

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ**  
**Національний Університет "Запорізька Політехніка"**

Конспект лекцій  
з дисципліни «Електроніка та основи схемотехніки»  
для студентів спеціальності 173 «Авіоніка»  
усіх форм навчання  
**Частина 1**

**Запоріжжя 2023**

Конспект лекцій з дисципліни «Електроніка та основи схемотехніки» для студентів спеціальності 173 «Авіоніка» усіх форм навчання Частина 1 / Укл. М.Л. Антонов, Є.В.Васильєва – Запоріжжя: НУЗП, 2023 – 93 с.

Укладачі: М.Л. Антонов , канд. техн. наук

Є.В.Васильєва, старш. викл.;

Рецензент: А.Є. Казурова, канд. техн. наук, доцент

Відповідальний за випуск: Є.В.Васильєва

Затверджено  
на засіданні кафедри ЕПА  
Протокол №10 від 26.05.2023  
Рекомендовано до видання  
НМК ЕТФ  
Протокол № 9 від 18.05.2023

## Зміст

|                                                                                 | стр |
|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Розділ 1                                                                        | 5   |
| 1.1. Напівпровідники. Загальні відомості                                        | 5   |
| 1.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (р-п переходу)         | 9   |
| Розділ 2                                                                        | 14  |
| Напівпровідникові прилади та їх стисла характеристика                           | 14  |
| 2.1. Класифікація напівпровідникових приладів                                   | 14  |
| 2.2. Напівпровідникові резистори                                                | 14  |
| 2.3. Напівпровідникові діоди                                                    | 16  |
| 2.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики                             | 16  |
| 2.3.2. Динамічний режим роботи випрямних діодів                                 | 25  |
| 2.4. Біполярні транзистори                                                      | 28  |
| 2.4.1. Будова та принцип дії біполярного транзистора                            | 28  |
| 2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора | 32  |
| 2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполюсник (h - параметри)         | 37  |
| 2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора                            | 41  |
| 2.4.5. Складені транзистори                                                     | 44  |
| 2.4.6. Одноперехідний транзистор                                                | 46  |
| 2.5. Уніполярні (польові) транзистори                                           | 47  |
| 2.5.1. Загальні відомості                                                       | 47  |
| 2.5.2. Польові транзистори з керуючим р-п переходом                             | 47  |
| 2.5.3. СІТ – транзистори                                                        | 52  |
| 2.5.4. Польові транзистори з ізольованим затвором (МДН – транзистори)           | 53  |
| 2.5.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ)                      | 58  |
| 2.6. Динамічні режими роботи транзисторів                                       | 65  |
| 2.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори)                          | 70  |
| 2.7.1. Диністори                                                                | 70  |
| 2.7.2. Триністор (керований діод)                                               | 73  |
| 2.7.3. Динамічні характеристики тиристора                                       | 77  |
| 2.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор,                      |     |

|                                              |    |
|----------------------------------------------|----|
| двоопераційний тиристор, оптронний тиристор) | 80 |
| 2.7.5. Електростатичні тиристори             | 86 |
| 2.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням    | 86 |
| 2.8 Силові напівпровідникові модулі          | 89 |
| Частина 2                                    |    |
| Частина 3                                    |    |
| Частина 4                                    |    |

## РОЗДІЛ 1

### ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

#### 1.1. Напівпровідники. Загальні відомості

Перед тим, як приступити до розгляду теми, задамося питанням: чому мова далі піде саме про напівпровідники? А це тому, що, як видно з опису розвитку електроніки, в наш час найбільші успіхи в цій галузі пов'язані із застосуванням пристроїв, виконаних на напівпровідниково-вих приладах.

**Напівпровідники (НП)** належать до класу речовин, що мають тверду кристалічну структуру і за провідністю ( $10^4 - 10^{-10}$  Сим/см) займають проміжне місце між провідниками ( $10^4 - 10^6$  Сим/см) та діелектриками ( $10^{-10}$  Сим/см та менше).

При виготовленні НП приладів частіше використовують кремній (Si – має робочу температуру до  $140^\circ\text{C}$ ), германій (Ge – найбільша робоча температура  $75^\circ\text{C}$ ), арсенід галію (GaAs – працює при температурах до  $350 - 400^\circ\text{C}$ ). У наш час починає використовуватися новий НП матеріал – карбід кремнію (SiC – працює при температурі вище за  $600^\circ\text{C}$ ), якому прогнозують широке використання.

До НП також відносять селен, телур, деякі окисли, карбіди та сульфіді.

НП мають такі властивості:

а) негативний температурний коефіцієнт опору – із збільшенням температури їхній опір зменшується (у провідників – зростає);

б) додавання домішок призводить до зниження питомого опору (у провідників – до збільшення);

в) на електричну провідність НП впливають радіація, електромагнітне випромінювання.

Процеси електропровідності НП і діелектриків подібні але суттєво відрізняються від електропровідності провідників.

Зазначимо, що електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома речовини, мають назву валентних. Вони найслабкіше зв'язані з ядром і визначають фізичні та хімічні властивості речовини.

У провідників електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома, слабо зв'язані з ядром і тому досить легко покидають свої

атоми, після чого хаотично переміщуються у матеріалі – стають вільними. Якщо до провідника прикласти зовнішнє електричне поле, виникне впорядкований рух електронів – електричний струм

У НП усі валентні електрони міцно зчеплені з вузлами кристалічної ґратки завдяки так званому ковалентному зв'язку, про який Ви знаєте з хімії. Доки цей зв'язок існує, електрони не можуть переносити електричний заряд у матеріалі

Механізм електропровідності НП розглянемо на прикладі кристалічних ґраток германію, що є елементом IV групи періодичної системи Менделєєва. Ґратка у вигляді плоскісної структури зображена на рис. 1.1.

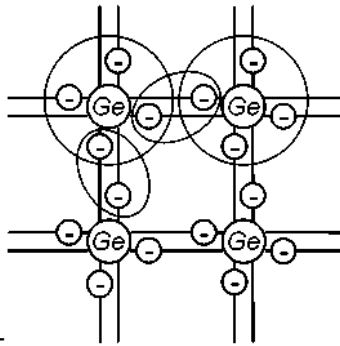


Рисунок.1.1 - Кристалічні ґратки германію

Атоми германію розміщені у вузлах кристалічної ґратки, їх зв'язок з іншими атомами здійснюється за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами вказують на ковалентний характер зв'язку, тобто кожна пара валентних електронів належить водночас двом сусіднім атомам. При температурі абсолютного нуля і за відсутності опромінення у НП відсутні рухомі носії і його електричний опір великий (нескінченний).

За звичайних умов, внаслідок дії на речовину теплової енергії, деякі з валентних електронів розривають ковалентні зв'язки – відбувається процес **генерації пар носіїв: електронів і дірок**. При цьому дірка – вакантне місце у ковалентному зв'язку – має позитивний заряд, що їй приписується умовно.

Якщо тепер помістити НП в електричне поле, виникне

спрямований рух зарядів – електричний струм. На відміну від провідників струм в НП забезпечується носіями двох зарядів – позитивного  $\oplus$  (дірки) та негативного (електрони).

Провідність чистого НП має назву власної, сам же НП відносять до і-типу (intrinsic – власний). Власна провідність звичайно незначна. Значно більшу провідність мають НП з домішками, до того ж її характер залежить від виду домішок

Розглянемо приклад, коли у розплав чистого германію додається домішка п'ятивалентного елемента (V група таблиці Менделєєва), наприклад, арсену (As), як показано на рис. 1.2.

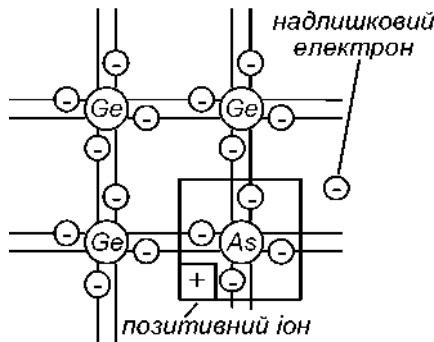


Рисунок. 1.2 – Кристалічна ґратка германію з донорною домішкою

При застиганні у деяких вузлах кристалічної ґратки германію його атоми замінюються атомами домішки. При цьому чотири валентних електрони домішки створюють систему ковалентних зв'язків із чотирма валентними електронами германію, а п'ятий електрон домішки виявляється надлишковим – вільним. Вільні електрони залишають у вузлах кристалічної ґратки нерухомі позитивно заряджені іони, що створюють у кристалі позитивний об'ємний заряд.

Домішка, що віддає вільні електрони, називається донорною. НП з переважною кількістю вільних електронів має назву **НП з електронною провідністю**, або **НП n-типу** (negativ).

Розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва), наприклад, індію (In),

як це показано на рис. 1.3.

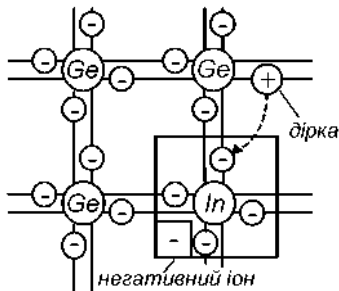


Рисунок. 1.3 – Кристалічні ґратки германію з акцепторною домішкою

Для утворення ковалентного зв'язку між атомами Ge та In одного електрона не вистачає. При дії теплоти навколишнього середовища електрони з верхнього рівня валентної зони переміщуються на рівень домішки, створюючи зв'язки, яких не вистачає, завдяки чому у валентній зоні утворюються рухомі дірки, а атоми домішки перетворюються у негативні іони. Така домішка називається акцепторною, а НП з переважною кількістю дірок – **НП з дірковою провідністю**, або **p-типу** (positiv).

- Переважаючі у НП рухомі **носії заряду** мають назву **основних**, решта – **неосновних**.

## 1.2 Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (р-п переходу)

**р-п переходом** називається вузька зона на межі між шарами НП р- і п-типу, як зображено на рис. 1.4

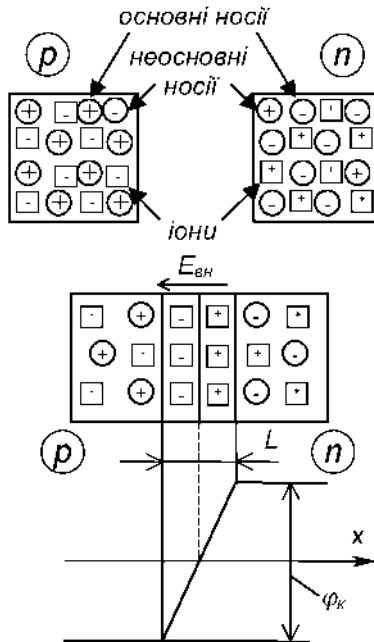


Рисунок. 1.4 – Утворення на межі між шарами р- та п-типу р-п переходу з потенціальним бар'єром  $\varphi_k$

Фізичні процеси, що відбуваються у р-п переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів

Допустимо, що концентрація основних носіїв у обох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм  $i_{\text{диф}}$ ) електронів із п-шару у р-шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямку. При цьому у вузькій зоні на межі двох НП відбувається об'єднання (**рекомбінація**) електронів з дірками та навпаки, тобто у цій зоні рухомі носії взаємно знищуються. Внаслідок

цього у приконтактній зоні НП р-типу (завдяки іонам акцепторної домішки з'являється негативний заряд, а у приконтактній зоні n-типу (завдяки іонам донорної домішки) – позитивний заряд. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю  $E_{вн}$ , яке гальмує рух основних носіїв зарядів. З іншого боку, це поле виявляється прискорюючим для неосновних рухомих носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через межу між НП виникає дрейфова складова струму  $i_{др}$ , протилежна дифузійній складовій  $i_{диф}$ , зумовленій рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання  $i_{диф}$  відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів).

У сталому становищі

$$i_{диф} + i_{др} = 0. \quad (1.1)$$

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що визначається об'ємним зарядом і називається **потенціальним бар'єром**  $\phi_k$ .

Значення  $\phi_k$  залежить від матеріалу НП і його температури. Для германію  $\phi_k = (0,4 - 0,6)$  В, для кремнію  $\phi_k = (0,6 - 0,8)$  В.

Зона об'ємного заряду – це й є **електронно-дірковий перехід (р-n перехід)**. Ширина його, позначена як  $L$ , вимірюється десятками мікронів. Оскільки у р-n переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий. Розглянемо поведінку р-n переходу при підключенні до нього зовнішньої напруги. Можливе пряме або зворотне вмикання.

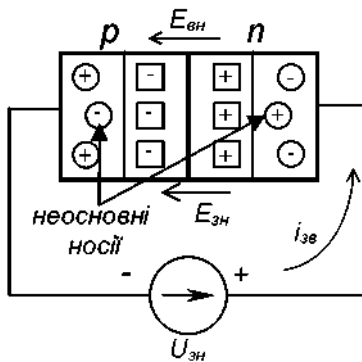


Рисунок. 1.5 – Зворотне вмикання р-n переходу

При **зворотному вмиканні**, як показано на рис. 1.5, до р-п переходу прикладається зовнішня напруга  $U_{zn}$ , внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю  $E_{zn}$ . У результаті поле в р-п переході зростає і його напруженість дорівнює

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{zn} \quad (1.2)$$

Оскільки електричний опір р-п переходу дуже великий, то майже вся напруга  $U_{zn}$  прикладається до нього.

Отже, різниця потенціалів на переході становить

$$\phi_{рез} = \phi_k + U_{zn} \quad (1.3)$$

де  $\phi_{рез}$  – результуюча різниця потенціалів.

Запірні властивості переходу при цьому зростають і дифузійна складова струму  $i_{диф}$  зменшується, а дрейфова  $i_{др}$  не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини). Через перехід протікає зворотний струм

$$i_{зв} = i_{др} - i_{диф} \quad (1.4)$$

Оскільки  $i_{диф} \rightarrow 0$ , то зворотний струм визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів і є незначним.

При **прямому вмиканні**, як показано на рис. 1.6, за зазначеною полярністю зовнішньої напруги, зовнішнє електричне поле спрямоване назустріч внутрішньому, і результуюча напруженість зменшується

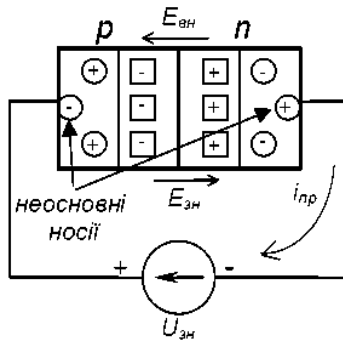


Рисунок. 1.6 – Пряме вмикання р-п переходу

$$E_{\text{рез}} = E_{\text{BH}} - E_{3\text{H}}. \quad (1.5)$$

При цьому  $i_{\text{диф}}$  зростає, а  $i_{\text{др}}$  зменшується. Різниця потенціалів становить

$$\varphi_{\text{рез}} = \varphi_K - U_{3H}. \quad (1.6)$$

У цьому випадку через перехід тече прямий струм

$$i_{\text{пр}} = i_{\text{диф}} - i_{\text{др}} \quad (1.7)$$

Він зумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів, і є великим

Він зумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів, і є великим.

Оскільки у р-п переході явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою **вольт-амперної характеристики (ВАХ)**. Теоретична ВАХ р-п переходу показана на рис. 1.7. Вона має пряму(1) та зворотну (2, 3) гілки

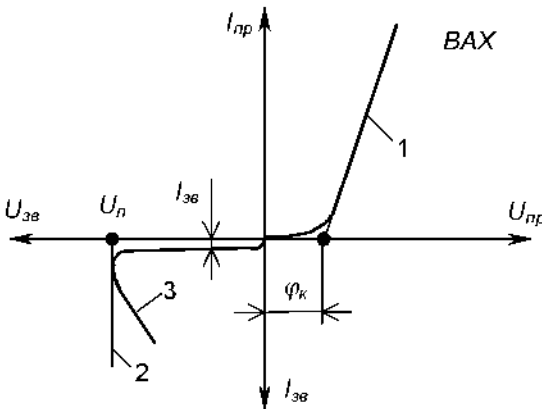


Рисунок. 1.7 – Теоретична ВАХ р-п переходу

Якщо напруга прямого вмикання  $U_{пр} < \varphi_k$ , через не рехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки із збільшенням  $U_{пр}$  останнє досягне значення  $U_{пр} = \varphi_k$ , за-  
із збільшенням  $U_{пр}$  останнє досягне значення  $U_{пр} = \varphi_k$ , за-  
Таким чином, р-п перехід має **вентильні властивості** (від німецького слова *ventil* клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а

при зворот- ному – значний

При зростанні від нуля зворотної напруги  $U_{зв}$ , швидкість руху неосновних носіїв через перехід зростає. При  $U_{зв}=U_p$  швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації - вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбувається лавиноподібне зростання зворотного струму. Це явище назива- ється **електричним пробоем** р-п переходу, а  $U_p$  – напругою пробою. Якщо при цьому р-п перехід ефективно охолоджується, різке зростан- ня потужності, що в ньому виділяється ( $U_{зв} I_{зв}$ ), не призводить до сут- тєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зни- женні  $U_{зв}$  запірні властивості р-п переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробою використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу, як стабілітрон.

При неефективному тепловідведенні, температура структури зрос- тає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується за рахунок теп- лової генерації), доки електричний пробій не переходить у **тепловий**, коли матеріал розплавляється і р-п перехід руйнується. Тепловий пробій, зрозуміло, незворотний (гілка 3 ВАХ).

Отже, р-п перехід – це явище, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглий до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому р-п перехід ще називають запірним шаром.

Насамкінець, зазначимо властивості р-п переходу, що (в основно- му) використовуються при побудові електронних НП приладів:

- а) одностороння провідність (вентильні властивості);
- б) дуже великий опір зони р-п переходу, як зони, де немає вільних носіїв заряду (запірні властивості);
- в) зміна ширини р-п переходу зі зміною значення зворотної напру- ги (як результат – зміна ємності р-п переходу);
- г) стабільність напруги на р-п переході в режимі електричного пробою;
- д) наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах р- і п-типу.

## РОЗДІЛ 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ ТА ЇХ СТИСЛА  
ХАРАКТЕРИСТИКА

## 2.1. Класифікація напівпровідникових приладів

НП прилади поділяються на такі групи:

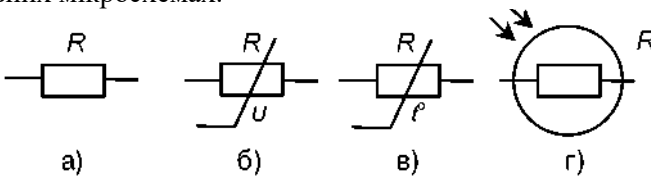
- а) НП резистори;
- б) НП діоди;
- в) біполярні транзистори;
- г) уніполярні (польові) транзистори;
- д) тиристори.
- е) силові напівпровідникові модулі;
- ж) інтегральні мікросхеми.

Останні дві групи є інтегрованими НП приладами.

## 2.2. Напівпровідникові резистори

**НП резистори** мають два вихідних електроди. Вони поділяються на лінійні та нелінійні.

У **лінійних** резисторів питомий електричний опір не залежить від прикладеної напруги. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,а. Вони виготовляються на основі НП р- або n-типу і використовуються в інтегральних мікросхемах.



лінійного резистора (а), варистора (б), терморезистора (в), фоторезистора (г)

Рисунок. 2.1 – Умовні позначення

**Нелінійні** резистори (**варистори**) – це такі НП резистори, у яких питомий опір залежить від прикладеної напруги. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,б. Варистор має нелінійну симетричну ВАХ, яку показано на рис. 2.2.

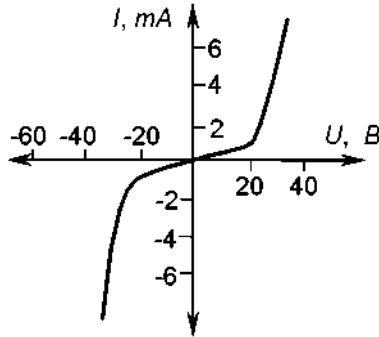


Рисунок. 2.2 – ВАХ варистора

Один з основних параметрів варистора – коефіцієнт нелінійності  $\lambda$ , який ви- значається відношенням статичного опору  $R_{ст}$  до його динамічного опору  $R_d$

$$\lambda = \frac{R_{cm}}{R_o} = \frac{U}{I} \cdot \frac{dU}{dI} = const.$$

де  $U$ ,  $I$  – напруга на варисторі та струм через нього.

Зазвичай,  $\lambda = 2, 6$ .

Варистори використовують як обмежувачі напруги для захисту НП приладів від короточасних перенапруг.

Також існують НП резистори, опір яких різко залежить від температури навколишнього середовища. Це – **терморезистори**. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,в.

Терморезистори поділяються на **термістори**, у яких із зростанням температури опір зменшується, та **позистори**, у яких із зростанням температури опір зростає (виконуються на основі сегнетоелектриків).

Залежність опору терморезистора від температури визначається експоненційним законом:

$$R_T = k e^{\beta/T}, \quad (2.2)$$

де  $k$ ,  $\beta$  – коефіцієнти, залежні від конструктивних розмірів та концентрації домішок у НП відповідно;

$T$  – абсолютна температура.

Терморезистори (термістори, позистори) використовуються як датчики температури у системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації, для термостабілізації режимів

роботи електронних пристроїв.

Потужні позистори дозволяють забезпечувати захист електрообладнання від струмів перевантаження (замість теплових реле).

У **фоторезисторів** (рис. 2.1, г) опір залежить від ступеню освітлення. Їх, в основному, застосовують у пристроях автоматики.

Рідше у якості датчиків використовуються **тензорезистори** та **магніторезистори**, опір яких залежить від механічної деформації та напруженості магнітного поля відповідно.

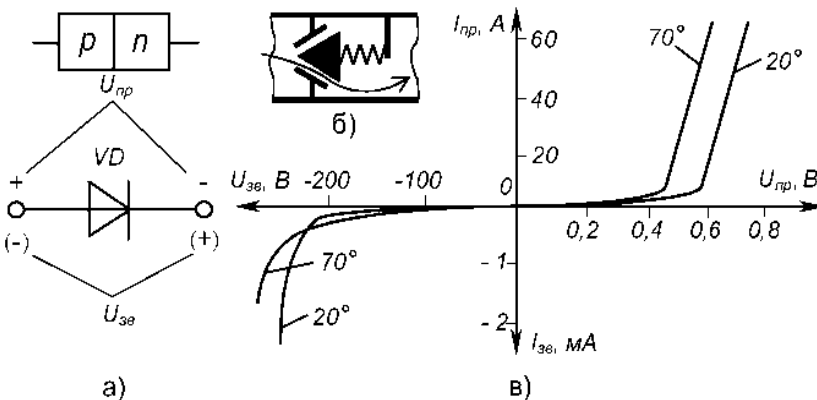
## 2.3. Напівпровідникові діоди

### 2.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики

**Напівпровідникові діоди** – це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості р-п переходу.

Широко розповсюджені **випрямні** діоди, дія яких базується на використанні вентильних властивостей р-п переходу.

Структура та умовне позначення діода, його гідралічна модель, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 2.3.



(а), гідралічна модель (б) і ВАХ (в) випрямного діода

Рисунок. 2.3 – Структура та умовне позначення

Гідралічний пружинний клапан (вентиль) може бути наочною **гідралічною моделлю діода**. Клапан має властивість пропускання струменю рідини лише в один бік у залежності від напрямку тиску.

Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- середній прямий струм діода  $I_{\text{сеп}}$  ( $I_{\text{FAV}}$ ) – максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів  $I_{\text{сеп}} = (0,1 \div 10000) \text{ A}$ ;
- максимально допустимий прямий струм діода (імпульсний)  $I_{\text{пр max}}$  ( $I_{\text{FSM}}$ ), становить  $(10 \div 50)I_{\text{сеп}}$ ;
- пряме падіння напруги  $U_{\text{сеп}}$ , тобто середнє значення напруги на діоді при граничному прямому струмі  $I_{\text{сеп}}$ , для діодів з кремнію становить  $(0,6 \div 1,0) \text{ B}$ ;

максимально допустима зворотна напруга  $U_{\text{зв max}}$  ( $U_{\text{RRM}}$ ), що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження,  $U_{\text{зв max}} = (50 \div 10000) \text{ B}$ .

Виготовляються випрямні діоди переважно з кремнію (у перспективі – з арсеніду галію, як більш термостійкого). Найпростіша схема випрямлення напруги змінного струму із застосуванням випрямного діода наведена на рис. 2.4. Тут діод є автоматичним ключем, замкнений або розімкнений стан якого визначається полярністю прикладеної до нього напруги.

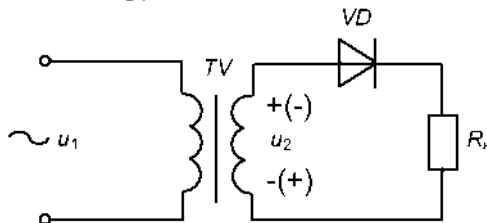


Рисунок. 2.4 – Найпростіша схема випрямлення напруги

У табл. 2.1 наведені основні параметри випрямних діодів середньої та великої потужності, а у табл. 2.2 основні параметри за тепловими характеристиками, причому останні є загальними для усіх типів НП ключів.

**Діодами Шоттки** називають діоди, у яких використовується не р-п перехід, а перехід між напівпровідником і металом (молібденом або алюмінієм). Перехід, аналогічний до р-п переходу, виникає тут, наприклад, для напівпровідника п-типу, за рахунок переміщення електронів із напівпровідника у метал. Іони донорної домішки створюють

у приграничному шарі позитивний потенціал, через що виникає контактна різниця потенціалів. При подачі зовнішньої напруги такий перехід веде себе аналогічно р-п переходу. Але пряме падіння напруги на ньому значно менше, оскільки одним з матеріалів переходу є метал з малим опором.

За рахунок відсутності проникнення дірок з металу у напівпровідник швидкодія діодів Шоттки також значно вища, ніж у звичайних діодів, бо відсутнє розсмоктування носіїв у металі при зміні полярності зовнішньої напруги. Тому вони можуть працювати на частотах до десятків гігагерц.

Таблиця 2.1 – Основні параметри випрямних діодів

| Параметр                                           | Позначення у довідковій літературі | Змістове значення*                                                                                                                                                           |
|----------------------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Пряме падіння напруги, В                           | $V_F$                              | Напруга на діоді у відкритому стані                                                                                                                                          |
| Пробивна напруга, В                                | $V_{BR}$                           | Зворотна напруга, за якої відбувається пробій                                                                                                                                |
| Зворотна повторювана імпульсна напруга, В          | $V_{RRM}$                          | Найбільше миттєве значення зворотної напруги, яке діод може витримувати при короткочасній повторюваній дії (на робочій частоті)                                              |
| Порогова напруга, В                                | $V_{T0}$                           | Значення прямої напруги, що визначається точкою перетину лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики з віссю напруги                                              |
| Диференціальний прямий опір (динамічний опір), МОм | $r_T$                              | Значення опору, що визначається за нахилом лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики                                                                            |
| Максимальний прямий середній струм, А              | $I_{FAV}$                          | Максимально допустиме середнє значення прямого струму, усереднене за періодом                                                                                                |
| Діючий прямий струм, А                             | $I_{FRMS}$                         | Діюче значення прямого струму за період                                                                                                                                      |
| Ударний прямий струм, що не повторюється, А        | $I_{FSM}$                          | Струм, при протіканні якого перевищується максимально допустима температура переходу, але який виникає одноразово в аварійних режимах і не призводить до виходу діоду з ладу |
| Захисний показник, $A^2 \cdot c$                   | $\int i^2 dt$                      | Значення інтегралу від квадрату струму в аварійному режимі (використовується для вибору запобіжника)                                                                         |
| Зворотний струм, А                                 | $i_R$                              | Струм у закритому стані                                                                                                                                                      |
| Час зворотного відновлення, мкс                    | $t_{rr}$                           | Час, починаючи з моменту переходу струму через нуль при вимиканні діода до закінчення процесу відновлення запірних властивостей                                              |
| Заряд зворотного відновлення, Кл                   | $Q_{rr}$                           | Заряд, що віддається діодом при його вимиканні                                                                                                                               |

Змістове значення не є точним визначенням. Точне визначення параметрів є в національних та міжнародних стандартах на напівпровідникові

прилади

Таблиця 2.2 – Основні параметри за тепловими характеристиками діода (загальні для усіх типів напівпровідникових ключів)

| Параметр                                                                | Позначення у довідковій літературі | Змістові значення*                                                                                                                                                                                                           |
|-------------------------------------------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Ефективна еквівалентна температура переходу (температура структури), °C | $T_j$                              | Теоретична температура, що ґрунтується на спрощеній уяві про теплові та електричні властивості ключа                                                                                                                         |
| Температура корпусу, °C                                                 | $T_c$                              | Температура в даній конкретній точці на корпусі ключа                                                                                                                                                                        |
| Температура оточуючого середовища, °C                                   | $T_a$                              | Температура в даній зовнішній контрольній точці середовища, що охолоджує ключ                                                                                                                                                |
| Тепловий опір перехід-середовище, °C/Wt                                 | $R_{thja}$                         | Відношення різниці температури переходу та температури оточуючого середовища до потужності втрат у ключі в установленому режимі                                                                                              |
| Тепловий опір перехід-корпус, °C/Wt                                     | $R_{thjc}$                         | Відношення різниці температури переходу та температури корпусу до потужності втрат у ключі в установленому режимі                                                                                                            |
| Перехідний тепловий опір перехід-середовище, °C/Wt                      | $Z_{(th)ja}$                       | Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою оточуючого середовища наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, що викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу |

|                                                |              |                                                                                                                                                                                                                      |
|------------------------------------------------|--------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Перехідний тепловий опір перехід-корпус, °C/Вт | $Z_{(th)jc}$ | Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою корпусу ключа наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, що викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу |
|------------------------------------------------|--------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

Завдяки меншій прямій напрузі (близька 0,3 В) к.к.д. приладу при пропусканні великих струмів (у силових клапанах) значно вищий, ніж у звичайних кремнієвих напівпровідникових діодів. Діоди Шоттки знаходяться широкі розповсюдження у пристроях інформаційної і силовій електроніці НП діод, у якому напруга в зоні електричного пробію майже не залежить від струму, називається **стабілітроном**. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 2.5, у зоні пробію напруга на стабілітроне майже не залежить від струму через нього  $I_{ст}$

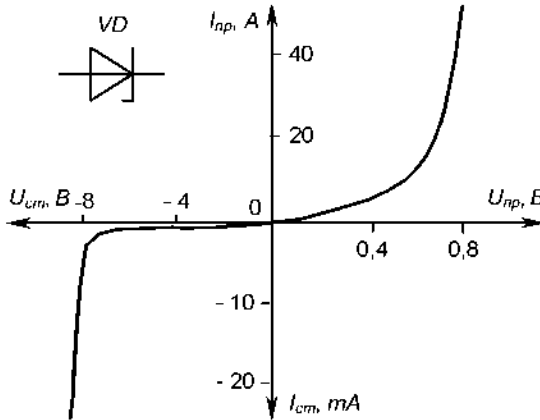


Рисунок. 2.5 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти тепловому пробію, їхня конструкція забезпечує ефективне відведення тепла від кристалу.

Основними параметрами стабілітрону є:

- напруга стабілізації  $U_{ст}$ , що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну значення напруги на приладі зі змінами струму крізь нього)

$$R_{\delta} = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}},$$

що складає від одиниць до десятків Ом;

-мінімальний струм стабілізації  $I_{ст\ min}$  – мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться в режимі стабілізації складає одиниці міліампер;

-максимальний струм стабілізації  $I_{ст\ max}$  – максимально допустимий струм через прилад, досягає  $(0,02 \div 1,5)$  А.

Найпростіша схема стабілізації наведена на рис. 2.6.

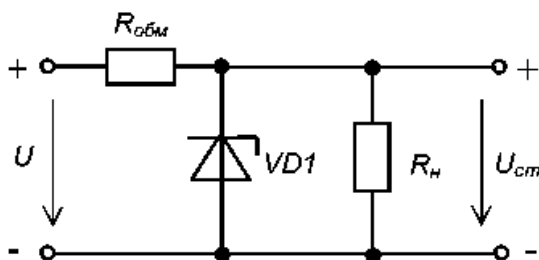


Рисунок.2.6 – Схема елементарного стабілізатора

**Тунельний діод** – це НП прилад, у якого специфічний тунельний ефект призводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки негативної провідності – штрихова лінія на рис. 2.7 (там же наведено умовне позначення приладу). Як робоча ви- користовується пряма гілка ВАХ

Основними параметрами тунельно- го діода є:

-струм піку  $I_n$ , що складає  $(0,1 \div 100)$  мА;

- відношення струму піку  $I_n$  до струму западини  $I_s$ :

$$\frac{I_n}{I_s} = (5 \div 20).$$

Тунельні діоди – швидкодіючі НП прилади, що застосовуються в генераторах високочастотних коливань та швидкодіючих імпульсних

перемикачах.

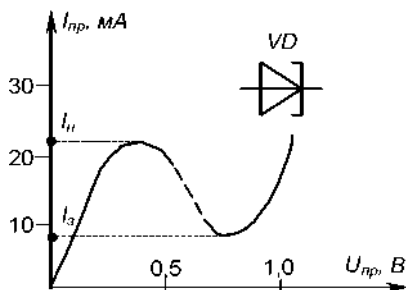


Рисунок.2.7 – Умовне позначення та ВАХ тунельного діода

**Високочастотні діоди** призначені для роботи на частотах до сотень мегагерц, де особливе значення має інерційність діода, пов'язана з процесами накопичення зарядів у зоні р-п переходу при відмиканні діода та розсмоктування зарядів при його замиканні (при утворенні р-п переходу, як зони, вільної від рухомих носіїв заряду). Необхідно також враховувати власну ємність діода, як плоскісної структури (шари НП, розмежовані зоною р-п переходу з великим опором, утворюють паразитний конденсатор). Все це призводить до того, що зі збільшенням частоти значення прямого і зворотного струмів через діод стають сумірними і він втрачає властивість односторонньої провідності.

**Імпульсні діоди** використовують як ключові елементи в імпульсних пристроях. Фактично, це є різновид високочастотних діодів, бо вони також мають малу інерційність, що забезпечує малу тривалість перехідних процесів при замиканні та розмиканні ключа. Кінцеве значення часу накопичення носіїв у зоні р-п переходу при переході діода у провідний стан після подачі на нього прямої напруги – при замиканні ключа – призводить до того, що опір ключа від великого значення до малого змінюється не миттєво. Наслідком є затягування фронту імпульсу напруги на навантаженні. При наступній різкій подачі на діодний ключ зворотної напруги, за рахунок розсмоктування зарядів з зони р-п переходу, змінюється лише напрямок протікання струму через діод. Навантаженні маємо викид напруги зворотної полярності з амплітудою, що дорівнює амплітуді імпульсу. І тільки через деякий час – час відновлення заперічних властивостей – струм

спадає до нуля (вірніше – до значення теплового зворотного струму  $r_p$  при переходу) і ключ розмикається.

**Фотодіоди** – фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоефектом, який полягає в тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок – струм при зворотному вмиканні зростає.

**Світлодіоди** – перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

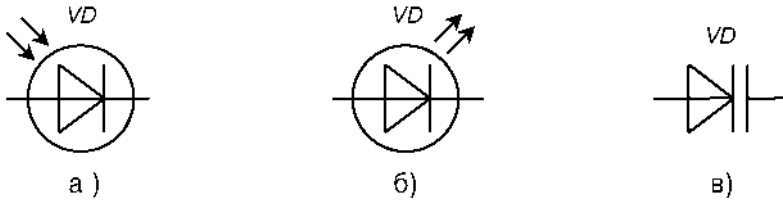
Ці прилади струмові – для їхньої роботи необхідно задавати певне значення струму через прилад. Вони бувають червоного, зеленого, жовтого та синього свічення. Комбінація у одному приладі кристалів червоного, зеленого і синього свічення забезпечує отримання світлодіода білого свічення. Відомий світлодіод з зеленим і червоним кристалами, що за різного співвідношення струмів у них забезпечує зміну свічення від зеленого через жовтий і жовтогарячий до червоного, може бути використаний, наприклад, як індикатор налаштування радіоприймача.

Раніше світлодіоди використовували в основному як крапкові індикаторні елементи. Останнім часом з'явилися потужні прилади. За розмірів з сірникову голівку вони мають потужність до 5 Вт за струму до 1,5 А при прямій напрузі від 2,8 до 12 В та інтенсивності випромінювання до 200 лм. При цьому за ефективністю вони приблизно у п'ять разів перевищують лампи розжарювання та галогенні лампи. Для потужних кольорових світлодіодів цей показник більш ніж у десять разів вищий, оскільки немає потреби у світлофільтрах. З удосконаленням технології поліпшується кольоропередача, особливо у світлодіодів білого свічення.

Потужні світлодіоди застосовують в ліхтарях, світильниках, автомобільних фарах, світлофорах, пристроях підсвічування фасадів споруд, пам'ятників, фонтанів та рекламних щитів. Звичайно ж, строк служби у світлодіодів у десятки разів довший, ніж у ламп розжарювання.

У **варикапа** при змінах значення зворотної напруги змінюється ємність, завдяки чому він може застосовуватися, наприклад, для автоматичного налаштування контурів радіоприймача або телевізора

на потрібну станцію чи канал. Умовні позначення фото-, світлодіода та варикапа наведені на рис. 2.8.



(а) світлодіода (б), варикапа (в)  
Рисунок. 2.8 – Умовні позначення фотодіода

### 2.3.2 Динамічний режим роботи випрямних діодів

Динамічним режимом роботи будь якого НП ключа називається режим, при якому ключ переходить з одного стану до іншого (з увімкненого до вимкненого чи навпаки). При аналізі електричних кіл, що містять НП ключі, слід розрізняти позначення часу для динамічних та статичних режимів. У статичних (усталених) режимах час  $t_{\text{вм}}$  та  $t_{\text{вим}}$  відповідають часу, коли ключ знаходиться в увімкненому та вимкненому стані. У динамічних (перехідних) режимах час  $t_{\text{вм}}^{\pi}$  та  $t_{\text{вим}}^{\pi}$  відповідають часу переходу з вимкненого стану в увімкнений стан та навпаки.

Реальні динамічні процеси в діодах мають особливості, які слід враховувати при роботі на високих швидкостях зростання чи спаду струму в їхньому колі. Тому розглянемо динамічні характеристики діода при вми- канні та вимиканні детальніше.

**Вмикання діоду.** Припустимо, що діод вимкнений дією зворотної напруги  $u_R$  (рис. 2.9) Послідовно з діодом ввімкнена індуктивність  $L$ , що обмежує швидкість на- рощання струму при вмиканні діода. У цьому стані р-п перехід діода характеризується ємністю, що називається бар'єрною і заряджена з полярністю, що відповідає полярності зворотної напруги.

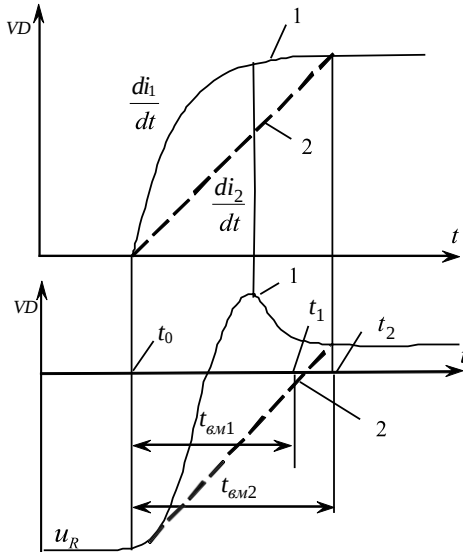


Рисунок. 2.9 – Діаграми струму та напруги діода при вмиканні. При підімкненні прямої напруги в момент часу  $t = t_0$  діод вмикається. Початок процесу характеризується розрядом бар'єрної ємності та збільшенням струму зі швидкістю, що обмежена індуктивністю  $L$ . Вмикання закінчується у момент часу  $t = t_1$ , коли напруга між анодом і катодом стає усталеною, що відповідає прямому струму.

При високій швидкості зростання прямого струму  $\frac{di_1}{dt}$  (крива 1 на рис. 2.9) через наявність власної індуктивності виводів діоду можливе деяке перевищення прямої напруги на діоді над усталеним значенням. При зниженні швидкості зростання прямого струму (крива 2 на рис. 2.9) сплеск прямої напруги відсутній, загальний час вмикання збільшується і процес завершується у момент часу  $t = t_2$ .

**Вимикання діоду** здійснюється при подачі зворотної напруги на увімкнений діод, через який протікає прямий струм. Внаслідок цього струм у діоді починає спадати до нуля зі швидкістю, що визначена індуктивністю  $L$  у контурі кола підімкненого джерела зворотної напруги (рис. 2.10)

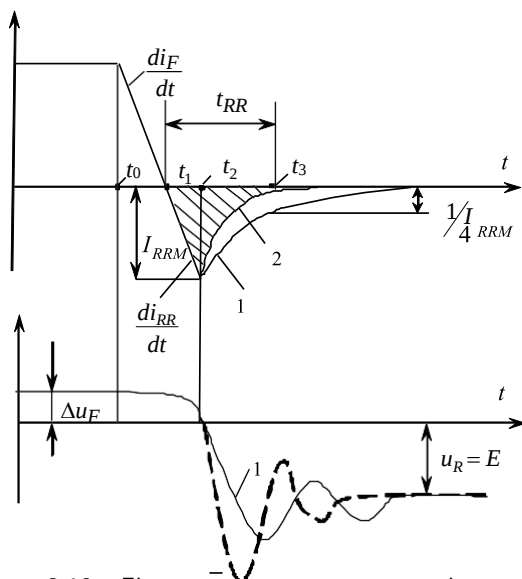


Рисунок. 2.10 – Діаграми струму та напруги діода при вимиканні

До підімкнення джерела зворотної напруги у момент часу  $t = t_0$  діод знаходився у провідному стані і в ньому було накопичено надлишкове число носіїв заряду. Починаючи з моменту часу  $t = t_0$

струм у діоді зменшується зі швидкістю  $\frac{-di_1}{dt}$

У момент часу  $t = t_1$  струм проходить через нуль і в діоді починає протікати зворотний струм  $i_{RR}$ , викликаний накопиченим у структурі діода зарядом зворотного відновлювання  $Q_{RR}$ . У момент часу  $t = t_2$  діод відновлює свої запірні властивості і блокує протікання зворотного струму  $i_{RR}$ . Внаслідок цього струм починає спадати зі швидкістю, що визначається типом діода (на рис. 2.10 крива 1 відповідає плавному зменшенню зворотного струму, а крива 2 – різкому). Спад зворотного струму через наявність індуктивності  $L$  кола комутації викликає появу перенапруг на діоді, що вимикається. За зменшення зворотного струму до  $1/4$  свого максимального значення  $I_{RRM}$ , процес відновлення запірних властивостей діоду прийнято вважати закінченим (момент часу  $t = t_3$ ).

Інтервал часу  $t_R = t_3 - t_1$  є часом зворотного відновлення діода.

Потім зворотний струм спадає до усталеного значення коли  $i = 0$ , а зворотна напруга дорівнює напрузі джерела живлення  $E$

Заряд зворотного відновлення  $Q_R$  відповідає площі, що обмежена миттєвими значеннями зворотного струму (див. рис. 2.10).

Зв'язок між значеннями  $Q_{RR}$ ,  $I_{RRM}$ ,  $t_{RR}$  та швидкістю  $di_{RR}/dt$  можна оцінити, якщо апроксимувати область протікання зворотного струму лінійними залежностями та знехтувати інтервалом спаду зворотного струму  $t_2 - t_3$ :

$$Q_{RR} \approx \frac{I_{RRM}}{2} \cdot t_{RR}; \quad \left| \frac{di_{RR}}{dt} \right|$$

$$I_{RRM} =$$

Для детальніших розрахунків необхідно враховувати умови роботи та параметри конкретного типу діоду

## 2.4. Біполярні транзистори

### 2.4.1. Будова та принцип дії біполярного транзистора

**Транзистором** (від TRANSfer resISTOR – такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька р-п переходів, три або більше виводів і здатний підсилювати потужність електричного сигналу.

Дещо забігаючи наперед, розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу. При цьому зазначимо, що власне **підсилює підсилювач, а транзистор має підсилювальні властивості**.

У найзагальнішому вигляді, для підсилення електричного сигналу необхідна схема, наведена на рис. 2.11.

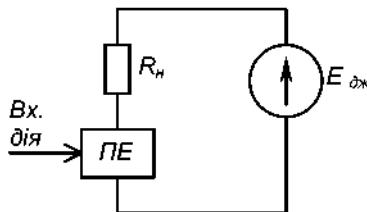


Рисунок. 2.11– Елементарна схема підсилення

Вона складається з навантаження  $R_n$ , джерела живлення  $E_{дж}$  та деякого гіпотетичного **підсилювального елемента**.

Малопотужна вхідна дія (Вх. дія) змінює параметри ПЕ так, що пропорційно їй змінюється потужність, що виділяється в  $R_n$  за рахунок  $E_{дж}$ .

У якості ПЕ добре було б мати, наприклад, електронний прилад із ВАХ, що наведені на рис. 2.12

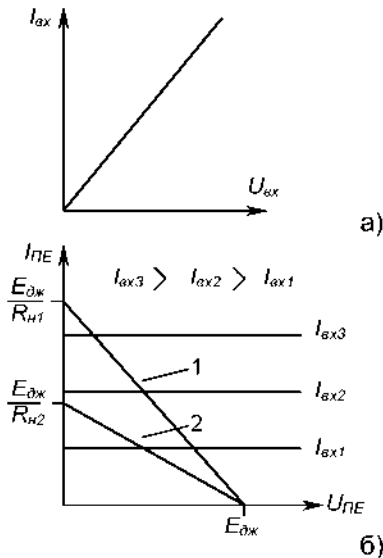


Рисунок. 2.12 – ВАХ гіпотетичного підсилювального елемента

Із залежності  $I_{вх} = f(U_{вх})$  – рис. .12,а – видно, що вона являє собою пряму, а значить, пропорційним змінам вхідної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування ПЕ на зміни вхідної дії. Із залежності  $I_{ПЕ} = f(U_{ПЕ})$  – рис.2.21 б, виходить, що фіксованому значенню вхідної дії, яка проявляється у вигляді фіксованого значення  $I_{вх}$ , відповідає фіксована реакція в силовому колі ПЕ, а саме – фіксоване значення струму через ПЕ  $I_{ПЕ}$ , що не залежить від напруги на ньому  $U_{ПЕ}$ . Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження  $R_n = R_{n1}$ , то при зміні  $I_{вх}$  від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 2.12, б. Отже,

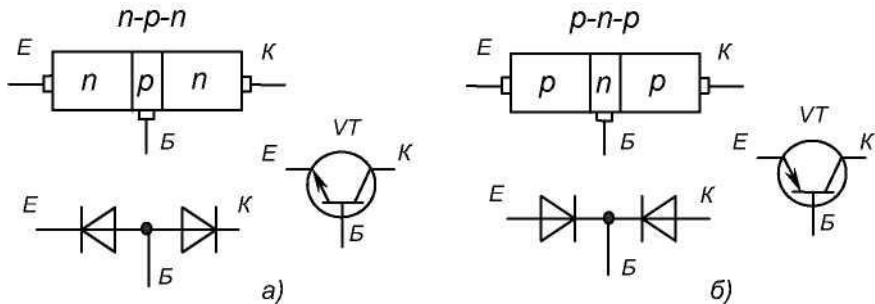
змінам  $U_{\text{вх}}$  відповідають пропорційні зміни  $U_{\text{пЕ}}$  і  $I_{\text{пЕ}}$ . Випадку, коли  $R_{\text{н}} = R_{\text{н2}}$ , відповідає пряма 2.

Якщо  $U_{\text{пЕ}}$  та  $I_{\text{пЕ}}$  перевищують  $U_{\text{вх}}$  та  $I_{\text{вх}}$ , маємо підсилювач, що відтворює в  $R_{\text{н}}$  всі зміни вхідної дії.

### А тепер подивимось, чи може транзистор виконувати роль ПЕ?

Широко розповсюджені транзистори з двома  $p$ - $n$  переходами, що мають назву **біполярних**. Термін “біполярний” підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов’язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів використовують германій і частіше кремній. Два  $p$ - $n$  переходи створюють за допомогою тришарової структури з чередуванням шарів, що мають електронну та діркову електропровідності.

У відповідності до чергування шарів з різними типами електропровідності, біполярні транзистори поділяються на два типи:  **$n$ - $p$ - $n$**  і  **$p$ - $n$ - $p$** , як показано на рис. 2.13



$n$ - $p$ - $n$  (а) та  $p$ - $n$ - $p$  (б) типів

Рисунок. 2.13 – Схематична побудова та умовне позначення транзисторів

Центральний шар біполярних транзисторів має назву «**база**». Зовнішній лівий, який є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається «**емітером**». Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається «**колектором**». На перехід емітер – база напруга подається у прямому напрямку, тому навіть при незначній напрузі через перехід протікає значний струм. На перехід колектор – база напруга подається у зворот-

тньому напрямку. Зазвичай її значення на декілька порядків перевищує значення напруги на переході емітер – база.

На рис. 2.13 наведено також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів (р-п переходів), увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не може забезпечувати підсилення електричного сигналу – струм від колектора до емітера протікати не може.

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що р-п переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з одним, що, у свою чергу, забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової структури. А саме:

- 1) - емітер виконано з великою кількістю домішки – він має велику кількість вільних носіїв заряду;
- 2) - база виконана тонкою – з товщиною меншою за довжину дифузійного пробігу електронів і має малу кількість основних носіїв заряду;
- 3) - колектор – масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер.

Розглянемо роботу транзистора типу n-p-n.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор- база: до нього прикладена напруга джерела колекторного живлення  $E_K$ , як показано на рис. 2.14. Емітерний струм  $I_E$  дорівнює нулю, у транзисторі протікає лише незначний зворотний струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються неосновні носії заряду, що зумовлюють початковий струм  $I_{K0}$ .

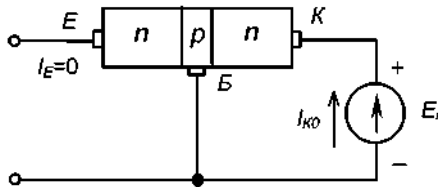


Рисунок. 2.14 - Спрощена схема вмикання транзистора

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення  $E_E$ , як показано на рис. 2.15, емітерний перехід зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм  $I_E$  визначеної величини.

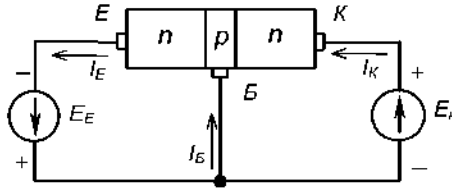


Рисунок. 2.15 - Схема вмикання транзистора

Оскільки зовнішня напруга прикладена до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази  $I_B$ . Більшість електронів, які є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, попадаючи під дію поля  $E_K$ , утворюють колекторний струм  $I_K$ . Струм  $I_K$  практично дорівнює  $I_E$ .

Таким чином, дія транзистора полягає у передачі носіїв заряду з емітерного кола у колекторне.

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд

$$I_E = I_B + I_K. \quad (2.5)$$

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується **коефіцієнтом передачі струму**, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора (передається до нього з емітера):

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E} \quad (2.6)$$

Для сучасних транзисторів  $\alpha = 0,9 \div 0,995$ .

Отже дія біполярного транзистора основана на переносі носіїв заряду з базно-емітерного кола до базно-колекторного, а його підсилюючі властивості забезпечуються тонкою базою з малою концентрацією основних носіїв.

Транзистор р-п-р типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підмикання джерел живлення протилежна.

Силові транзистори створюються шляхом паралельного з'єднання великої кількості транзисторних елементів малої потужності, що розташовані у кристалі напівпровідника.

#### 2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора

Як елемент електричного кола транзистор зазвичай використову-

ється так, що один з його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій - спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, що його треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного – навантаження, у якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 2.16, розрізняють три **схеми вмикання транзисторів**:

- **зі спільною базою** – з СБ;
- **зі спільним емітером** – з СЕ;
- **зі спільним колектором** – з СК.

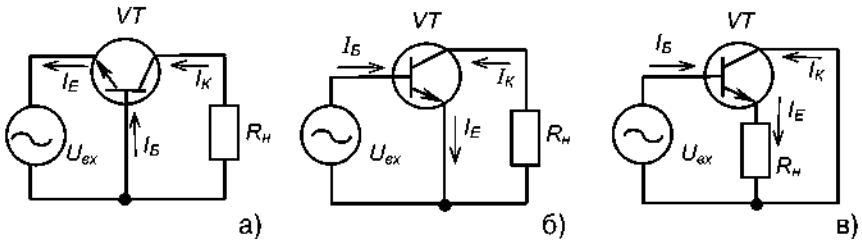


Рисунок. 2.16 – Схеми вмикання транзистора: а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму.

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї **статичних вольт-амперних характеристик** («статичних» у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги між деякими його електродами або струму в одному з кіл, і знаходяться відповідні їм значення струму в іншому колі або напруги між іншими електродами у статичному режимі):

**сім'я вхідних характеристик**

(сім'я - тому, що для кожного конкретного значення  $U_{вх}$  маємо свою залежність  $i = f(U)$ );

$$i_{вх} = f(U_{вх}) \Big|_{U_{вих} = const}$$

**сім'я вихідних характеристик**

**сім'я характеристик керування**

$$i_{вих} = f(U_{вх}) \Big|_{I_{вх} = const}$$

(характеристик прямої передачі)

$$i_{\text{ex}} = f(i_{\text{ex}}) \Big|_{U_{\text{ex}} = \text{const}};$$

сім'я **перехідних характеристик** (характеристик зворотного зв'язку)

$$U_{\text{ex}} = f(U_{\text{ex}}) \Big|_{I_{\text{ex}} = \text{const}}.$$

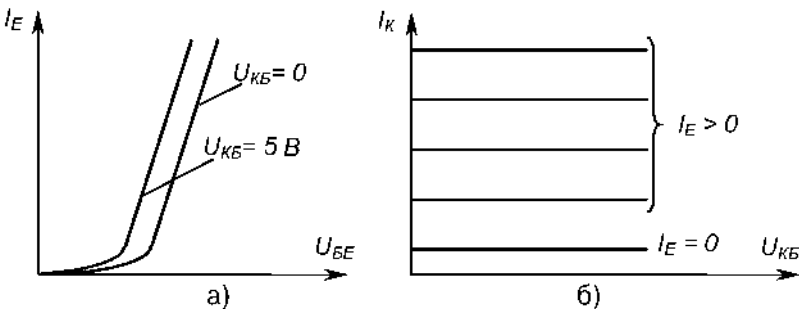
Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

Для схеми з СБ статичні ВАХ, наведені на рис. 2.17, описуються залежностями:

$$\text{вхідні} - I_E = f(U_{\text{ЕБ}}) \Big|_{U_{\text{КБ}} = \text{const}}$$

(при  $U_{\text{КЕ}}=0$  маємо ВАХ прямо зміщеного базо-емітерного-*n* переходу);

- $\text{вихідні} - I_K = f(U_{\text{КБ}}) \Big|_{I_E = \text{const}}.$



а) вхідні; б) вихідні

Рисунок. 2.17 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СБ:

Із рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення  $I_K$  з ростом  $U_{\text{КБ}}$ ) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і

слабкий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному, через звуження бази з ростом  $U_{KE}$  за рахунок розширення колекторно-базового р-п переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{KE}}{r_K}, \quad (2.9)$$

де  $I_{K0}$  – зворотний струм колектора (тепловий),

$r_K$  – нелінійний опір колекторного переходу.

Складова  $\frac{U_{KE}}{r_K}$  надто мала і стає відчутною лише у зоні, що передую

пробою через зменшення  $r_K$ . Тому можна вважати  $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$

При невисоких температурах величиною  $I_{K0}$  також можна знехтувати і тоді  $I_K \approx \alpha I_E$

Вхідні характеристики утворюють щільний пучок, що пояснюється слабким впливом колекторної напруги на струм емітера. Тому при практичних розрахунках достатньо мати не сім'ю, а одну вхідну характеристику, зазвичай, для значення колекторної напруги 5 В (рис. 2.17,а).

Для схеми з СЕ статичні характеристики, що наведені на рис. 2.18, є залежностями:

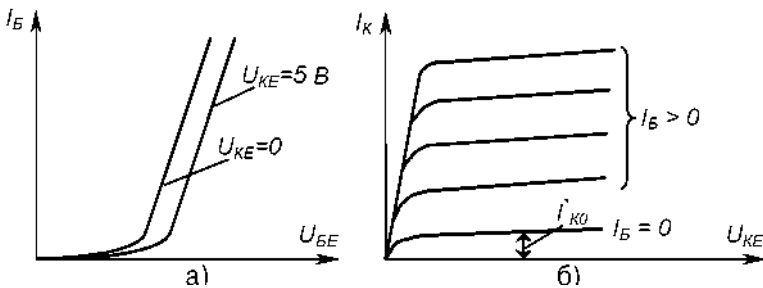


Рисунок. 2.18 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СЕ: а) вхідні; б) вихідні

$$\bullet \quad \text{вхідні} - i_B = f \{ u_{BE} \}_{U_{KE} = \text{const}}$$

(при  $U_{KE}=0$  маємо ВАХ прямо зміщених паралельно ввімкнених базо-емітерного та базо-колекторного переходів, а при  $U_{KE}=5$  В вхідна характеристика будується за прямою гілкою ВАХ базо-емітерного пере

ходу але значення струму зменшується на коефіцієнт  $(1 - \alpha)$ , бо струм бази є рекомбінаційною складовою емітерного струму);

- вихідні -  $I_K = f(U_{KE}) I_B = \text{const}$

(при  $I_B = 0$  фактично маємо ВАХ зміщеного у зворотному напрямку базо-колекторного р-п переходу).

Вихідні ВАХ схеми з СЕ досить точно можна описати виразом:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_E + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K (1-\alpha)} \quad (2.10)$$

або

$$I_K = \beta I_E + I_{K0}^* + \frac{U_K}{r_K^*}, \quad (2.11)$$

де

$$I_{K0}^* = I_{K0}(\beta + 1); \quad r_K^* = \frac{r_K}{(\beta + 1)}. \quad (2.12)$$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з СБ (це пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму - на коефіцієнт  $\beta$ ), вхідні характеристики більш лінійні.

ВАХ схеми з СК схожі з характеристиками схеми з СЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми ( $I$  або  $I_K$ ) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні ВАХ схеми з СЕ можна використовувати як вихідні ВАХ схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

- вхідна -  $I_B = f(U_{BE}) U_{KE} = \text{const}$ ;
- вихідна -  $I_E = f(U_{KE}) I_B = \text{const}$ .

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилювального елемента (див. рис. 2.12) видно, що транзистор є далеко не ідеальним елементом. Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім

того, їхнє положення залежить від напруги у силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати за прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги). Це виключає можливість підсилення сигналів, менших за  $\varphi_k$  (рис. 1.7).

Вихідні характеристики не паралельні осі напруг (мають деякий нахил: у схеми з СЕ більший, ніж у схеми з СБ), а також, реально, нерівномірно розміщуються залежно від рівномірних змін  $I_B$  або  $I_E$  (наприклад, коефіцієнт  $\beta$  – величина непостійна для різних значень  $I_E$ ). Більш того, вихідні характеристики схеми з СЕ починаються не від осі  $I_k$ , через що, при малих напругах  $U_{KE}$  струм  $I_k \neq \beta I_B$  і транзистор втрачає керованість.

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури та різняться у різних екземплярів транзисторів навіть одного типу.

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їхня неідеальність компенсується до необхідних значень відповідними схемотехнічними прийомами.

#### 2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполіусник ( $h$ - параметри)

Статичні ВАХ використовуються при розрахунках електронних схем із великими рівнями вхідних сигналів. Якщо рівень вхідного сигналу малий і транзистор працює на лінійній ділянці ВАХ (робота у режимі малого сигналу), його можна подати як активний лінійний елемент (чотириполіусник), зображений на рис. 2.19.

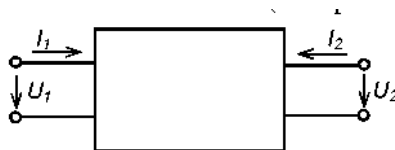


Рисунок.2.19 – Активний лінійний чотириполіусник

Величини  $U_j$ ,  $I_j$  є вхідними, а  $U$ ,  $I_2$ - вихідними. При аналізі роботи чотириполіусника два параметри вибираються як незалежні змінні, а два інші є їхніми лінійними функціями. Узв'язку з цим роботу чотириполіусника можна

охарактеризувати шістьма системами лінійних рівнянь, кожна з яких складається з двох рівнянь.

Найчастіше використовується система рівнянь, у якій незалежними змінними величинами є вхідний струм  $I_1$  та вихідна напруга  $U_2$ :

Із системи рівнянь (2.13) можна знайти повні диференціали функцій  $u_1$  та  $i_2$ :

$$\begin{aligned} u_1 &= f(i_1, u_2) \\ I_2 &= f(i_1, u_2) \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

Якщо замінити диференціали функцій незначними приростами амплітудних значень струмів ( $di = \Delta I$ ) та напруг ( $du = \Delta U$ ) і ввести нові позначення для частинних похідних, то система рівнянь (2.13) матиме вигляд:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \end{cases} \quad (2.15)$$

Значення коефіцієнтів  $h$  знаходять при створенні режимів холостого ходу (Х.Х.) на вході чотириполюсника і короткого замикання (К.З.) на виході за змінною складовою струму.

Із режиму Х.Х. на вході, коли  $I_1 = 0$ ,  $\Delta I_1 = 0$ , можуть бути визначені:

коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою;

$$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \Big|_{I_1 = 0} \quad \text{вихідна провідність транзистора.}$$

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = 0}$$

Із режиму К.З. на виході, коли  $U_2 = 0$ , можна визначити:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} \cdot \text{вхідний опір транзистора};$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} \cdot \text{коефіцієнт передачі за струмом}.$$

Система рівнянь (2.15) називається **системою h-параметрів**. Значення h-параметрів наводяться у довідникових матеріалах на транзистори. Залежно від схеми вмикання транзистора h параметри мають різне значення. Тому вони позначаються відповідною літерою в індексі (наприклад, для схеми з СЕ –  $h_{11E}$ , з СБ –  $h_{11B}$ , з СК –  $h_{11K}$  і т.п.).

Перевагою системи h-параметрів є порівняна простота безпосереднього вимірювання значень коефіцієнтів h (для одержання їхніх експериментальних значень).

Так, режим Х.Х. на вході транзистора (за змінним струмом) здійснюється вмиканням у вхідне коло транзистора дроселя з великою індуктивністю ( $\omega L \rightarrow \infty$ ), а режим к.з. – шляхом вмикання паралельно вихідному колу конденсатора великої ємності ( $1/\omega C \rightarrow 0$ ).

Схема заміщення транзистора за h-параметрами зображена на рис. 2.20.

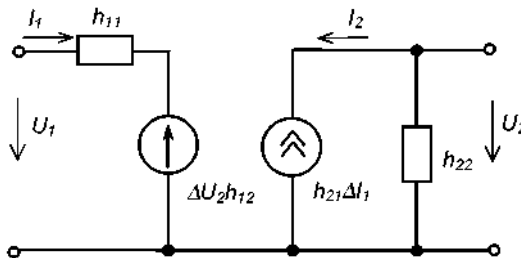


Рисунок. 2.20 – Схема заміщення транзистора за h-параметрами

При розрахунках також використовується фізична Т- подібна

модель транзистора.

На рис. 2.21 зображено таку модель для схеми з СЕ.

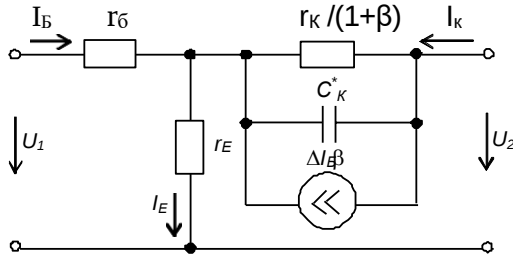


Рисунок. 2.21 - Т – подібна схема заміщення транзистора

Тут прийняті наступні позначення:

- $r_B$  – об’ємний опір бази транзистора;
- $r_E$  – прямий опір емітерного переходу;
- $\beta$  – коефіцієнт передачі за струмом;
- $r_K/(1+\beta)$  – зворотний опір колектора;
- $C_K^*$  – ємність колекторного переходу

Існує зв’язок між фізичними та h-параметрами. Так, для схеми з СЕ маємо:

$$h_{12E} = \frac{I_E}{I_{K(E)}} (\beta + 1); \quad (2.16)$$

$$h_{22E} = \frac{1}{r_{K(E)}} (\beta + 1); \quad (2.17)$$

$$h_{11E} = r_B + r_E (\beta + 1); \quad (2.18)$$

$$h_{21E} \approx \beta.$$

При розрахунках пристроїв на біполярних транзисторах h-параметри використовуються як основні.

#### 2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора

Незалежно від схеми вмикання біполярного транзистора він може працювати у трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному  $U_E$  та колекторному  $U_K$  переходах):

- режим відсічки ( $U_E < 0, U_K < 0$ );
- активний режим ( $U_E > 0, U_K < 0$ );
- режим насичення ( $U_E > 0, U_K > 0$ ).

У **режимі насичення**, що настає при великому відпінному вхідному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені у прямому напрямку, транзистор повністю відкритий і його струм  $I = U_3 / R_n$ , тобто залежить тільки від опору навантаження  $R_n$  та зовнішньої напруги  $U_3$  (вихідний опір транзистора знижується до дуже малого значення).

У **режимі відсічки**, що настає з поданням до вхідного кола транзистора сигналу, який забезпечує повне закриття приладу, обидва переходи зміщені у зворотному напрямі (закритий стан транзистора). При цьому у вихідному колі протікає струм, що є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора високий.

**Активний режим** є проміжним. При ньому емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Транзистор у цьому режимі працює як підсилювач сигналу: змінам вхідного сигналу тут від- повідують пропорційні зміни вихідного.

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться в режимах відтинання або насичення, називається **ключовим режимом**.

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ, зображеною на рис. 2.22.

Тут:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B}; \quad (2.20)$$

$$I_K = \beta I_B; \quad (2.21)$$

$$U_{вих} = U_{KE} = E_K - I_K R_K \quad (2.22)$$

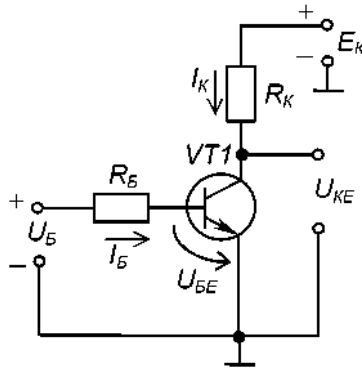


Рисунок. 2.22 – Схема вмикання транзистора з СЕ  
де  $R_B$ ,  $R_K$  – базове та колекторне навантаження;  $U_{KE}$  – напруга між колектором та емітером;  $E_K$  – ЕРС джерела живлення.

Рівняння (2.22) характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом і називається **динамічною вихідною характеристикою** транзистора або **лінією навантаження**.

На сім'ї вихідних статичних характеристик побудуємо лінію навантаження, як показано на рис.2.23.

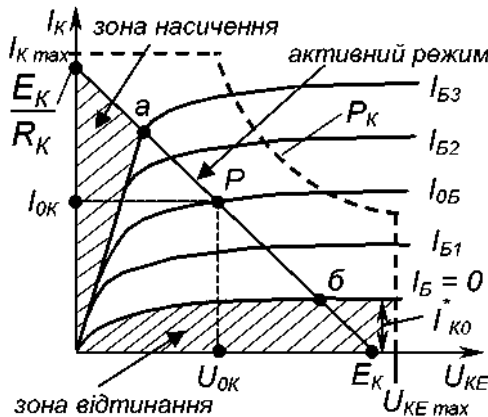


Рисунок. 2.23 – Вихідна динамічна характеристика транзистора  
Для режиму Х.Х.:

якщо  $I_K = 0$ , то  $U_{KE} = E_K$

Для режиму к.з.:

якщо  $U_{KE} = 0$ , то  $I_K = \frac{E_K}{R_K}$

Точки перетину лінії навантаження з будь-якою ВАХ називаються **робочими точками** і відповідають певним значенням вихідного струму та вихідної напруги. Якщо, наприклад,  $I_b = I_{0B}$ , то цьому відповідає точка  $P$ , для якої  $U_{вих} = U_{0K}$ ,  $I_{вих} = I_{0K}$

Коли робоча точка лежить у межах відрізка аб, транзистор працює в **активному (підсилювальному) режимі**, де змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Якщо робочу точку задати нижче точки б, транзистор переходить до режиму відсічки, якому відповідає власне точка б (транзистор тут відсікає протікання струму у силовому колі).

Якщо ж робочу точку задавати вище точки а – транзистор знаходиться у режимі насичення, якому і відповідає точка а.

Взагалі **режимом насичення** називають такий режим, коли подальшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшення вихідної реакції, що досягла деякого значення.

У режимі насичення через транзистор протікає струм

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K} \quad (2.23)$$

Для того щоб транзистор увійшов до режиму насичення, необхідно забезпечити струм бази не менший за  $I_{BH} = \frac{E_K}{\beta}$

Ступінь насичення характеризується **коефіцієнтом насичення**

$$S = \frac{I_b}{I_{BH}} > 1, \text{ (тому що тут } I_b > I_{BH} \text{).} \quad (2.24)$$

В активному режимі  $S < 1$ .

**Гідравлічною моделлю транзистора** може слугувати звичайний водопровідний кран. Якщо він закритий, то відтинає споживача від ме-

режі і знаходиться під дією її тиску. У цьому стані через нього може протікати лише незначний струмінь рідини, що є показником якості крану.

Незначне зусилля (керуючий сигнал) на ручку крану (на елемент керування) відкриває його і потужність струменю рідини, що тече тепер до споживача, стає пропорційною ступеню відкриття - значенню вхідної дії. Якщо кран відкрити повністю, то, незалежно від подальшої відкриваючої дії на його елемент керування, через нього буде протікати незмінний струмінь рідини, зумовлений тиском мережі. Цей струмінь дещо

менший за той, що протікав би з труби без крана, за рахунок деякого падіння тиску на останньому, бо кран створює опір протіканню рідини.

До основних параметрів біполярних транзисторів належать:

- максимально допустимий струм колектора  $I_{Kmax}$ , що, в основному, визначається перетином виводів від кристалу НП, становить (0,01,100) А;

- допустима робоча напруга  $U_{KEmax}$ , що визначається напругою лавин-

ного пробою колекторного переходу, становить (20,1000) В;

- коефіцієнт передачі струму  $b$ , становить від одиниць до сотень;

- допустима потужність на колекторі  $P_K = I_K U_{KE}$  (якщо  $P_K < 0,3$  Вт, то

маємо транзистор малої потужності, якщо  $P_K = 0,3, 1,5$  Вт - середньої потужності, якщо  $P_K > 1,5$  Вт - великої потужності), за її перевищення кристал розплавиться.

#### - 2.4.5. Складені транзистори

Для значного підвищення коефіцієнта підсилення за струмом застосовують комбінації з двох і більше транзисторів, з'єднаних так, що у цілому конструкція, як і одиночний транзистор, має три зовнішніх виводи і називається **складеним транзистором**.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах одного типу провідності, наведена на рис. 2.24,а. Її ще називають **схемою Дарлінгтона**. Тут вхідний струм є струмом бази першого транзистора. Після підсилення останнім у  $\beta_1$  разів він подається у базу другого транзистора, яким підсилюється ще в  $\beta_2$  разів. У результаті загальний коефіцієнт підсилення за струмом становить  $\beta = \beta_1 \beta_2$

Таку схему широко застосовують як у дискретному виконанні, так і в інтегральному. На рис. 2.22,б, наприклад, наведено еквівалентну схему потужного транзистора КТ829, що має  $\beta > 750$ .

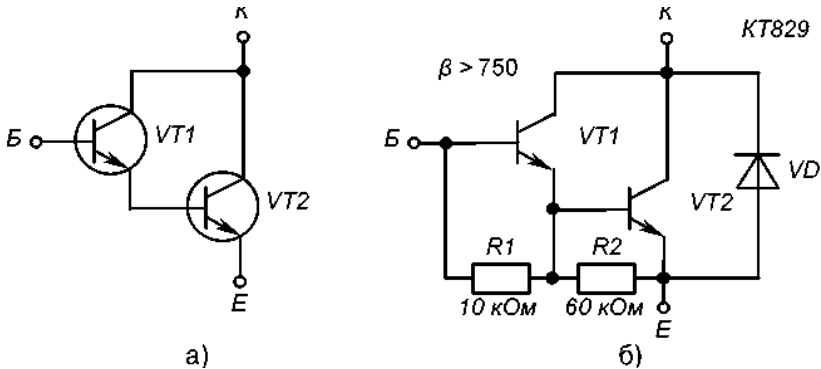


Рисунок. 2.24 – Складений транзистор за схемою Дарлінгтона

Тут резистори  $R_1$  і  $R_2$  забезпечують відведення від бази зворотного струму колекторних переходів, а діод VD захищає структуру від дії зворотної напруги.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах різного типу провідності - **схема Шиклаї**, наведена на рис. 2.23. Її особливістю є те, що тип провідності конструкції в цілому визначається типом провідності першого транзистора. Так, у даному разі ми маємо еквівалент транзистора  $n-p-n$  типу (незважаючи на те, ще на виході встановлено транзистор  $VT_2$   $p-n-p$  типу - його емітер є колектором, а колектор - емітером складеного транзистора).

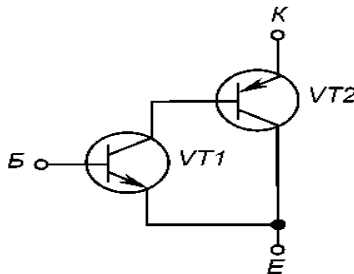


Рисунок. 2.25 – Складений транзистор за схемою Шиклаї

### 2.4.6. Одноперехідний транзистор

**Одноперехідний транзистор** або двобазовий діод - це НП прилад з одним  $p$ - $n$  переходом. Його схематична конструкція і ВАХ наведені на рис. 2.26.

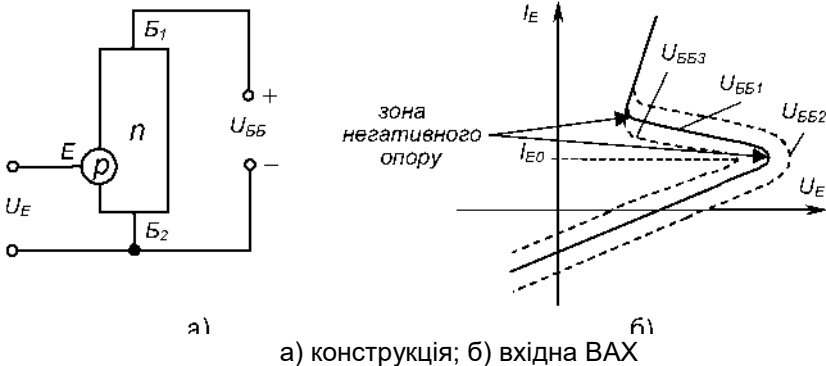


Рисунок. 2.26 – Одноперехідний транзистор:

Шар  $p$ -типу має назву емітера, а області монокристалу по обидва боки емітера, що мають електронну провідність, називаються базами. Зазвичай, довжина нижньої бази  $B_2$  набагато менша, ніж довжина верхньої бази  $B_1$ . Якщо до контактів базових областей підімкнути зовнішню напругу із зазначеною на рис. 2.26 полярністю, то через обидві бази протікатиме невеликий струм – так званий струм зміщення.

Оскільки ділянка між базовими електродами являє собою лінійний опір, то спад напруги на базових областях пропорційний їхній довжині. Напруга на емітерному переході зумовлюється різницею потенціалів емітера та базової області  $B_2$ . Якщо потенціал емітера не перевищує потенціалу бази  $B_2$ , то емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку і через нього протікає невеликий зворотний струм. При зміщенні емітерного переходу в прямому напрямку емітерний струм зростає, і при певному його значенні  $I_{E0}$ , починається лавиноподібне зменшення опору бази  $B_2$  за рахунок проникнення носіїв заряду через  $p$ - $n$  перехід. Наслідком цього є зниження напруги емітера за одночасного зростання емітерного струму – ділянка негативного опору на вхідній ВАХ (тут негативним змінам напруги відповідають позитивні зміни струму). При змінах

зовнішньої міжбазової напруги  $U_{ББ}$  ВАХ зсувається, не змінюючи форми, як показано на рис. 2.26,б. Наявність ділянки з негативним опором дозволяє використовувати одноперехідний транзистор у електронних ключах, генераторах, релейних схемах і т. ін. Донедавна вони якнайширше використовувались у пристроях генерування імпульсів керування тиристорами, які ми розглянемо нижче.

## 2.5. Уніполярні (польові) транзистори

### 2.5.1. Загальні відомості

До класу **уніполярних** належать транзистори, принцип дії яких ґрунтується на використанні носіїв заряду лише одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом у силовому колі уніполярних транзисторів здійснюється зміною під впливом електричного поля провідності каналу, через який протікає струм. Тому уніполярні транзистори ще називаються **польовими** (ПТ).

Розрізняють ПТ з керуючим р-п переходом (із затвором у вигляді р-п переходу) та з ізольованим затвором. Останні, в свою чергу, поділяються на ПТ із вбудованим каналом та з індукованим каналом. ПТ з ізольованим затвором належать до різновиду МДН-транзисторів: конструкція «метал – діелектрик – НП». Якщо у якості діелектрика використовують окис кремнію: конструкція «метал – оксид – НП», ПТ називають відповідно МОН-транзистором.

Характерною рисою ПТ є великий вхідний опір ( $10^8 - 10^{14}$  Ом).

Широкого розповсюдження ПТ набули завдяки високій технологічності у виробництві, стабільності характеристик і невеликій вартості за масового виробництва.

### 2.5.2. Польові транзистори з керуючим р-п переходом

Конструкція та принцип дії ПТ з **керуючим р-п переходом** пояснюється на моделі, наведеній на рис. 2.27. У такого ПТ канал проткання струму являє собою шар НП, наприклад, n-типу, вміщений між двома р-п переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі - електрони), називається **витоком** В, а електрод, до

якого вони рухаються – **стоком**  $C$ .

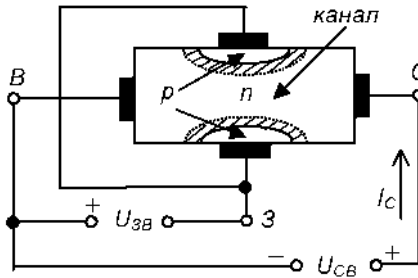


Рисунок. 2.27 – ПТ з керуючим p-n переходом

НП шари  $\Lambda$ -типу, що створюють із n-шаром два  $p$ - $n$  переходи, виконані з більш високою концентрацією основних носіїв, ніж n-шар. Обидва  $p$ -шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається **затвором**  $Z$

Вихідна напруга підмикається між стоком і витком ( $U_{CB}$ ), а вхідна напруга (керуюча) - між витком та затвором ( $U_{ЗВ}$ ), причому на затвор подається зворотна щодо витку напруга.

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги  $U_{ЗВ}$  змінюється ширина  $p$ - $n$  переходів, що являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки  $p$ -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини  $p$ - $n$  переходів відбувається, головним чином, за рахунок більш високоомного n-шару. При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а отже і його провідність і відповідно вихідний струм  $I$  приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга  $U_{ЗВ}$ , так і напруга  $U_{CB}$ . Вплив напруг на провідність каналу ілюструє рис. 2.28, де заради спрощення непоказані ділянки n-шару, розміщені поза  $p$ - $n$  переходами.

На рис. 2.28,а зовнішню напругу прикладено лише у вхідному колі транзистора. Збільшення зворотної напруги на  $p$ - $n$  переході призводить до зменшення провідності каналу за рахунок зменшення його перерізу (вздовж усього каналу). Та оскільки  $U_{CB} = 0$ , вихідний струм  $I = 0$ .

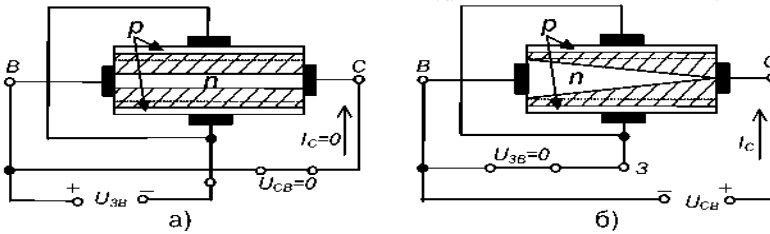
а) при  $U_{св}=0$ ; б) при  $U_{зв}=0$ 

Рисунок. 2.28 - Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим р-п переходом:

Рис. 2.28,б ілюструє зміну перерізу каналу під впливом лише напруги  $U_{св}$  ( $U_{зв}=0$ ). Коли  $U_{св}>0$  через канал протікає струм. Внаслідок цього виникає розподілений по каналу спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Сумарний спад напруги ділянки стік-витік дорівнює  $U_{св}$ . Відповідно потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: зростають у напрямку стоку від нуля до  $U_{св}$ . Потенціал точок р-шару відносно витоку визначається потенціалом затвора відносно витоку і у даному випадку дорівнює нулю. У зв'язку із зазначеним, зворотна напруга, прикладена до р-п переходів, зростає у напрямі витік-стік і р-п переходи розширюються у напрямку стоку. Це явище призводить до клиновидного зменшення перерізу каналу. Підвищення напруги  $U_{св}$  викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його перерізу, а отже, і провідності каналу. При певному значенні  $U_{св}$  межі обох р-п переходів змикаються (див. рис. 2.28,б) і опір каналу стає великим. Очевидно, що за сумарної дії  $U_{св}$  та  $U_{зв}$ , змикання р-п переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення  $I_c$  за подальшого після змикання росту  $U_{св}$  – струм через канал не залежить від  $U_{св}$ .

Аналогічно працюють транзистори з каналом ^р-типу, лише полярності напруг повинна бути зворотною.



а) з каналом п-типу, б) з каналом

Рисунок. 2.29 – Умовніпозначення ПТ з керуючимр-п переходом

На рис. 2.29 наведеноумовні позначення ПТ з чим р-п

переходом керую

Роботу таких транзисторів пояснюють сім'ї ВАХ двох видів: стокові і стік-затворні.

Стокові (вихідні) характеристики, наведені на рис. 2.30, показують залежність струму стоку від напруги стік-витік за фіксованої напруги затвор-витік:

$$I_C = f(U_{CB}) \Big|_{U_{зв} = \text{const}}.$$

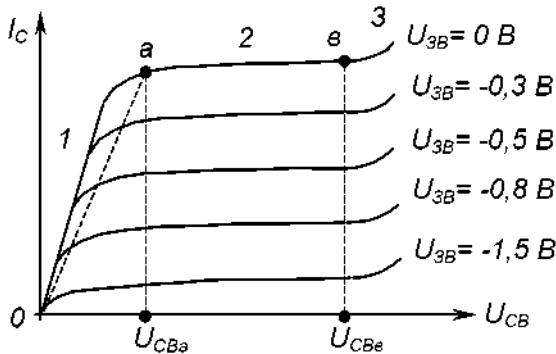


Рисунок. 2.30 – Стокові ВАХ ПТ зкеруючим

На ділянці 1 (0a) маємо значну залежність  $I$  від вихідної напруги  $U_{CB}$ . Це неробоча ділянка для випадку використання приладу як підсилюючого елемента. Тут його використовують як керований резистор.

На ділянці 2 (ав) залежність вихідного струму від вихідної напруги мала. Це робоча ділянка у режимі підсилення.

Ділянка 3 відповідає пробою приладу.

Точці а відповідає змикання р-п переходів (напруга  $U_{CBa}$ ). Причому при  $U_{зв} = 0$  транзистор повністю відкритий, а чим вища напруга  $U_{зв}$  (абсолютне значення), тим більше змикаються р-п переходи.

Напруга на затворі, за якої струм вихідного кола  $I_C = 0$ , називається напругою запирання або відсічки  $U_{зв0}$ . Числове значення  $U_{зв0}$  дорівнює  $U_{CB}$  у точці а ВАХ транзистора.

Стік-затворні (передавальні) ВАХ відображають залежність струму стоку від напруги затвор-витік за фіксованої напруги стік-витік.

$$I_C = f(U_{зв}) / U_{CB} = \text{const}$$

Передавальну ВАХ зображено на рис. 2.31.

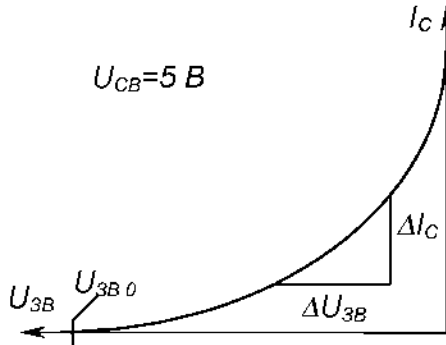


Рисунок.2.31–Передавальна ВАХ ПТ з керуючим р-п переходом

Параметри ПТ з керуючим р-п переходом:

- максимальне значення струму стоку  $I_{C\max}$  (відповідає його значенню у точці в на вихідних ВАХ при  $U_{3B}=0$ ), сягає від десятків міліампер до одного ампера;
- максимальне значення напруги стік-витік  $U_{CB\max}$  (задають у 1,2÷1,5 рази меншим за напругу пробую ділянки стік-витік при  $U_{3B}=0$ ), становить до 100 В;

- напруга відсічки  $U_{3B0}$ ;
- внутрішній опір

$$r_i = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_C} \right|_{U_{3B} = \text{const}};$$

- крутизна стік-затворної характеристики

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3B}} \right|_{U_{CB} = \text{const}};$$

- вхідний опір, становить десятки мегаом

$$r_{\text{вх}} = \frac{dU_{3B}}{dI_3}.$$

### 2.5.3 СІТ – транзистори.

У середині 70-х років минулого століття багаторічні дослідження – У. Шеклі (США) з 1940 р., Нішізава (Японія) з 1950 р. – завершилися створенням ПТ зі статичною індукцією **СІТ – транзистора**. Цей транзистор, будучи за суттю ПТ з керуючим р-п переходом, є твердотільним аналогом електронно-вакуумної лампи – тріода, у якої вихідна ВАХ при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує ВАХ р-п переходу. З ростом негативної напруги керування характеристики зсуваються вправо.

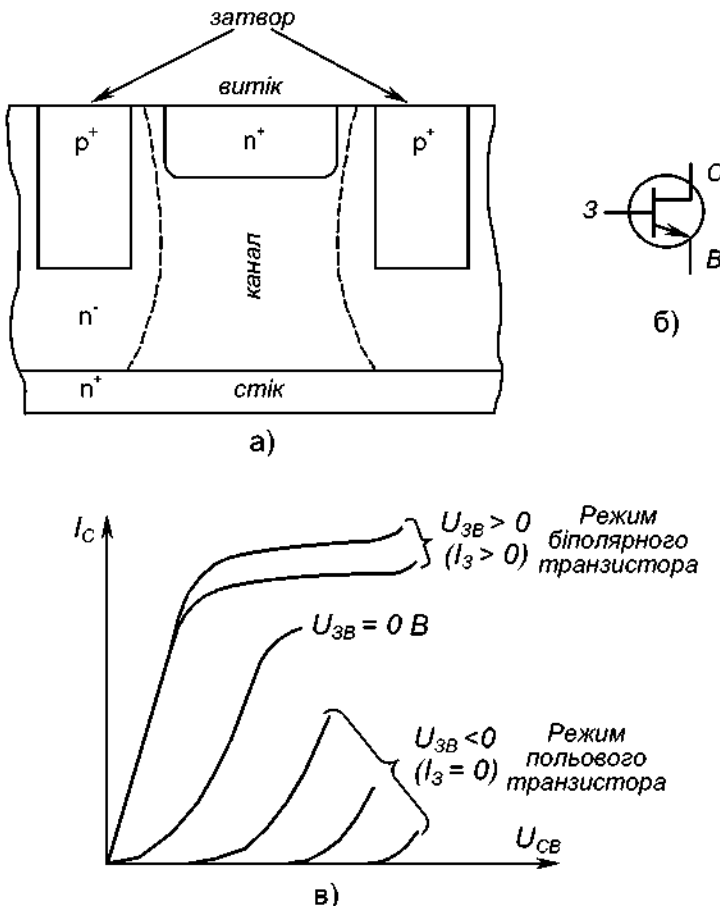
На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим р-п переходом, СІТ – транзистор має вертикальну конструкцію: р-шари затвору вводяться в п-шар вертикально. Таке виконання забезпечує роботу приладу за напруг до 2000 В і частот до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі і паралельне з'єднання кількох тисяч елементарних транзисторних структур забезпечує робочі струми до 500 А – це вже силовий електронний прилад.

Крім роботи у режимі ПТ, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається позитивне зміщення і протікає струм керування. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані значно зменшується.

Структура, вихідні ВАХ та умовне позначення п-канального СІТ-транзистора наведені на рис. 2.32.

Зверніть увагу: в зображенні структури транзистора індекси при позначенні типу провідності напівпровідника (наприклад,  $p^+$ ,  $n^-$ ) вказують на ступінь його легування – на введення більшої або меншої кількості домішки, у даному разі – донорної.

СІТ – транзистори не знайшли широкого використання у силовій електроніці через погані ключові властивості. Основна галузь їхнього використання – потужні електронні пристрої, де СІТ працюють у підсилювальному режимі.



а), вихідні ВАХ (б) та умовне позначення (в) п-канального СІТ-транзистора

Рисунок. 2.32 – Структура (

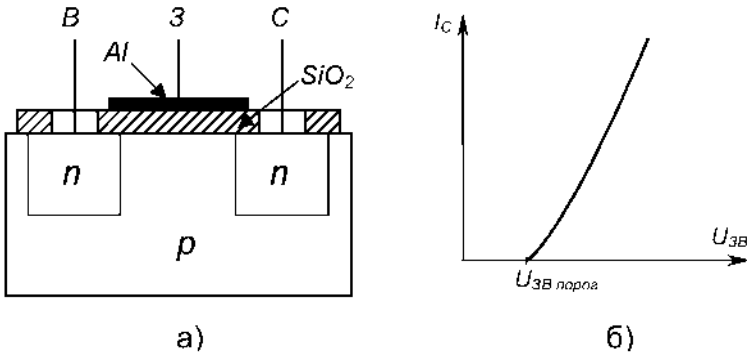
## 2.5.4 Польові транзистори з ізолюваним затвором (МДН – транзистори)

На відміну від ПТ з керуючим р-п переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною областю струмопровідного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє

собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної області шаром діелектрика. Тому **МДН-транзистори** належать до класу **ПТ з ізолюваним затвором**. Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів ( $10^{12} \div 10^{14}$  Ом).

Частіше як діелектрик використовують оксид кремнію ( $\text{SiO}_2$ ), і тоді ПТ називають **МОН-транзистором** (метал – оксид – НП). Такі транзистори бувають із вбудованим та індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом n-типу зображена на рис. 2.33. Для зниження опорів шарів, які з'єднані з виводами транзистора В та С, їх виконують з більшим вмістом носіїв. Такі шари позначають додатковим верхнім індексом, наприклад,  $p^+$ -типу.



(а) і стік-затворна характеристика (б)  
МОН – транзистора з індукованим каналом  
Рисунок. 2.33 – Конструкція

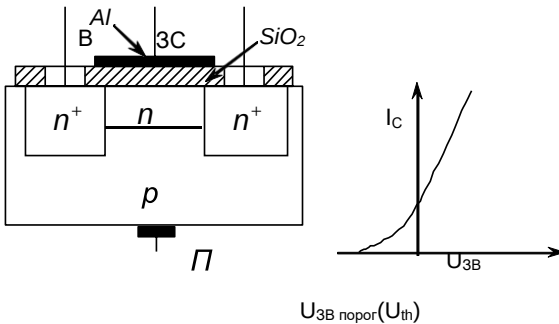
При  $U_{зв} = 0$  або негативному,  $I_c = 0$  (два р-п переходи ввімкнені зустрічно). При позитивній напрузі на затворі відносно витoku поверхневий шар на межі НП з діелектриком збагачується електронами, що притягуються з глибини р-шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли р-шар стає n-шаром. Таким чином між зонами n-шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витoku. Вивід П від р-шару (підложка) зазвичай з'єднується зі стоком С.

Отже, при  $U_{зв} = 0$  МОН-транзистор закритий. А для його відкриття, як видно з стік-затворної ВАХ рис. 2.33, б),  $U_{зв}$  повинно

перевищити деяке порогове значення  $U_{ЗВ\text{порог}}$  за якого виникає канал.

При наявності струму стоку, як і у транзистора з керуючим р-п переходом, за рахунок розподілення за довжиною каналу падіння напруги від нуля до  $U_{СВ}$ , канал (р-п перехід між з'єднаними каналом зонами п та зоною р) звужується у напрямку стоку. За деякого значення напруги  $U_{СВ}$  канал перекривається так, що подальше збільшення струму стоку не відбувається. Тому вихідні ВАХ ПТ з ізолюваним затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим р-п переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги  $U_{ЗВ}$ .

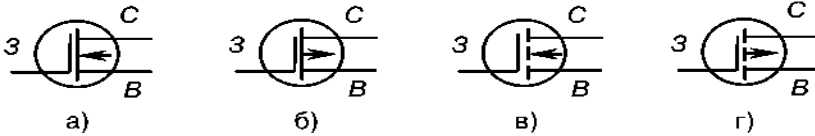
Конструкція МОН-транзистора з вбудованим каналом п-типу та його стік-затворна характеристика зображені на рис. 2.34. У ПТ з вбудованим каналом зони п-типу з'єднано перетинкою – тонким шаром п-типу. В результаті канал під дією напруги  $U_{ЗВ}$  може як розширюватись, так і звужуватись (до повного змикання) залежно від знаку.



(а) і стік-затворна характеристика (б) МОН – транзистора з вбудованим каналом

Рисунок. 2.34 – Конструкція

Таким чином у транзистора з вбудованим каналом струм у колі стік-витік протікає при відсутності напруги на затворі. Для керування цим струмом на затвор може подаватися напруга, як більша за нуль для збагачення каналу носіями, так і менша за нуль для його збіднення. Умовні позначення МДН – транзисторів наведені на рис. 2.35.



вбудованим n-типу (а); вбудованим р-типу (б); індукованим n-типу (в);  
індукованим р-типу (г)

Рисунок. 2.35 – Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами:

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

Силові МОН-транзистори, як правило із вбудованим зворотним діодом, в основному розраховані на роботу з напругою не більше 600 В, частіше використовуються при напрузі 100 В та струмах до 200 А. Вони здатні працювати на частотах 100 кГц і вище. В наш час розроблені МОН-транзистори з резистивним опором у провідному стані меншим за 0,01 Ом, що дозволяє суттєво зменшити втрати при їх використанні у якості ключа при вказаних високих частотах.

Зазначимо, що у силових пристроях біполярні транзистори останнім часом практично витіснені польовими.

Основні параметри МОН-транзисторів наведені у табл. 2.3.

**Таблиця 2.3 – Основні параметри МДП (МОН) – транзистора**

| Найменування параметрів   | Позначення у довідковій літературі | Змістове значення параметра                                                                  | Характерні значення для транзистора на струм 33 А та напругу 200 В |
|---------------------------|------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|
| 1                         | 2                                  | 3                                                                                            | 4                                                                  |
| Постійний струм стоку, А  | $I_{D \max}$                       | Струм стоку, що не викликає перевищення температури вище допустимої                          | 33                                                                 |
| Напруга затвор-стік, В    | $V_{GS}$                           | Діапазон допустимої напруги керування                                                        | $\pm 20$                                                           |
| Імпульсний струм стоку, А | $I_{D \text{pulse}}$               | Допустимий імпульсний струм стоку, що обмежений у часі і не викликає перевищення температури | 132                                                                |

|                                                   |               |                                                                                                 |      |
|---------------------------------------------------|---------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| Початковий струм стоку, мкА                       | $I_{DSS}$     | Струм стоку за напруги керування, що дорівнює нулю                                              | 10   |
| Напруга пробою стік-витік, В                      | $V_{(BR)DSS}$ | Максимальна напруга стік-витік, яка призводить до пробою транзистора                            | 200  |
| Потужність, що розсіюється, Вт                    | $P_{tot}$     | Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування | 170  |
| Порогова напруга затвор-витік, В                  | $V_{GS(th)}$  | Напруга затвор-витік з якої починається протікання струму витоку                                | 3    |
| Струм затвору, мкА                                | $I_{GSS}$     | Струм крізь затвор при номінальній напрузі керування                                            | 10   |
| Опор стік-витік у відкритому стані, Ом            | $R_{DS(on)}$  | Опір стік-витік при номінальній напрузі керування                                               | 0,06 |
| Вхідна ємність, пФ                                | $C_{iSS}$     | Сумарна ємність затвор-витік та затвор-стік                                                     | 2600 |
| Вихідна ємність, пФ                               | $C_{DSS}$     | Сумарна ємність затвор-стік та стік-витік                                                       | 500  |
| Прохідна ємність (ємність зворотного зв'язку), пФ | $C_{rSS}$     | Ємність затвор-стік (ємність Міллера)                                                           | 230  |
| Час затримки вмикання, нс                         | $t_{d(on)}$   | Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму стоку                          | 40   |

|                                  |              |                                                                                            |     |
|----------------------------------|--------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Час наростання, нс               | $t_r$        | Час зростання струму сто-<br>ку                                                            | 110 |
| Час затримки на<br>вимикання, нс | $t_{d(off)}$ | Час від початку спадання<br>імпульсу керування до<br>по- чатку зниження<br>струму<br>стоку | 450 |
| Час спадання, нс                 | $t_f$        | Час спадання струму стоку                                                                  | 160 |

### 2.5.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ)

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ, англійською: IGBT – insulated gate bipolar transistor) з'явилися у 80-х роках минулого століття і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади, витісняючи у багатьох застосуваннях тиристори і силові транзистори.

Це силовий НП прилад комбінованого типу, у вхідному колі якого використовується МДН-транзистор, а у вихідному – біполярний. Таким чином він поєднує в собі переваги біполярних транзисторів (малі втрати потужності) та польових (незначна потужність керування) і в наш час отримав найбільш масове виробництво.

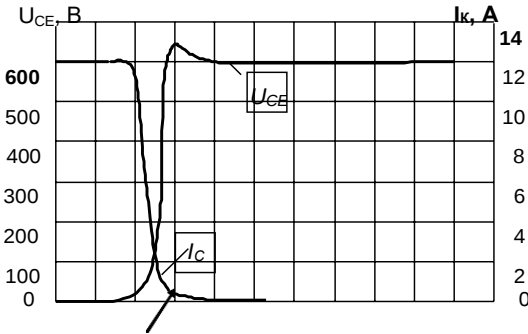
Ці транзистори випускаються на напруги до 1800 В з частотою до 100 кГц та силою струму до 2000 А, що забезпечується паралельним з'єднанням великої кількості (до кількох сотень тисяч) елементарних транзисторів на одному кристалі (як і у СІТ-транзистора).

БТІЗ (IGBT) являє собою складну багатошарову структуру, створення якої стало можливим із розвитком інтегральної технології: це вже, фактично, інтегральна мікросхема. Таку структуру ще називають схемою псевдо-Дарлінгтона, хоча вірніше було б назвати її схемою псевдо-Шиклаї (див. рис. 2.24,а та рис. 2.25).

Головне, чим відрізняється IGBT-структура у порівнянні з МДН-транзистором – це наявність неосновних носіїв, що накопичені в базових областях біполярних транзисторів у ввімкненому стані. Тому швидке польове вимикання МДН-складової структури призводить до відсічки базової області біполярного транзистора та подальшого зменшення накопиченого заряду тільки на підставі рекомбінаційних ефектів. Це в свою чергу визначає наявність додаткової фази у струмі приладу, що вимикається, яка називається хвостовою частиною колектор-

ного струму (tail current), що погіршує частотні вла- стивості структури IGBT (рис. 2.36).

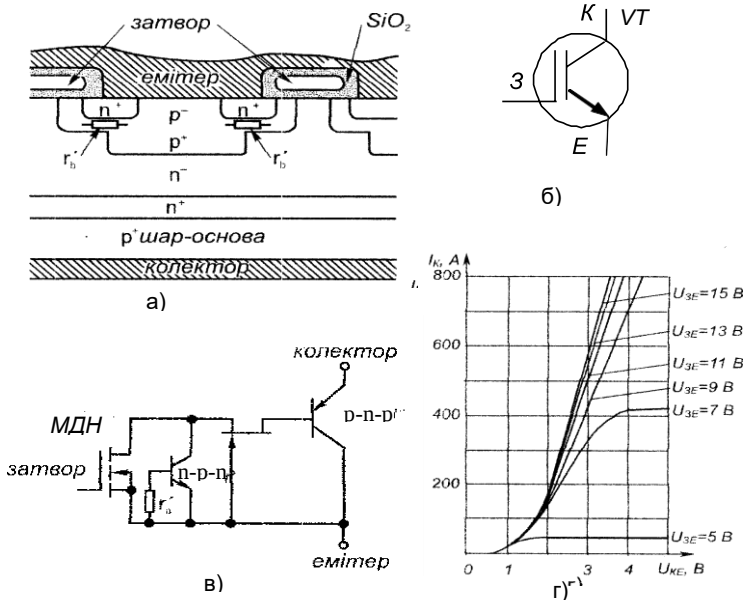
Різний технологічний підхід у реалізації IGBT з зменшеним часом життя носіїв, що знижує фазу «хвостового» струму, при- звів до появи двох най- більш розповсюджених в наш час різновидів їхніх структур.



«хвіст» струму

Рисунок. 2.36 - Залишковий колекторний струм («хвіст» струму) при вимиканні БТІЗ

Перша структура зветься **епітаксіальною**, чи **РТ-структурою** IGBT. На рис. 2.37 наведені структура та умовне позначення, еквівалентна схема та ВАХ IGBT вказаного різновиду структури.



(а). умовне позначення (б), еквівалентна схема (в) та вихідні ВАХ (г) IGBT з РТ

Рисунок. 2.37 – Структура

Ця структура характеризується додатковим буферним  $\text{p}^+$ -шаром, що розташований між підкладкою та  $\text{p}^-$ -шаром. Цей шар вирощують методом епітаксії, що і визначає назву відповідної структури. Наявність додаткового високолегованого  $\text{p}^+$ -шару сприяє швидкішим процесам рекомбінації неосновних носіїв. Крім цього, в епітаксiальній структурі використовують опромінювання для зменшення часу життя носіїв заряду.

Іншим різновидом структури IGBT є так звана **гомогенна** чи **NPT-структура** (рис. 2.38). Підкладка у даному випадку береться у вигляді пластини з електронним типом провідності, а не з дірковим, як у попередньому випадку. Однорідність вихідного матеріалу, тобто гомогенність, визначає загальну назву даних структур. Колекторний  $\text{p}^+$ -шар в NPT-приладі створюється додатково зі зворотного боку вихідної підложки, при цьому спеціальних заходів для зменшення часу життя не застосовують.



режимі насичення складає від 0,2 В). У традиційних тиристорів вони також кращі (падіння становить від 1 В – у порівнянні з біполярними транзисторами воно збільшене на падіння на базно-емітерному переході біполярного транзистора р-п-р типу, що зрозуміло з еквівалентної схеми тиристора, наведеної далі на рис. 2.41,б). У тиристорів, призначених для роботи на підвищених частотах (сотні герц), падіння приблизно таке ж, як і у БТІЗ.

А взагалі вихідні ВАХ БТІЗ, якщо не враховувати наведеного вище, подібні до вихідних ВАХ ПТ з ізолюваним затвором.

Окрім дискретного виконання, БТІЗ також виробляють і у вигляді модулів, в яких міститься від одного до семи транзисторів, а також зворотні діоди (див. VD на рис. 2.24,б). Це дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

Також зазначимо, що фірмою Toshiba semiconductor розроблено біполярний транзистор з ізолюваним затвором та збільшеною інжекцією IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Цей прилад має пряму (за- лишкову) напругу і густину струму, що відповідають потужним біполярним (звичайним) тиристорам, а динамічні параметри перемикання характерні для IGBT. Зараз випускається кілька типів IEGT-модулів притискної та паяної конструкції, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

У поєднанні з широкою номенклатурою типових керуючих пристроїв у мікровиконанні БТІЗ у наш час якнайширше застосовують у пристроях енергетичної електроніки. Основні параметри БТІЗ наведені у табл. 2.4.

**Таблиця 2.4 – Основні параметри БТІЗ (IGBT)**

| Найменування параметрів      | Позначення у довідковій літературі | Змістові значення параметра                                        | Характерні значення для транзистора на струм 360 А та напругу 1700 В |
|------------------------------|------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| 1                            | 2                                  | 3                                                                  | 4                                                                    |
| Постійний струм колектора, А | $I_{C \max}$                       | Струм колектора, що не викликає перевищення допустимої температури | 360                                                                  |
| 1                            | 2                                  | 3                                                                  | 4                                                                    |

|                                      |                |                                                                                                                                   |          |
|--------------------------------------|----------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| Імпульсний струм колектора, А        | $I_{Cpulse}$   | Допустимий імпульсний струм колектора, що обмежений у часі (як правило 1 мс), який не викликає перевищення допустимої температури | 720      |
| Напруга колектор-емітер, В           | $V_{CE max}$   | Максимальна напруга колектор-емітер                                                                                               | 1700     |
| Напруга затвор-емітер, В             | $V_{GE}$       | Діапазон допустимої напруги керування                                                                                             | $\pm 20$ |
| Потужність, що розсіюється, Вт       | $P_{tot}$      | Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування                                   | 3600     |
| Початковий струм колектора, мА       | $I_{CES}$      | Струм колектора за напруги керування, що дорівнює нулю                                                                            | 6        |
| Струм витоку затвора, нА             | $I_{GES}$      | Струм витоку затвора при номінальній напрузі                                                                                      | 300      |
| Напруга колектор-емітер насичення, В | $V_{CE (sat)}$ | Напруга колектор-емітер у відкритому стані при протіканні номінального струму колектора                                           | 3,2      |
| Вхідна ємність, пФ                   | $C_{ies}$      | Сумарна ємність затвор-колектор та затвор-емітер                                                                                  | 49200    |
| Час затримки вмикання, мкс           | $t_{d (on)}$   | Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму колектора                                                        | 0,1      |
| Час наростання, мкс                  | $t_r$          | Час наростання струму колектора                                                                                                   | 0,1      |
| Час затримки на вимикання, мкс       | $t_{d (off)}$  | Час від початку спадання імпульсу керування до початку зниження струму колектора                                                  | 0,4      |
| Час спадання, мкс                    | $t_f$          | Час спадання струму колектора                                                                                                     | 0,5      |

|                                   |           |                                                                                  |                                                   |
|-----------------------------------|-----------|----------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------|
| Енергія втрат при<br>вмиканні, Дж | $E_{ON}$  | Енергія втрат при вмиканні<br>за заданим режимом<br>навантаження<br>та керування | $E_{ON} +$<br>$E_{OFF} =$<br>$= 70 \cdot 10^{-3}$ |
| Енергія втрат при<br>вмиканні, Дж | $E_{OFF}$ | Енергія втрат при вмиканні<br>за заданим режимом<br>навантаження<br>та керування |                                                   |

## 2.6. Динамічні режими роботи транзисторів

Перехід транзистора із вимкненого стану в увімкнений відбувається не миттєво, а за визначений для кожного типу транзистора час. Інерційність перехідних процесів зумовлена інерційністю процесів зміни концентрації носіїв електричних зарядів у структурі транзистора та наявністю в ній внутрішніх (власних) ємностей. На рис. 2.39,а наведено схему заміщення біполярного транзистора, що враховує ємності, які називаються деколи «паразитними».

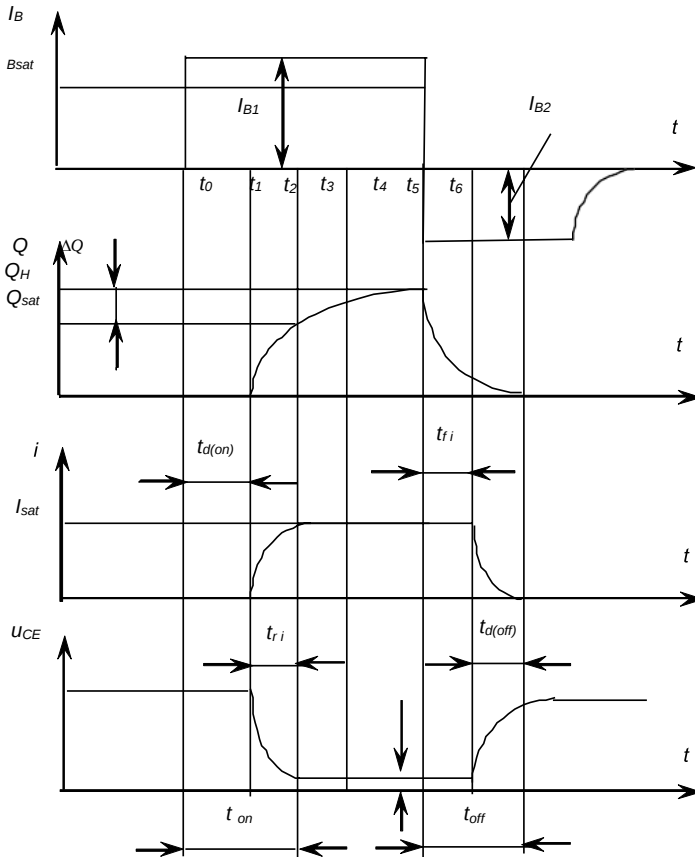


схема заміщення (а), діаграми процесів (б)

Рисунок.2.39 Динамічні процеси в біполярному транзисторі:

Відомо, що на динамічні режими роботи ключів впливають як їхня власна швидкодія, так і параметри зовнішнього середовища, у якому відбувається комутація. У даному випадку розглядаються процеси, що зумовлюють швидкодію біполярних транзисторів як ключових приладів. Для якісної оцінки приймаються допущення про активний характер навантаження.

**Вмикання біполярного транзистора.** Припустимо, що транзистор при  $t < t_0$  знаходиться у режимі відсічки (є вимкненим) та у момент часу  $t = t_0$  (рис. 2.39,б) у базу транзистора від джерела струму керування надходить імпульс струму з ідеально крутим фронтом та значенням  $I_{B1} > I_{Bsat}$  ( $I_{Bsat} = I_{BH}$ ). Напруга на вхідному конденсаторі  $C_{BE}$  (рис. 2.39,а) не може змінитися стрибком, тому починається процес його заряду до деякої напруги  $U_{BEsat} = 0,5...0,6$  В для кремнієвих транзисторів, при якому починається збільшення струму бази безпосередньо в структурі транзистора (момент  $t_1$ ).

Цей процес визначає час затримки на вмикання  $t_{d(on)}$ . У момент часу  $t = t_2$  заряд у базі  $Q$  досягає граничного значення  $Q_{sat}$ , що відповідає режиму насичення. При цьому подальше зростання струму колектора  $i_C$  практично припиняється, а накопичення надлишкового заряду  $\Delta Q$  у базі буде продовжуватися до моменту часу  $t = t_3$ .

Час наростання струму колектора  $I_C$  при  $I_B > I_{Bsat}$  також називають фронтом вмикання транзистора  $t_{ri}$ . Час вмикання  $t_{on}$  складається з часу затримки на вмикання та часу наростання струму колектора ( $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$ ).

Якщо врахувати інерційність, що створюється вихідною ємністю транзистора  $C_{CR}$ , остаточне спадання напруги  $U_{CE}$  буде відбуватися пізніше.

**Вимикання біполярного транзистора.** Припустимо, що у момент часу  $t = t_4$  у базу насиченого транзистора поступає негативний (той що запирає) імпульс струму  $I_{B2}$ . Під дією цього струму починається інтенсивне розсмоктування надлишкового заряду  $\Delta Q$  до значення заряду  $Q = Q_{sat}$ . В цей момент часу ( $t = t_5$ ) транзистор починає виходити з насичення. Загальний час розсмоктування надлишкового заряду відповідає часу затримки на вимикання  $t_{d(off)}$ .

Загальний час вимикання транзистора  
 $t_{\text{off}} = t_{\text{d(off)}} + t_{\text{fi}}$ ,

де  $t_{\text{fi}}$  тривалість спаду струму колектора до настання режиму відсічки, тобто тривалість фронту вимикання.

Відновлення вихідної напруги  $U_{\text{CE}}$  закінчиться пізніше моменту, коли струм  $i_{\text{C}} = 0$  через наявність власної вихідної ємності транзистора.

З наданих співвідношень для  $t_{\text{on}}$  та  $t_{\text{off}}$  випливає, що на швидкодію біполярного транзистора суттєвий вплив мають коефіцієнт насичення та струм керування, що надходить у базу.

**Вмикання МДН – транзистора.** Відсутність явищ накопичення та розсмоктування носіїв зумовлює високу швидкодію усіх польових транзисторів. Однак, через конструктивні особливості значення власних міжелектродних ємностей у цих транзисторах більше, ніж у біполярних. На рис. 2.40,а наведена схема заміщення МДН-транзистора, що враховує його міжелектродні ємності.

Припустимо, що МДН-транзистор знаходиться у стані відсічки (є закритим). У момент часу  $t = t_0$  рис. 2.40,б на його затвор подається сигнал керування від джерела напруги  $U_{\text{кер}}$  із внутрішнім опором  $R_{\text{кер}}$ . Починається заряд вхідної ємності  $C_{\text{iss}}$ , яка при  $R_{\text{кер}} \gg R_{\text{H}}$  може бути визначена як

$$C_{\text{iss}} = C_{\text{GD}} + C_{\text{GS}}. \quad (2.25)$$

Коли напруга на затворі транзистора досягне порогового значення  $U_{\text{th}}$  у момент часу  $t = t_1$ , транзистор виходить з режиму відсічки і починається спадання напруги стік-витік  $u_{\text{DS}}$ . Інтервал часу  $t_0 - t_1$  відповідає часу затримки на вмикання транзистора  $t_{\text{d(on)}}$ .

При подальшому збільшенні  $U_{\text{GS}}$  транзистор у момент часу  $t = t_2$  переходить у відкритий стан. Цей інтервал часу відповідає фронтувмикання транзистора  $t_{\text{ri}}$ . Загальний час вмикання  $t_{\text{on}} = t_{\text{d(on)}} + t_{\text{ri}}$ . Привмиканні МДН-транзистора головним фактором, що визначає його швидкодію, є швидкість заряду вхідної ємності  $C_{\text{iss}}$ . При цьому необхідно зазначити, що ємність  $C_{\text{GD}}$  має нелінійну залежність від напруги затвор стік і з відкриттям транзистора, коли напруга затвор стік зменшується, ємність  $C_{\text{GD}}$  різко збільшується. Це призводить до необхідності введення додаткового заряду у затвор від джерела

керуючого сигналу. На честь вченого, що досліджував цей ефект, його називають ефектом Міллера, а ємність  $C_{GD}$  – ємністю Міллера. Швидкість заряду ємності затвору визначається параметрами джерела сигналу керування, тому в колах підвищення швидкодії часто використовують форсування вмикання цього транзистора від джерела струму на початковому інтервалі вмикання з подальшою підтримкою необхідного сигналу керування від джерела напруги малої потужності.

**Вимикання МДН-транзистора.** При стрибкоподібній зміні сигналу керування до нуля у момент часу  $t = t_3$  починається вимикання транзистора (див. рис. 2.40,б). Спочатку також буде інтервал затримки  $t_3 - t_4$  ( $t_{d(off)}$ ), доки напруга на затворі не досягне граничного значення  $u_{th}$ , при якому транзистор переходить в активний режим. Подальше спадання напруги на затворі переводить транзистор в момент часу  $t = t_5$  у режим відсічки, тобто у вимкнений стан. Інтервал часу  $t_4 - t_5$  відповідає фронту вимикання транзистора  $t_{fi}$ . Загальний час вимикання  $t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi}$ . На тривалість зростання напруги  $u_{DS}$  можуть впливати вихідна ємність транзистора  $C_{DS}$  та опір навантаження  $R_H$ .

**Швидкодія БТІЗ** визначається значною мірою тим, що вони поєднують властивості біполярних та польових транзисторів. На початку вмикання перехідні процеси БТІЗ та МДН-транзистора схожі. На кінцевому інтервалі процесу вмикання у перехідному процесі БТІЗ починають переважати властивості біполярного транзистора. Це призводить до стримання спадання напруги колектор-емітер, тому що перехід біполярного транзистора з активного режиму у насичений відбувається повільніше. При вимиканні також характер перехідного процесу спочатку схожий з процесом у польовому транзисторі, а на кінцевому інтервалі – у біполярному через накопичення надлишкових зарядів в одній з областей його структури (рис. 2.36).

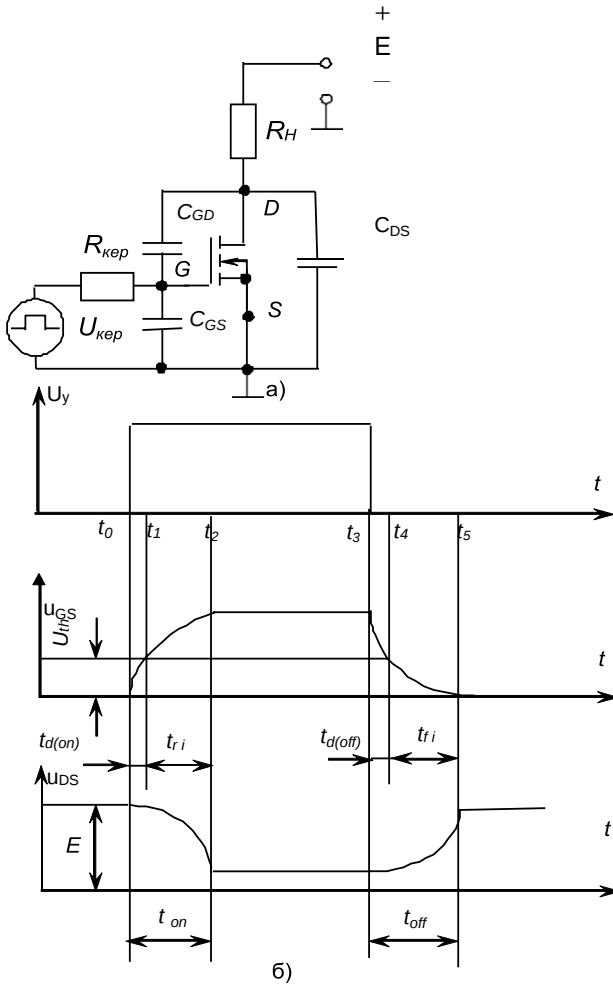


схема заміщення (а), діаграми процесів (б)  
Рисунок. 2.40 – Динамічні процеси в МДН-транзисторі:

## 2.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристри)

**Тиристор** (від грецького *thyra* – двері + резистор) – це напівпровідниковий прилад, що має багатошарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму.

Тиристри бувають двоелектродні (або діодні) – диністри та триелектродні (або тріодні) – триністри.

### 2.7.1. Диністри

Двоелектродний тиристор (диністор) вперше було описано Дж. Моллом (США) у 1956 році.

**Диністор** має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 2.41. У нього є три р-п переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги  $U_A$ , два крайні з них ( $\Pi_1$  і  $\Pi_3$ ) зміщені у прямому напрямку, а середній ( $\Pi_2$ ) – у зворотному (рис. 2.41,а).

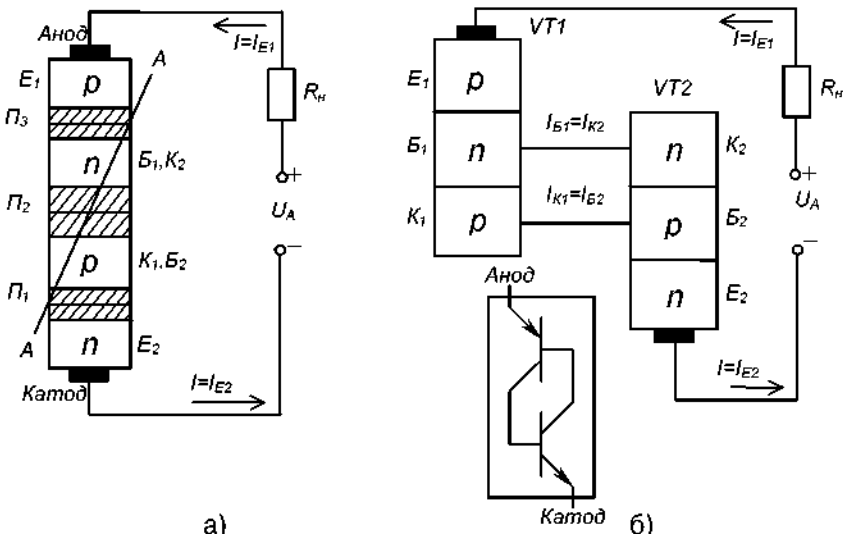


Рисунок. 2.41 – Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми

(моделі), що складається з двох транзисторів VT1 та VT2 р-п-р та п-р-п типу відповідно (рис. 2.41,б). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини А-А, а потім обидві частини електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи  $P_1$  і  $P_3$  є емітерними переходами транзисторів, а перехід  $P_2$  для обох транзисторів є колекторним.

Зона бази  $B_1$  транзистора VT1 водночас є колекторною зоною транзистора VT2, а зона бази  $B_2$  транзистора VT2 – колекторною зоною транзистора VT1.

Відповідно колекторний струм першого транзистора є базовим для другого  $I_{K1}=I_{B2}$ , а колекторний струм другого транзистора – базовим першого  $I_{K2}=I_{B1}$ . Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо відкривається хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного у ввімкненому стані (у режимі насичення).

Струм диністора – це емітерний струм першого транзистора  $I_{E1}$  або другого  $I_{E2}$ . У той же час він складається з двох колекторних струмів  $I_{K1}=\alpha_1 I_{E1}$  та  $I_{K2}=\alpha_2 I_{E2}$ , де  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів VT1 і VT2 відповідно. Крім того, до складу струму диністора  $I$  входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу  $I_{K0}$ .

Таким чином, можна записати

$$I = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0}, \quad (2.26)$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I, \text{ а значить } I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0}, \quad (2.27)$$

$$\text{звідки} \quad I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.28)$$

Проаналізуємо вираз (2.28), використовуючи графіки залежності  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  від струму диністора, наведені на рис. 2.42.

Для малих значень струмів  $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ . Зі зростанням напруги на диністорі коефіцієнти  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  зростають (за рахунок звуження баз транзисторів через розширення зворотно зміщеного переходу  $P_2$ ), а отже, зростає і струм через диністор  $I$ .

При деякому значенні струму, що називається струмом вмикання диністора  $I_{BM}$ , отримаємо  $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$ , і вихідний струм мав би зрости до

нескінченності, якби не обмежуюча дія опору навантаження  $R_n$ . Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

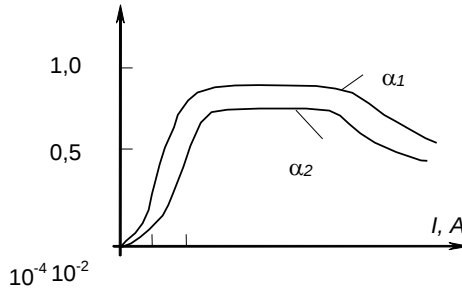


Рисунок. 2.42 – Залежність  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  від струмудиністора

ВАХ диністора наведена на рис. 2.43, на якому позначено:

$U_{вм}$  – напруга вмикання диністора;

$I_{вм}$  – струм вмикання;

$I_{ут}$  – струм утримання;

$I_{гр}$  – гранично допустимий струм приладу;

$U_{гр}$  – падіння напруги на диністорі, що відповідає  $I_{гр}$ .

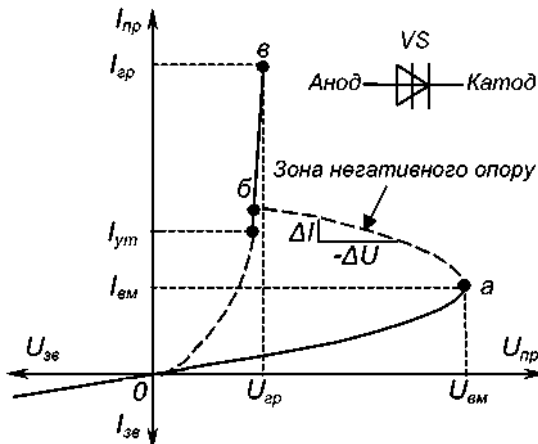


Рисунок. 2.43 – ВАХ диністора та його умовне позначення

Ділянка  $0a$  ВАХ відповідає закритому стану диністора, ділянка аб-лавиноподібному перемицанню приладу (ділянка з **негативним опором**, бо тут  $R = -\Delta U / \Delta I$  величина негативна). Ділянка  $бв$ , подібна

відрізку ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора, вона є робочою ділянкою характеристики.

Для вимикання приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання. Основні параметри диністора:

- напруга вмикання диністора  $U_{\text{вм}}$ , що становить  $(20 \div 1000)$  В;
- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження  $I_{\text{пр max}}$ , складає  $(0,1 \div 2)$  А;
- струм утримання  $I_{\text{ут}}$  – мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у не- провідний стан, складає  $(0,01 \div 0,1)$  А;
- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги  $U_{\text{зв max}}$ , сягає до 1000 В;
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкри- того, знаходиться у межах  $(1 \div 10)$  мкс.

### 2.7.2.Триністор (керований діод)

Диністори не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Зате тріодний тиристор (триністор), який є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

**Триністор** - це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого відоднієї з базових зон зроблено вивід - керуючий електрод.

Структура та умовне позначення триністора (надалі **тиристора**, бо так його найчастіше називають) наведені на рис. 2.44.

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на р-п перехід, що працює у прямому напрямку (змінюючи струм керування), можна регулювати значення напруги вмикання  $U_{\text{вм}}$ . Цю властивість тиристора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 2.45. Слід зазначити, що практично застосовують режим вмикання, що відповідає стру мові керування  $I_{\text{кер4}}$  на рис. 2.45.

Схему вмикання тиристора зображено на рис. 2.46. Працює тут тиристор наступним чином.

○ Якщо подати на керуюче коло ім- пульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після зняття сигналу керування за рахунок дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (див. рис. 2.41).

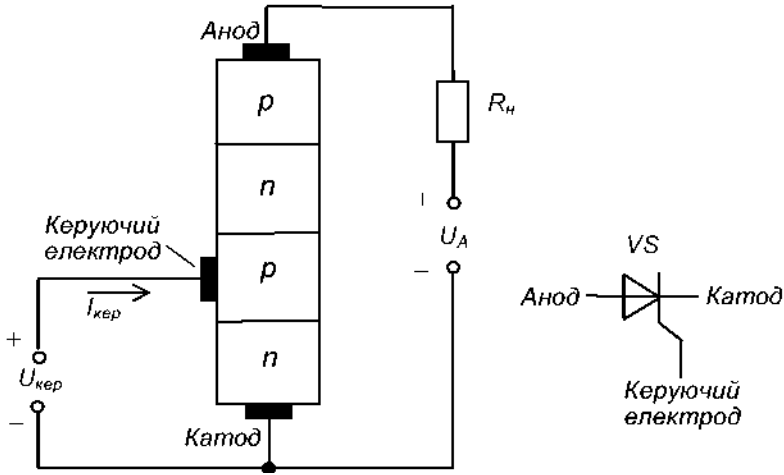


Рисунок. 2.44 – Структура та умовне позначення тиристора

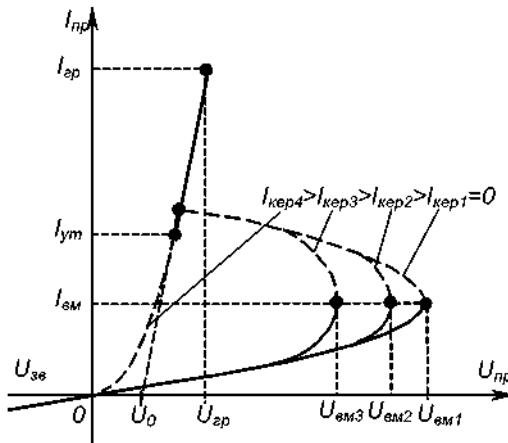


Рисунок. 2.45 – ВАХ тиристора

Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його анодному колі нижче струму утримання.

У колах постійного струму вимикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна відносно тиристора (**примусова комутація**).

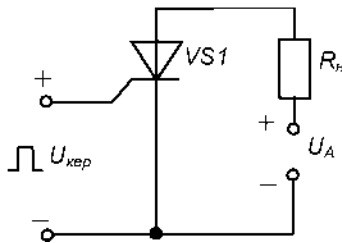


Рисунок. 2.46 - Найпростіша схема вмикання тиристора

У колах змінного струму вмикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (**невимушена комутація**) – тому найширшого використання тиристори набули саме у колах змінного струму як напівкеровані електронні перемикачі, бо діючи на коло керування, їх можна лише вмикати.

На рис. 2.47 наведено спрощену схему **однофазного регулятора** та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі  $u_m$  через нуль – **кут керування**  $\alpha$  – від 0 до  $\pi$ , можна регулювати напругу на навантаженні  $u_n$  від нуля до максимуму.

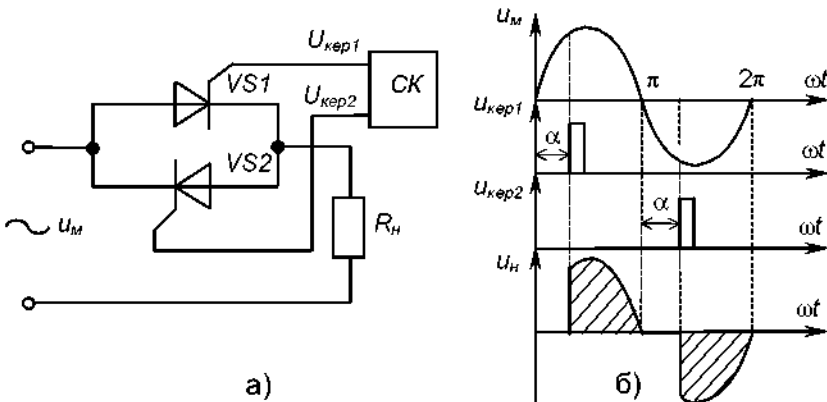


Рисунок. 2.47 – Однофазний регулятор: а) електрична схема; б) часові діаграми роботи

Тиристори мають біля ста параметрів. Наведемо основні з них.

а) Статичні параметри:

– струм вмикання  $I_{BM}$  ( $I_L$ ) – номінальний струм аноду, при якому тиристор утримується у відкритому стані відразу після

вмикання ( $0,01 \div 0,5$ ) А;

– струм утримання  $I_{ут}$  ( $I_H$ ) (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить ( $0,01 \div 0,4$ ) А;

– порогова напруга  $U_0$ , сягає 1 В.

б) Граничні параметри:

– максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження, що не призводить до перевищення температурою тиристора допустимого рівня  $I_{сер}$ , ( $I_{TAV}$ ), складає ( $0,1 \div 3200$ ) А;

– максимальний діючий струм  $I_{діюч}$ , ( $I_{TAMS}$ ), складає ( $0,1 \div 4200$ ) А;

– імпульсна напруга у закритому стані, що повторюється,  $U_p$  ( $V_{DRM}$ ),

складає ( $100 \div 10000$ ) В;

– струм робочого перевантаження, сягає  $3I_{сер}$ ;

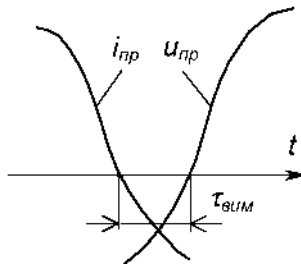
– ударний струм у відкритому стані, що не повторюється,  $I_{удар}$ , ( $I_{TSM}$ ), сягає  $20I_{сер}$ ;

– допустима середня потужність втрат у відкритому стані  $P_A$ .

в) Динамічні параметри:

– час вмикання  $t_{вм}$  ( $t_{gt}$ ) (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить ( $1 \div 10$ ) мкс;

– час вимикання  $t_{вим}$  ( $t_q$ ) (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладанням напруги до тиристора (див. рис. 2.48), що не викликає самовільного вмикання приладу – час відновлення запірних властивостей), становить ( $10 \div 500$ ) мкс;



– Рисунок. 2.48 – Часова діаграма вимикання тиристора

Допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, що не призводить до його само вільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури (що являє собою паразитний конденсатор) та внутрішнього позитивного зворотного зв'язку  $(du/dt)_{\text{крит}}$  ( $(du/dt)_{\text{crit}}$ ), становить (20-1000).

В/мкс (для гарантованого забезпечення неперевищення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають захисний RC-ланцюжок – **снабер**); допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву Структури  $(di/dt)_{\text{крит}}$  ( $(di/dt)_{\text{crit}}$ ), становить (10 ÷ 70) А/мкс (для гарантованого забезпечення неперевищення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність – захисний дросель).

а) Параметри кола керування – це значення постійного та імпульсного струмів і напруги кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В (для потужних тиристорів  $I_{\text{кер}}$ , ( $I_G$ ), становить (0,3 ÷ 0,7) А,  $U_{\text{кер}}$ , ( $V_G$ ), становить (5 ÷ 7) В).

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора – зазвичай складає (15 ÷ 20) мкс для активного навантаження.

### 2.7.3. Динамічні характеристики тиристора

Вмикання звичайного тиристора здійснюється при подачі імпульсу струму у коло керування. На рис. 2.49 наведено часові діаграми струму та напруги тиристора при його вмиканні. Час вмикання складається з часу затримки  $t_{\text{gd}}$  та часу наростання струму  $i_A$ . Час затримки визначається від моменту часу  $t = t_0$  подачі струму керування  $i_G$  (на рис. 2.49 цей імпульс має ідеально крутий фронт) до початку спаду напруги анод-катод тиристора  $u_{AC}$  до 10 % початкового значення. Наростання струму тиристора  $i_A$  закінчується у момент часу  $t = t_2$ , коли напруга  $u_A$  спаде до 10 % початкового значення, а струм  $i_A$  досягне 90 % від сталого значення.

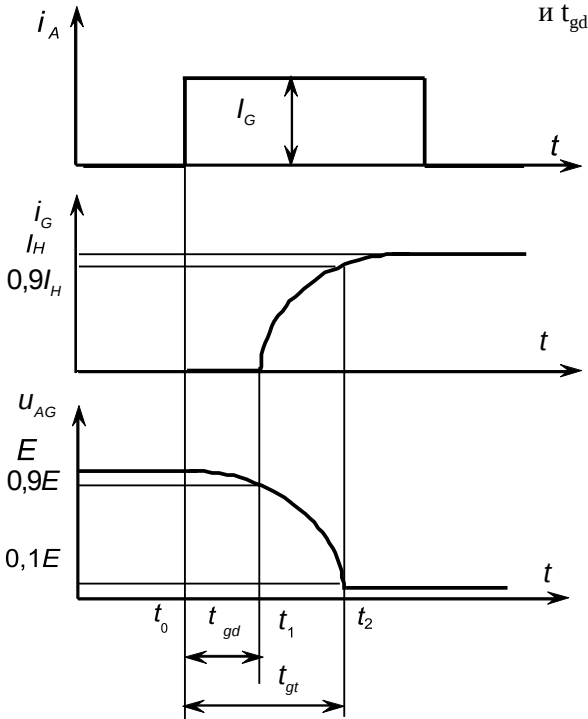


Рисунок. 2.49 – Діаграми процесів вмикання тиристора

На тривалість перехідного процесу значний вплив має характер навантаження (активний, індуктивний та ін.), амплітуда та швидкість наростання імпульсу струму керування  $i_G$ , напруга, струм навантаження та температура. У колі, що містить тиристор, не повинно з'являтися недопустимих значень швидкості наростання прямої напруги  $du_{AC}/dt$  при яких може відбуватися несанкціоноване вмикання тиристора при відсутності сигналу керування та швидкості наростання струму  $di/dt$ , при перевищенні якої струм аноду не встигає розповсюдитися по всьому об'єму кристалу тиристора, що викликає локально пропалювання структури.

Обидва ці параметри наводяться у паспортних даних конкретних тиристорів. У той же час крутизна фронту сигналу керування повинна бути високою.

Процеси вмикання тиристора та діода подібні. На рис. 2.50 на- ведені часові діаграми вмикання тиристора під впливом зворотної напруги анод-катод  $u_{AC}$  з подальшою дією прямої напруги анод- катод  $u_{ACF}$ .

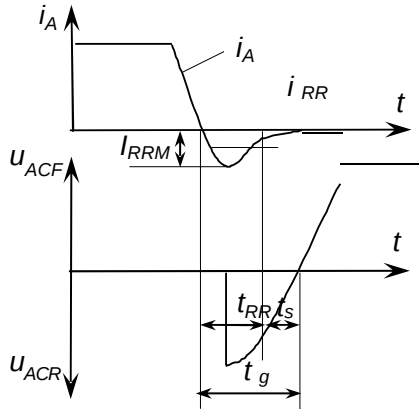


Рисунок. 2.50 – Діаграми процесів вмикання

На початку прямий струм знижується за визначеною параметрами комутуємого кола швидкістю  $di_A/dt$  до нуля. Потім йде процес зворотного відновлення за час  $t_{RR}$  коли протікає зворотний струм відновлення  $i_{RR}$ . У подальшому відбувається рекомбінація надлишкових носіїв за час  $t_S$ .

Час вмикання –  $t_q = t_{RR} + t_S$ . Після закінчення цього часу тиристор спроможний витримувати у закритому стані пряму напругу, що наростає зі швидкістю  $du_{ACF}/dt$ , яка не перебільшую допустиме значення. Якщо до тиристора буде прикладено пряму напругу  $u_{ACF}$  раніше часу  $t_S$ , то тиристор перейде у провідний стан без подачі імпульсу керування, що у більшості випадків призведе до збою у роботі схеми (несанкціоноване вмикання). На час вимикання  $t_q$  впливають температура, швидкість спаду прямого струму, наростання прямої напруги та інші параметри.

#### 2.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)

**Симістор** або симетричний тиристор – прилад, що є керованим як при позитивній, так і при негативній напрузі на ньому. ВАХ симістора та його умовне позначення наведено на рис. 2.51.

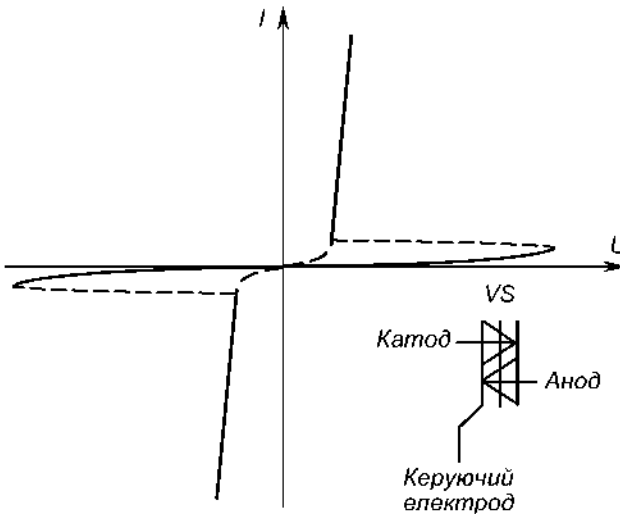


Рисунок. 2.51 – ВАХ симістора та його умовне позначення

Прилад становить собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів тиристора.

**Фототиристор** – прилад, що керується світловим потоком, який подається на структуру по світлово-

ду. Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у тиристора. Умовне позначення фототиристора наведене на рис. 2.52,а

**Двоопераційний тиристор** – прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як і звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу негативної напруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведене на рис. 2.52,б.

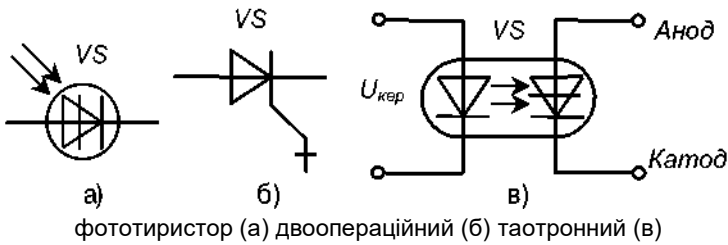


Рисунок. 2.52 – Умовні позначення тиристорів

Двоопераційні тиристори (що запираються), так само, як і звичайні мають чотиришарову р-п-р-п структуру. Однак, для збільшення ефекту її запирання негативним струмом керування, використовують багатоканальну структуру з практично однорідними властивостями складових ланок. В залежності від зворотної блокувальної здатності тиристора використовують два основних типа базових ланок, поданих на рис.2.53. Дані ланки мають вертикальну структуру з планарним розташуванням катодного та керуючого електродів, як правило, розраховані на струм до 2 А.

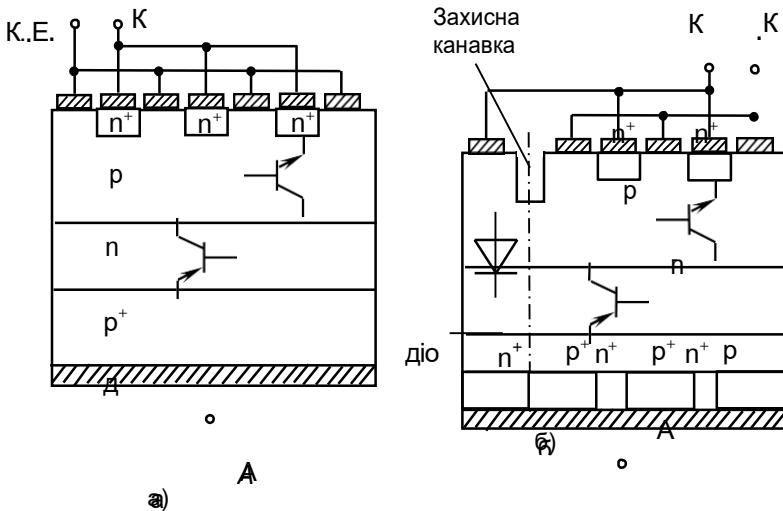
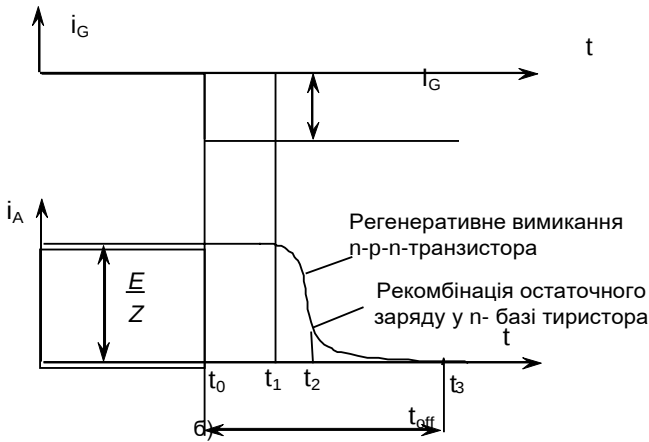


Рисунок. 2.53 – Структури двоопераційного тиристора GTO: зі зворотною блокувальною здатністю (а) та зі зворотною провідністю (б)

Фізичні процеси, що протікають у структурах тиристорів, що запираються, багато у чому аналогічні вже розглянутим для одноопераційного приладу. Винятком є процес переривання анодного струму негативним струмом керування. Вважаємо, що до початку процесу вимикання обидва транзистора р-п-п - структури знаходяться у стані насичення (центральный перехід має позитивний зсув). При достатній амплітуді та тривалості струму запирання, а також рівномірності його розподілу за однорідними комітками надлишкова концентрація неосновних носіїв спочатку знижується до нуля поблизу центрального переходу структури.

При цьому колекторні переходи обох транзисторів одночасно зміщуються у зворотному напрямку, сприймаючи частину зовнішньої анодної напруги. Обидва транзистори починають працювати у активному режимі, тому у структурі з'являється позитивний зворотний зв'язок при негативному базовому струмі у п-р-п транзисторі. Внаслідок лавиноподібного зменшення зарядів у базових областях анодний струм тиристора починає регенеративно знижуватися. Складовий п-р-п транзистор першим попадає у область відсічки. Дія позитивного зворотного зв'язку припиняється і подальше спадання анодного струму визначається рекомбінацією залишкового заряду у п-базі тиристора (рис. 2.54). З наведених діаграм випливає, що час вимикання тиристора  $t_{off} = t_3 - t_0$ . Скорочена назва двоопераційного тиристора – GTO (Gate Turn-Off Thyristor).



негативного струму керування (а)  
та анодного струму при вимиканні (б)  
Рисунок. 2.54 – Діаграми

Такі тиристори масово випускаються на струми до 2,5 кА та напруги до 4,5 В з часом вимикання до 15 мкс. Їхнє застосування дає змогу спростити схему перетворення струму, бо не потрібні пристрої примусової комутації для створення зворотної напруги при вимиканні тиристорів. Недоліком є невеликий коефіцієнт підсилення по вимиканню – до 5. Компанія Mitsubishi Electric вже розробила та випускає GTO на струм 6 кА та напругу 6 кВ з коефіцієнтом підсилення (5 – 6) і часом вимикання до 5 мкс.

Наприкінці 90-х рр. XX ст. цією ж фірмою розроблені тиристорні структури, що запираються з комутацією струму в затвор керування тобто з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює 1, і мають назву GCT (Gate Communicated Turn-Off Thyristor).

Однак, робота GCT можлива тільки за спеціальної конструкції корпусу електрода керування, яка забезпечує зниження індуктивності виводів до (2 – 4) мкГн. Це легко вирішується поєднанням GCT і пристрою формування імпульсів керування (драйвера) в єдиній конструкції, що називається інтегрованим GCT або IGCT (Integrated GCT). Такі тиристори, наприклад типу 5SHY 35L4510 (фірма ABB Switzerland Ltd Semiconductors, Швейцарія), працюють за напруги до 4,5 кВ і струму

вимикання до 4 кА (допустимий струм перевантаження – 32 кА). Час вмикання і вимикання у них становить 10 мкс за мінімального періоду вмикання-вимикання 60 мкс. Тиристор комплектується драйвером з оптронним керуванням. У табл. 2.5 наведено основні параметри двоопераційних тиристорів.

**Таблиця 2.5 – Основні параметри двоопераційних тиристорів**

| Найменування параметрів                                  | Позначення у довідковій літературі | Типове значення параметра                                                                                  | Характерні значення |      |
|----------------------------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|------|
|                                                          |                                    |                                                                                                            | GTO                 | GCT  |
| 1                                                        | 2                                  | 3                                                                                                          | 4                   | 5    |
| Пряме падіння напруги, В                                 | $V_T$                              | Напруга на ввімкненому тиристорі                                                                           | 3,9                 | 2,7  |
| Імпульсна напруга, що повторюється, у закритому стані, В | $V_{DRM}$                          | Цей параметр відноситься тільки до прямої імпульсної допустимої напруги у закритому стані                  | 4500                | 4500 |
| Імпульсна зворотна напруга, що повторюється, В           | $V_{RRM}$                          | На відміну від звичайного тиристора цей параметр відрізняється за значенням від напруги у прямому напрямку | 17                  | 19   |
| Максимальний середній струм, А                           | $I_{TAV}$                          | Середнє значення струму анода, що не призводить до перевищення допустимої температури структури            | 960                 | 1400 |
| Максимальний діючий струм, А                             | $I_{TRMS}$                         | Діюче значення струму анода, що не призводить до перевищення допустимої температури структури              | 1510                | 2200 |
| Максимальний допустимий струм запирання, А               | $I_{TGQM}$                         | Максимальний миттєвий прямий струм, який може вимкнути тиристор по колу керування                          | 3000                | 4000 |

|                                                               |                        |                                                                                                                                                                         |                  |                  |
|---------------------------------------------------------------|------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------|------------------|
| Імпульсний струм запирання, струм керування, А                | $I_{GQM}$              | Струм керуючого електрода, необхідний для вимикання максимального струму запирання                                                                                      | 800              | 4000             |
| Ударний прямий струм, що не повторюється, А                   | $I_{TSM}$              | Струм, що з'являється однократно у аварійних режимах і не призводить до виходу тиристора з ладу, але при якому перевищується максимально допустима температура переходу | $4 \cdot 10^4$   | $4 \cdot 10^4$   |
| Захисний показник, $A^2 \cdot c$                              | $\int i^2 dt$          | Використовується для вибору захисного запобіжника                                                                                                                       | $0,8 \cdot 10^6$ | $0,8 \cdot 10^6$ |
| Критична швидкість зростання струму у відкритому стані, А/мкс | $\frac{di}{dt}_{crit}$ | Найбільше значення швидкості наростання струму у відкритому стані, яке тиристор витримує без ушкоджень                                                                  | 500              | 500              |
| Час вмикання, мкс                                             | $t_{on}$               | Час, за який тиристор переходить з закритого стану у відкритий                                                                                                          | 100              | 10               |
| Час вимикання, мкс                                            | $t_{off}$              | Час, за який тиристор переходить з відкритого стану в закритий                                                                                                          | 100              | 10               |

**Оптронний тиристор** – це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропустити струм (під дією  $U_{кер}$ ), він генеруватиме світловий потік, який при попаданні на структуру тиристора в зоні керуючого р-п переходу призведе до генерації в НП вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів (як і фототиристорів) – це відсутність гальванічного зв'язку між колом керування і силовим колом. Умовне позначення оптронного тиристора наведено на рис. 2.52,в.

Наявність у тиристорів внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (зона негативного опору на ВАХ) надає їм кілька важливих властивостей. Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Да-

лі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Тому тиристири мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами вони більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (від сотень герц до де- кількох кілогерц).

### 2.7.5. Електростатичні тиристири

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, **електростатичні тиристири** (або SITh-тиристири – Statik Induktion Thyristor). Технологія їхнього виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їхня вартість досить висока. Еквівалентну схему і позначення такого тиристора наведено на рис.2.55. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею кетивної відносно катода напруги.

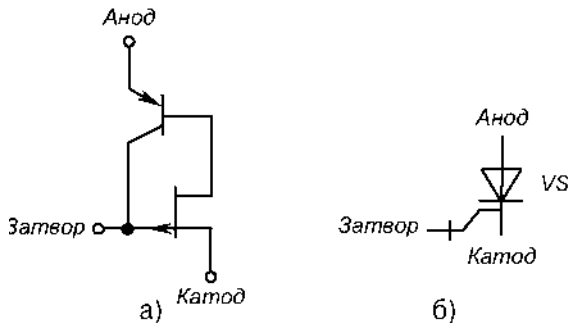


Рисунок. 2.55 - Еквівалентна схема (а) і позначення (б) електростатичного тиристора

### 2.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням

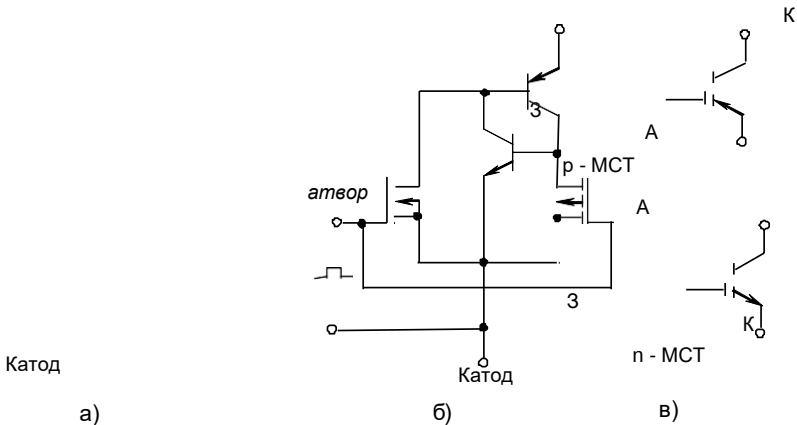
Найбільш перспективним із тиристорів для пристроїв енергетичної електроніки є тиристор, керований напругою – **запірний тиристор з МОН-керуванням** (МСТ - MOS - Controlled Thyristor).

МСТ являють собою новий клас комбінованих напівпровідникових приладів, що за потужністю та щільністю струму відповідають тирис-

торним аналогам, керованих по ізолюваному полікремнієвому затвору. Існують різні підкласи цих приладів: р- та п-канальні, із симетричною та асиметричною здатністю блокувати, одно- чи двостороннім затвором керування, із різними засобами керування, наприклад, за допомогою світла. Всі ці прилади мають одну загальну властивість: вимкнення напівпровідникової структури забезпечується інтегрованим МДН-транзистором, який при увімкненні коротить один чи обидва емітерних переходи біполярних транзисторів еквівалентної схеми р-п-р-п-структури тиристора.

Найбільш широке використання набули р- та п-канальні МСТ. Їхні еквівалентні схеми та умовні позначення наведено на рис. 2.56.

Анод



р-канального МСТ (а),  
п-канального МСТ (б) та їхнє умовне позначення (в)

Рисунок. 2.56 – Еквівалентна схема структури

Вімкнення р-канального МСТ забезпечується подачею на затвор по відношенню до аноду негативного імпульсу керування, а вимкнення подачею на затвор позитивного імпульсу. У п-канальних МСТ керуюча напруга подається на затвор по відношенню до катоду, а полярність імпульсів, що вмикають та вимикають, буде протилежною, тобто такою, як у GTO-тиристорів.

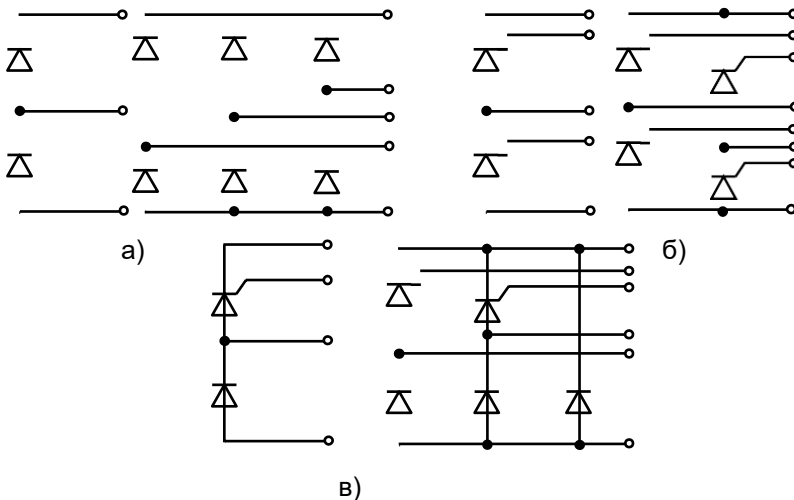
Більш широкого розповсюдження набули р-канальні МСТ, вони суттєво переважають за переважувальною здатністю п-канальні МСТ, та краще працюють у високочастотних колах. Тому розглянемо

принцип дії р-канального МСТ детальніше. Увімкнення його, як вказувалося вище, здійснюється подачею негативного відносно аноду імпульсу напруги ( $U_{кер}$ ) на керуючий електрод (затвор) за наявності прямої напруги  $U_{CF}$ , прикладеної до МСТ. При цьому відбувається увімкнення правого МДН-транзистора, який відпирає нижній біполярний транзистор, що викликає у свою чергу увімкнення верхнього біполярного транзистора у режимі регенерації, як у звичайному тиристорі. Внаслідок цього МСТ переходить у провідний стан. Вимкнення МСТ здійснюється подачею позитивного імпульсу на затвор відносно аноду, що призводить до увімкнення лівого МДН-транзистора і розриву зворотного зв'язку (колектор верхнього – база нижнього біполярного транзистора). Внаслідок цього відбувається вимкнення МСТ. зменшення розмірів базових комірок. Здатність запираючого МДН- транзистора шунтувати дозволяє підтримувати здатність МСТ блокувати напругу при високих температурах. Випробування показали можливість переривання анодного струму амплітудою 80 А при 300° С.

На закінчення перерахуємо основні переваги, притаманні даній структурі польового тиристора у порівнянні із звичайними структурами SCR- та GTO-тиристорів. Він має порівняну з аналогами здатність блокувати до  $8 \div 10$  кВ (як симетричну, так і односторонню), а крім того має переваги за прямим залишковим падінням напруги, ударним струмом та стійкістю до  $(di/dt)$ . Ці переваги забезпечуються зменшенням розмірів базових комірок. Здатність запираючого МДН-транзистора шунтувати дозволяє підтримувати здатність МСТ блокувати напругу при високих температурах. Випробування показали можливість переривання анодного струму амплітудою 80 А при 300° С. МСТ здатні витримувати  $du/dt \geq 10/кВ$  мкс при 250° С. Робочий температурний діапазон складає 235÷275° С зі здатністю блокувати відпо- відно від сотень до тисяч вольт.

## 2.8. Силові напівпровідникові модулі

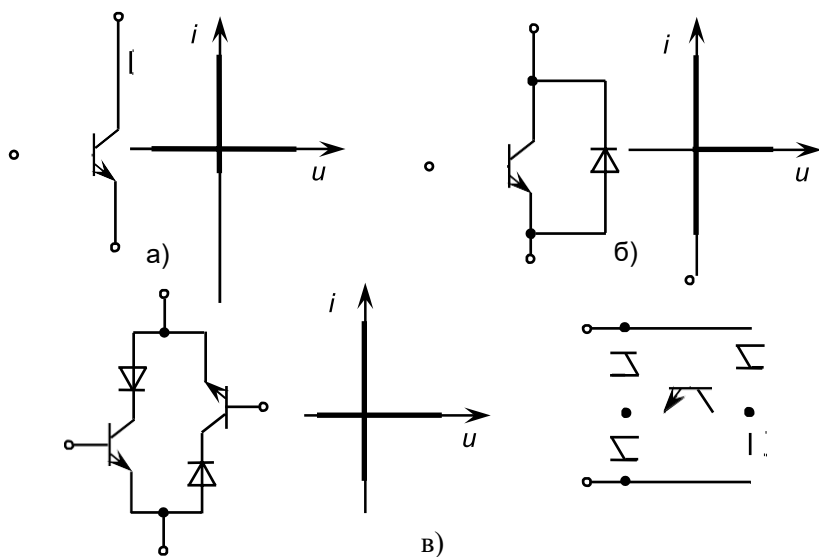
Для покращення техніко-економічних показників силових електронних пристроїв (перетворювачів, регуляторів та ін.) широко використовується інтеграція силових ключів, з'єднаних, як правило, за типовими, розповсюдженими схемами. Інтегровані окремі прилади в одному, зазвичай, пластмасовому корпусі, з тепловідвідною основою називають **модулем**. При цьому металічна основа для відводу тепла відокремлюється від струмопровідних елементів спеціальним електроізоляційним шаром. Цей шар, з одного боку забезпечує необхідну електричну ізоляцію інтегрованих елементів, а з іншого – добру теплопровідність між струмопровідними елементами та металічною основою для відводу тепла з модуля. Схеми з'єднання силових елементів у модулях відповідають типовим схемам перетворення параметрів електричної енергії (наприклад, однофазні та трифазні мостові схеми випрямлячів та інверторів, схеми двотактних ключових регуляторів та ін.). На рис. 2.57 зображені типові принципіальні схеми діодних, тиристорних і діодно-тиристорних модулів



діодні (а), тиристорні (б) та діодно-тиристорні (в)  
 Рисунок. 2.57 – Приклади схем силових модулів:

Аналогічні схеми використовуються також у транзисторних модулях. На основі послідовного та паралельного з'єднання транзисторів створюються модулі ключів з двонаправленою провідністю струму, здатних витримати як зворотну, так і пряму напругу в закритому стані для кола постійного та змінного струму – рис. 2.58.

Створення широкої гами модулів значно зменшує витрати на розробку та виготовлення силових електронних пристроїв. Слід зазначити, що більшість силових транзисторів є модулями з паралельним з'єднанням безкорпусних одиночних транзисторів. Особливо широко така інтеграція використовується при створенні силових МОП-ПТ та МОП-БТ (БТІЗ).



однопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (а); двопровідний ключ, що не блокує зворотну напругу (б); двопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (в)

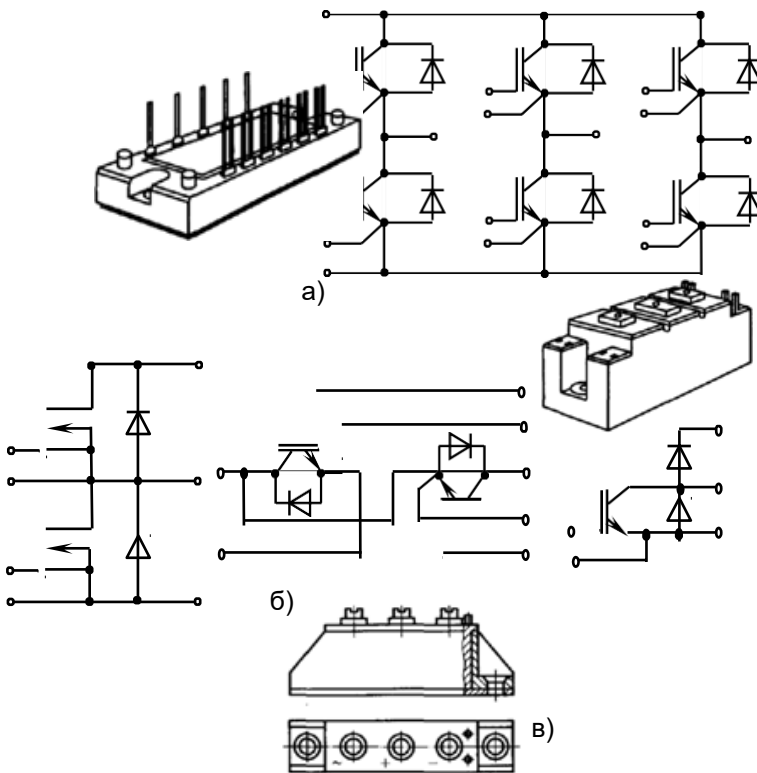
Рисунок. 2.58 – Ідеальні ВАХ силових модулів:

Конструктивно силові модулі, як правило, виготовляються у корпусах, призначених для поверхневого монтажу (рис. 2.59).

Розвиток високих технологій в області силовій електроніки призвів у кінці 1980-х рр. до створення нової елементної бази, що отримала назву

«розумні силові інтегральні схеми» (англ. Smart Power Integrated Circuits) або «інтелектуальні силові інтегральні схеми» (ICIC). За сутністю ICIC є електронними модулями, що об'єднують в одному кристалі (або корпусі) як силові електронні компоненти, наприклад, силові транзистори, так і схеми керування, захисту, діагностики стану модуля, а також різні інтерфейси. Останні дозволяють забезпечити функціонування модуля в системі з врахуванням обміну інформації та контролю більш високого рівня. ICIC можна визначити як прилад, функціонально та конструктивно об'єднуючий елементи силової та інформаційної електроніки на основі високих технологій їх інтеграції. На рис. 2.60 в якості прикладу наведено інтегральну схему МОН-ключа серії PROFET фірми Infineon Technologies AG.

У цій інтегральній схемі силовий ключ з'єднаний з функціональними вузлами та елементами керування та захисту.



трифазний транзисторний модуль (а);  
двоключовий транзисторний модуль (б); тиристорний модуль (в)  
Рисунок. 2.59 – Конструктивне виконання силових модулів

Модулі ICIC можуть створюватись як на одному кристалі, так і за допомогою об'єднання елементів в одному корпусі за гібридною технологією. Монокристалні ICIC, виконані на одному кристалі, мають більш складну технологію виготовлення в порівнянні з гібридними модулями. Однак монокристалні ICIC більш компактні та надійні.

Основою монокристалних ICIC стали МОН-структури. Як силові ключі у таких модулях отримали розповсюдження силові МОН-ПТ і біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ). Основною перевагою ключів цього типу є мала потужність керування та висока робоча частота. На основі МОН технологій, що забезпечують високу густину інтеграції елементів у кристалі. Наприклад, за рахунок подвійної дифузії, в кристалі реалізуються логічні схеми та аналогові схеми керування. У найбільш загальному випадку модуль ICIC вмикається між джерелом живлення та навантаженням з характерними функціональними елементами.

Функціональні вузли керування, зокрема логічні схеми, генератори імпульсів, компаратори та інші, зазвичай мають гальванічну розв'язку від силового кола ключів. Така розв'язка часто необхідна для нормального функціонування системи з ICIC, бо їхні вихідні кола зв'язані з силовою частиною об'єкту керування, наприклад, асинхронним двигуном. У той самий час кола керування ICIC є низьковольтними та мало- потужними схемами з розгалуженою топологією та недопустимим впливом малопотужних перешкод з боку силових кіл. У якості гальванічної розв'язки зазвичай використовують трансформаторну або опто- електронну розв'язку.

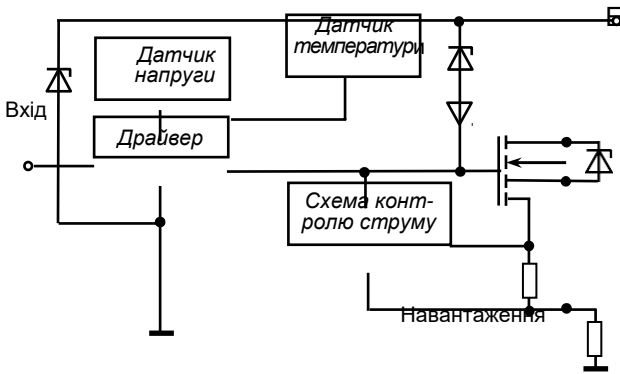


Рисунок. 2.60 – Блок-схема ICIC MOH-ключасерії PROFET фірми Infineon Technologies AG