  порівняно з середнім значенням струму при ввімкненні тиристора на початку періоду при  $t = 0$ .

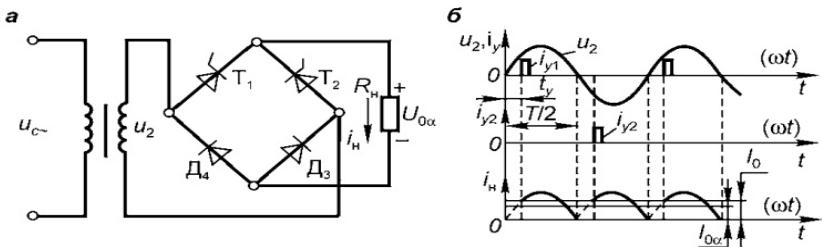


Рис. 2.11 Керований випрямляч: а - схема; б - діаграма роботи.

Час подання керуючого імпульсу, так званий кут керування  $\alpha$ , встановлює подання на управляючий електрод тиристора позитивної напруги імпульсу. Якщо кут керування

дорівнює нулю ( $\alpha = 0$ ), середнє значення напруги на навантаженні  $U_0$  і струму  $I_0$  будуть максимальними (рис. 2.11, б). При збільшенні кута керування напруга  $U_{0\alpha}$  і струм  $I_{0\alpha}$  будуть зменшуватися (рис. 2.12).

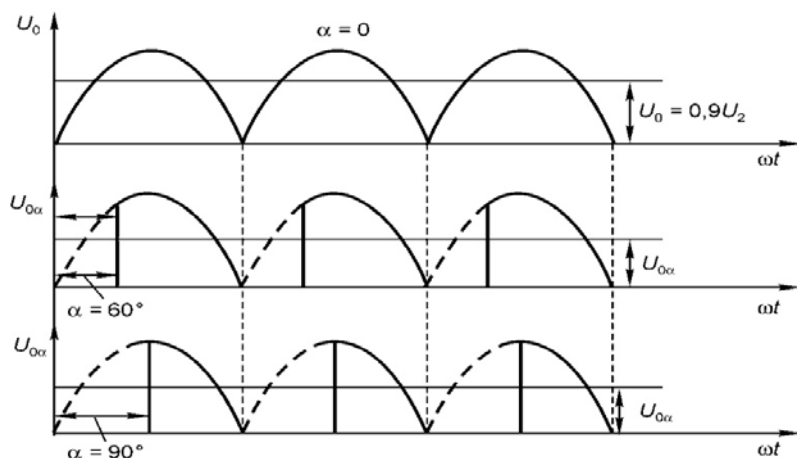


Рис. 2.12. Діаграма, яка пояснює роботу керованого випрямляча

Коли кут керування досягне максимуму  $\alpha = 180^\circ$ , напруга і струм у навантаженні дорівнюватимуть нулю. Залежність напруги або струму від кута керування називають регулювальною характеристикою керованого випрямляча. Середні випрямлені напруга  $U_{0\alpha}$  і струм  $I_{0\alpha}$  в навантаженні визначають із виразів

$$\left. \begin{aligned} U_{0\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t dt \\ I_{0\alpha} &= I_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

Таким чином, з'являється можливість автоматично регулювати середні значення струму і напруги на навантаженні, змінюючи момент подання керуючого імпульсу. За аналогією з розглянутим вище принципом керування випрямлячів працюють і трифазні випрямлячі. Тиристорні трифазні випрямлячі застосовують для живлення постійним струмом потужних техноло-

гічних установок. Однак складність в управлінні тиристорами найчастіше обмежує надійність цих приладів. Більш проста в управлінні трифазна схема з використаних IGBT (рис. 2.13). При конструюванні трифазного мостового керованого випрямляча використовують модулі, в які входить IGBT і зустрічно-паралельно включені діоди, що захищає прилад від зворотної напруги. IGBT працюють попарно, так само, як і вентиля в аналогічній некерованій схемі випрямляча. Дестабілізуючими факторами в роботі випрямляча є вхідна напруга і опір навантаження, які змінюються в процесі роботи приладу. Для автоматичної підтримки постійної напруги на навантаженні при зміні дестабілізуючих факторів у певних межах використовують стабілізатори напруги. Подібні пристрої з використанням стабілітронів розглядалися раніше. Однак ефективно працюють параметричні або компенсаційні стабілізатори, в яких використовують біполярні транзистори, які мають нелінійні вольтамперні характеристики.

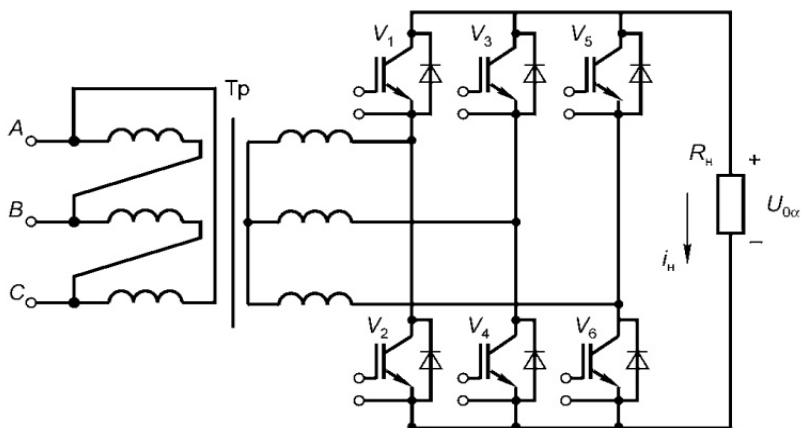


Рис. 2.13. Керуюча трифазна двонапрявлена шестипульсна схема випрямляча



## 2.6. Згладжуючі фільтри

Напруга, що отримується на виході розглянутих вище випрямних схем, є або пульсуючим (трифазний випрямляч), або імпульсним (одно- і двонапівперіодним випрямлячем). Для того, щоб випрямлена напруга мала необхідну (з необхідним коефіцієнтом пульсації) форму, застосовують згладжуючі фільтри. Кількісно робота фільтра характеризується коефіцієнтом згладжування пульсацій  $q$ , який показує, у скільки разів зменшується пульсація при проходженні сигналу через даний фільтр:

$q = \frac{k_{\Pi}}{k'_{\Pi}}$ , де  $k_{\Pi}$  і  $k'_{\Pi}$  – коефіцієнти пульсації сигналу до фільтра і після фільтра.

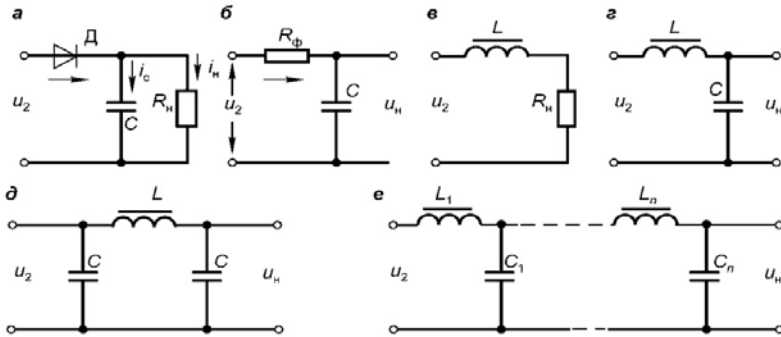


Рис. 2.14. Схема згладжуючих фільтрів:  
а – ємнісні; б – резисторно-ємнісні; в – індуктивні;  
г – індуктивно-ємнісні; д – П-подібні;  
е – багатоканальні індуктивно-ємнісні

Поряд з малим значенням коефіцієнта пульсації у фільтрі не повинно бути значних втрат постійної складової випрямлення напруги. Згладжуючі фільтри поділяють на ємнісні, резисторно-ємнісні, індуктивні і індуктивно-ємнісні (рис. 2.14). Найбільш простим є ємнісний фільтр, який складається з конденсатора  $C_{\phi}$ , під'єданого паралельно навантаженню (рис. 2.15,а). Робота фільтра базується на здатності конденса-

тора швидко заряджатися, запасатись електричною енергією, а потім відносно повільно віддавати її в навантаження.

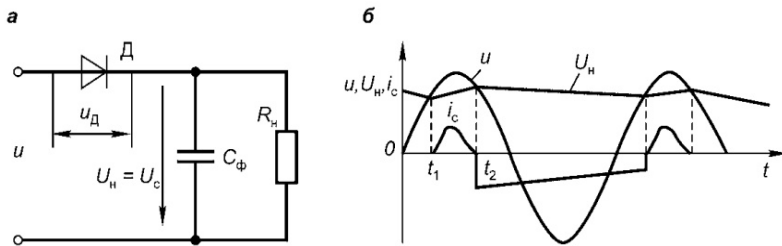


Рис. 2.15. Ємнісний фільтр  
а – схема; б – графіки напруги і струму

Коли напруга на діоді Д дорівнює різниці напруги джерела і напруги на конденсаторі, позитивна ( $U_D = u - U_C > 0$ ), то діод відкритий і конденсатор  $C_\phi$  заряджається. Як видно з графіка (рис. 2.15 б), зарядка конденсатора відбувається в інтервалі часу  $t_1$ - $t_2$ . Оскільки опір діода Д малий, конденсатор встигає зарядитися майже до напруги джерела живлення  $u$ . Коли  $U_D = u - U_C < 0$ , діод закритий і конденсатор повільно розряджається через навантаження  $R_n$  доти, доки напруга джерела живлення  $u$  знову не стане більше  $U_C$ . Час розрядки конденсатора збільшується зі збільшенням постійної часу  $\tau = C_\phi R_n$ , яка показує, як буде зменшуватися напруга на конденсаторі. Ємнісні фільтри, як правило, використовують у випрямлячах малої потужності. Індуктивні фільтри застосовують у силових приладах великої потужності. Згладжування пульсацій напруги індуктивними фільтрами відбуватиметься за умови, якщо індуктивний опір дроселя багато більше опору навантаження:  $\omega L \gg R_n$ . Найбільш часто застосовують Г-подібні схеми фільтрів (рис. 2.14г). Для цих фільтрів повинна виконуватися умова  $\omega L \gg \frac{1}{\omega C}$ , коефіцієнт згладжування таких

фільтрів  $q = \omega^2 LC - 1$ . Типовою схемою випрямляча із застосуванням ємнісних фільтрів є помножувач напруги. На рис. 2.16,а показана схема подвоєння напруги. В один із напівперіодів напруги, коли відкритий діод  $D_1$ , конденсатор  $C_1$  заряджається майже до  $u_2$ . У цей час діод  $D_2$  закритий. Наступного напівперіоду відкривається діод  $D_2$  і відбувається зарядка конденсатора  $C_2$ . При цьому діод  $D_1$  закритий. Оскільки конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  увімкненні послідовно, напруга на навантаженні  $R_H$  подвоюється. При відповідному виборі параметрів схеми розрядка конденсаторів через опір навантаження відбувається досить повільно.

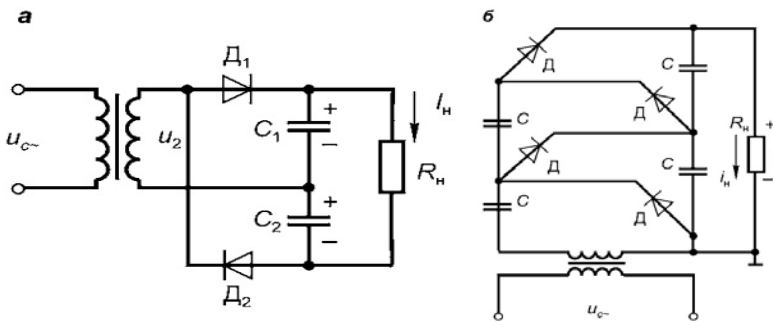


Рис. 2.16. Помножувач напруги:  
а – подвоювач; б – багато каскадний.

Розвитком даної схеми є багатокаскадна схема множення напруги (рис. 2.16 б), часто використана у високовольтній техніці. Використовуючи її, можна отримувати на виході випрямляча напруги, кратні двом амплітудним величинам напруги трансформатора.

## 2.7. Випрямлячі на МДН-транзисторах

Випрямлячі, виконані на діодах, мають ККД, що не перевищує 0,85...0,9. У деяких випадках, особливо для живлення схем мікроелектроніки та мікропроцесорів, потрібні більш економічні випрямлячі. У деяких схемах необхідна випрямлена напруга може становити 1,5...5 В, тоді, використовуючи діоди, в

яких падіння напруги досягає 0,8 В, ККД випрямляча буде низьким. Застосування синхронного випрямляча (СВ) на польових МДН-транзисторах із падінням напруги 0,1...0,2 В дозволяє підвищити ККД до 0,96 і більше (рис. 2.17). Часи перемикання МДН-транзисторів вимірюються частками і одиницями наносекунд, що на один-два порядки перевершує швидкодію біполярних транзисторів. Вхідні ємності польових транзисторів більше вихідних, але значно менші, ніж у відповідних біполярних транзисторів. Основні вимоги до МДН- транзисторів для застосування у випрямних схемах полягають у наступному:

- 1) прилад повинен бути повністю закритий при нульовому потенціалі затвора або при поданні на затвор закриваючого потенціалу;
- 2) стік і джерело приладу повинні бути взаємозамінні, тобто прилад повинен спиратися у зворотному напрямку так само добре, як і в прямому.

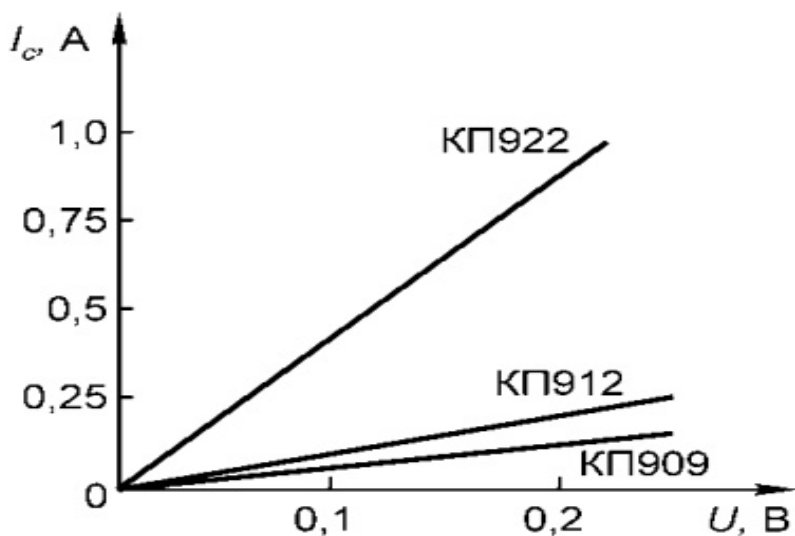


Рис. 2.17. Вольт-амперні характеристики МДН-транзисторів

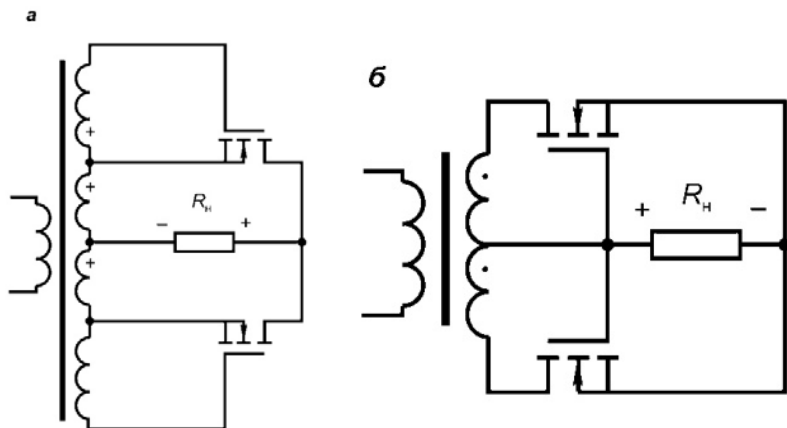


Рис.2.18. Випрямлячі на МДН-транзисторах  
 а – керування по колоу «затвор – стік»;  
 б – керування по колоу «затвор – витік».

За способом керування схеми СВ з польовими транзисторами поділяються на дві групи:

- 1) з керуванням по колоу «затвор-стік» (рис. 2.18 а);
- 2) з керуванням по колоу «затвор-витік» (рис. 2.18 б).

У свою чергу за способом під'єднання транзисторів синхронні випрямлячі бувають прямого і інверсного ввімкнення. Найчастіше використовують схеми інверсного ввімкнення. При роботі випрямлячів на напругу більше 10...15 В використовують транзистори з індукованим каналом, оскільки на затвор подається напруга більше 5 В. Такі схеми мають підвищену похибокстійкість. При використанні вбудованого каналу (рис. 2.18) напруга на затворі змінюється від нуля до 5 В.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАВДАННЯ

1. Опишіть загальну структуру напівпровідникових випростовувачів.
2. Опишіть однонапівперіодний однофазний випростовувач.
3. Охарактеризуйте двонапівперіодний однофазний випростовувач.

4. Наведіть і опишіть мостову схему однофазного випростовувача.
5. Опишіть трифазні однонаправлені випростовувачі.
6. Опишіть трифазні двонаправлені випростовувачі.
7. Охарактеризуйте шестифазні випростовувачі.
8. Опишіть керовані випростовувачі.
9. Наведіть схеми і охарактеризуйте роботу згладжувальних фільтрів.

## СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Иванов И.И., Соловьев Г.И., Фролов В.Я. Электротехника и основы электроники. Санкт-Петербург: Лань, 2012.
2. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Електроніка і мікросхемо техніка: підручник. К.: Каравела, 2009.
3. Бойко В.І. та ін. Схемотехніка електронних систем. Кн. 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: підручник. К.: Вища школа, 2004.
4. Стахів П.Г., Коруд В.І., Гамола О.Є. та ін. Основи електроніки з елементами мікроелектроніки: навч. посіб. – Львів: Магнолія плюс, 2005.
5. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка і мікросхемотехніка: теорія і практикум. Навчальний посібник. К.: Каравела, 2004.
6. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. К.: МК-Пресс, 2005.
7. Кардашев Г.А. Цифровая электроника на персональном компьютере. Electronics Workbench и Micro-Cap. М.: Горячая линия – Телеком, 2003.

Навчальне видання

**ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА  
(частина 1)**

*Навчальний посібник*

Укладачі:

**Андрущак** Галина Олегівна, **КозяРСький** Іван Петрович,  
**Майструк** Едуард Васильович

Відповідальний за випуск – **Майструк Е.В.**

Літературний редактор – **Макарова О.П.**

Технічний редактор – **Цибуляк В.Д.**

Підписано до друку 22.04.2021. Формат 60х84/16.

Папір офсетний. Друк різнографічний. Ум.-друк. арк. 6,5.

Обл.-вид. арк. 7,0. Тираж 50. Зам. Н-042.

Видавництво та друкарня Чернівецького національного університету

58002, Чернівці, вул. Коцюбинського, 2

e-mail: [ruta@chnu.edu.ua](mailto:ruta@chnu.edu.ua)

*Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №981 від 08.04.2002*