

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ПОЛІСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Гончаренко Ю.П.  
Денисюк А.Ю.  
Соколовський О.Ф.  
Полещук І.І.

**ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**  
**НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК**

**ЧАСТИНА 1**

**КОМПОНЕНТНА БАЗА**

Житомир

2025

*Затверджено Вченою радою Поліського національного університету як навчальний посібник для здобувачів освітнього ступеня бакалавра галузей знань 14 «Електрична інженерія»*

*Гриф надано Вченою Радою Поліського національного університету(протокол №7 від 26.02.2025)*

УДК 621.317.08

Е-50

Рецензенти: Пількевич Ігор Анатолійович, д-р. техн. наук, професор, Житомирський військовий інститут  
Дубина Олександр Федорович, канд. техн. наук, доцент, Державний університет “Житомирська політехніка”  
Журавльов Валерій Пилипович, д-р фіз.- мат. наук, професор, Поліський національний університет

Автори: Гончаренко Юрій Павлович, канд. техн. наук, доц.  
Денисюк Анатолій Юрійович, канд. техн. наук, доц.  
Соколовський Олег Феліксович, канд. техн. наук, доц.  
та інші

Е-50

**Електроніка та мікросхемотехніка. Частина 1. Компонентна база.:** навч. посібник для студентів, галузі знань 14 «Електрична інженерія» / Ю. П. Гончаренко, А. Ю. Денисюк, О.Ф. Соколовський та ін. Житомир : Поліський нац. університет, 2025. 208 с

Навчальний посібник підготовлено відповідно до освітніх навчальних програм бакалаврів галузей знань 14 «Електрична інженерія» за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», а також навчального курсу «Електроніка та мікросхемотехніка». В посібнику розглянуто компонентна база радіоелектронної апаратури, а саме: пасивні елементи електронних схем, активні елементи електронних схем та елементи оптоелектроніки.

Для студентів, бакалаврів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», фахівців даної галузі.

© Ю. П. Гончаренко,  
© А.Ю. Денисюк,  
© О.Ф. Соколовський,  
© І.І. Полещук,  
© Поліський національний університет, 2025

## ЗМІСТ

<b>Список умовних скорочень</b> .....	5
<b>Основні позначення</b> .....	6
<b>Вступ</b> .....	10
<b>Частина 1. Компонентна база радіоелектронної апаратури</b> .....	12
<b>Розділ 1.1. Пасивні елементи електронних схем</b> .....	12
1.1.1. Класифікація та характеристика електричних кіл й електричних приладів.....	12
1.1.2. Провідникові матеріали.....	13
1.1.3. Резистори.....	15
1.1.4. Діелектричні матеріали.....	25
1.1.5. Конденсатори.....	28
1.1.6. Котушки індуктивності та дроселі.....	38
1.1.7. Трансформатори радіоелектронної апаратури.....	45
1.1.8. Напівпровідникові матеріали.....	51
1.1.9. Напівпровідникові резистори.....	57
1.1.10. Будова та принцип дії напівпровідникового діода.....	65
1.1.11. Напівпровідникові діоди в схемах випрямлення змінного струму.....	74
1.1.12. Напівпровідникові діоди для стабілізації напруги.....	85
1.1.13. Амплітудні обмежувачі електричних сигналів та фіксатори рівнів на напівпровідникових діодах.....	91
1.1.14. Спеціальні типи напівпровідникових діодів.....	101
<b>Розділ 1.2. Активні елементи електронних схем</b> .....	109
1.2.1. Біполярні транзистори.....	109
1.2.2. Польові транзистори.....	143
1.2.3. Тиристори.....	160
1.2.4. Напівпровідникові компоненти спеціального призначення.....	166
<b>Розділ 1.3. Елементи оптоелектроніки</b> .....	174
1.3.1. Загальні відомості про оптоелектроніку.....	174
1.3.2. Керовані джерела світла.....	177
1.3.3. Фотоприймачі.....	178
1.3.4. Світловоди.....	182
1.3.5. Оптрони.....	185
1.3.6. Напівпровідникові індикатори.....	189
1.3.7. Рідинно-кристалічні індикатори.....	191
<b>Список літератури</b> .....	204
<b>Предметний покажчик</b> .....	205

# СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

## Частина 1

АЕП	– аналоговий електронний пристрій
АП	– активний прилад
АХ	– амплітудна характеристика
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
БТІЗ	– біполярний транзистор з ізольованим затвором
ВАХ	– вольт-амперна характеристика
ВЧ	– висока частота
ДВЧ	– дросель високої частоти
ДЖ	– джерела живлення
ДС	– джерело сигналу
ЕВЛ	– електровакуумна лампа
ЕЗ	– елемент зв'язку
ЕРС	– електрорушійна сила
ЗЗ	– зворотний зв'язок
ЗП	– зворотний перетворювач
ІМС	– інтегральні мікросхеми
КК	– кінцевий каскад
ККД	– коефіцієнт корисної дії
ЛАЧХ	– логарифмічна амплітудно-частотна характеристика
ЛФЧХ	– логарифмічна фазо-частотна характеристика
МЕК	– Міжнародна електротехнічна комісія
Н	– навантаження
НВЧ	– надвисока частота
НЧ	– низька частота
ОПФ	– операторна передаточна функція
ПЕ	– підсилювальний елемент
ПЗС	– підсилювач змінного струму
ПЗЧ	– підсилювач звукової частоти
ПкП	– передкінцевий підсилювач
ПП	– попередній підсилювач
ПпК	– попередній каскад
ППС	– підсилювач постійного струму
ППт	– підсилювач потужності
ППЧ	– підсилювач проміжної частоти
ПрК	– проміжний каскад
ПРЧ	– підсилювач радіочастот
ПХ	– перехідна характеристика
РЕА	– радіоелектронна апаратура
СФ	– смуговий фільтр
ТПР	– точка початкового режиму
УГЗ	– умовне графічне зображення
ФВЧ	– фільтр верхніх частот

ФНЧ	– фільтр нижніх частот
ФЧХ	– фазо-частотна характеристика
ЦП	– цифровий пристрій

## ОСНОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

### Частина 1

$i, i(t)$	– миттєві значення змінного електричного струму;
$I_m, \dot{I}_m$	– амплітудне та комплексне амплітудне значення гармонічного електричного струму;
$I, \dot{I}$	– діюче та комплексне діюче значення гармонічного електричного струму;
$u, u(t)$	– миттєві значення змінної електричної напруги;
$U_m, \dot{U}_m$	– амплітудне та комплексне амплітудне значення гармонічної електричної напруги;
$U, \dot{U}$	– діюче та комплексне діюче значення гармонічної електричної напруги;
$\phi$	– потенціал;
$R$	– омичний опір постійному струму;
$r$	– активний опір змінному струму;
$R_{\text{диф}}$	– диференціальний опір змінному струму;
$Z$	– комплексний опір;
$z$	– модуль комплексного опору;
$\phi_Z$	– аргумент комплексного опору;
$I_0, U_0$	– постійні початкові струм та напруга;
$\Delta U, \Delta I$	– прирости змінних напруги та струму;
$Z_{\text{ВХ}}$	– комплексний вхідний опір підсилювача електричних сигналів;
$R_{\text{ВХ}}$	– вхідний опір підсилювача електричних сигналів;
$Z_{\text{ВИХ}}$	– комплексний вихідний опір підсилювача електричних сигналів;
$R_{\text{ВИХ}}$	– вихідний опір підсилювача електричних сигналів;
$P_0$	– потужність, що споживається підсилювачем електричних сигналів від джерела постійної електрорушійної сили;
$P_{\text{ВХ}}$	– потужність електричного сигналу на вході підсилювача;
$P_{\text{ВИХ}}$	– потужність електричного сигналу на виході підсилювача (на навантаженні);
$P_T$	– частина потужності, що споживається підсилювачем електричних сигналів від джерела постійної ЕРС та неминуче витрачається на нагрівання активних приладіві пасивних електрорадіокомпонентів, що знижує коефіцієнт корисної дії (ККД) $\eta$ ;

$\eta$	– коефіцієнт корисної дії (ККД) підсилювача електричних сигналів;
$K_U$	– коефіцієнт підсилення напруги підсилювача електричних сигналів;
$K_I$	– коефіцієнт підсилення струму підсилювача електричних сигналів;
$K_P$	– коефіцієнт підсилення потужності підсилювача електричних сигналів;
$K_{U\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення напруги підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$K_{I\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення струму підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$K_{P\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення потужності підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$\Pi_{0,7}$	– діапазон робочих частот підсилювача електричних сигналів;
$f_H$	– нижня гранична частота амплітудно-частотної характеристики підсилювача електричних сигналів;
$f_B$	– верхня гранична частота амплітудно-частотної характеристики підсилювача електричних сигналів;
$f_0$	– середня частота робочого діапазону підсилювача електричних сигналів;
$D$	– динамічний діапазон аналогового електронного пристрою;
$H\%$	– відносне відхилення модуля коефіцієнта підсилення підсилювача електричних сигналів у діапазоні робочих частот;
$\Delta K_{\text{max}}$	– максимальне відхилення модуля коефіцієнта підсилення від його середнього значення;
$K_{\text{max}}, K_{\text{min}}$	– максимальне й мінімальне значення модуля коефіцієнта підсилення в діапазоні робочих частот відповідно;
$K_{\text{НС}}$	– коефіцієнт нелінійних спотворень;
$K_{\Gamma}$	– коефіцієнт гармонік;
$K_{\text{Ш}}$	– коефіцієнт шуму;
$\theta$	– кут відсічки – набіг фази, що відповідає інтервалу часу, протягом якого через активний електронний прилад протікає струм керування;
$M_B$	– коефіцієнт частотних спотворень;
$I_{B0}$	– керований початковий постійний струм бази біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{K0}$	– керований початковий постійний струм колектора біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{E0}$	– керований початковий постійний струм емітера біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{\text{КБ ЗВОР}}$	– некерований, залежний від температури, постійний зворотний струм закритого переходу колектор-база біполярного транзистора;

$I_{ЕБ\text{ ЗВОР}}$	– некерований, залежний від температури, постійний зворотний струм закритого переходу емітер-база біполярного транзистора;
$U_{БЕ0}$	– постійна початкова напруга на переході база-емітер біполярного транзистора в режимі спокою;
$U_{КБ0}$	– постійна початкова напруга на переході колектор-база біполярного транзистора в режимі спокою;
$U_{КЕ0}$	– постійна початкова напруга між колектором та емітером біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{C0}$	– керований постійний струм стоку польового транзистора в режимі спокою;
$U_{ЗВ0}$	– постійна початкова напруга між затвором та витокком польового транзистора в режимі спокою;
$U_{СВ0}$	– постійна початкова напруга між затвором та витокком польового транзистора в режимі спокою;
$S_i$	– коефіцієнт температурної нестабільності;
$\beta \approx h_{21E} \gg 1$	– коефіцієнти передачі постійного ( $\beta$ ) та змінного ( $h_{21E}$ ) струмів бази в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером (коефіцієнти підсилення постійного та змінного струмів біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером);
$\alpha \approx h_{21A} < 1$	– коефіцієнти передачі постійного ( $\alpha$ ) та змінного ( $h_{21B}$ ) струмів емітера в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою;
$n$	– коефіцієнт трансформації;
$K_{ОП}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку в області середніх частот;
$Z_{ВХ\text{ ОП}},$ $R_{ВХ\text{ ОП}}$	– комплексний та омичний входні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$Z_{ВИХ\text{ ОП}},$ $R_{ВИХ\text{ ОП}}$	– комплексний та омичний вихідні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$R_{ВХ\text{ ОП\ ДИФ}},$ $R_{ВХ\text{ ОП\ СФ}}$	– омичні входні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку відповідно до диференціального та синфазного сигналів між його входами;
$K_{ПОСЛ\text{ СФ}}$	– коефіцієнт послаблення синфазного сигналу;
$K_{U\text{ НЗЗ\ ПР}}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$K_{U\text{ НЗЗ\ ІНВ}}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;
$Z_{ВХ\text{ НЗЗ\ ПР}}$	– входний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$Z_{ВХ\text{ НЗЗ\ ІНВ}}$	– входний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;

$Z_{\text{ВИХ НЗЗ ПР}}$	– вихідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$Z_{\text{ВИХ НЗЗ ІНВ}}$	– вихідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;
$K_{\text{ОП}}(j\omega),$ $K_{\text{ОП}}(jf)$	– комплексна передаточна функція (комплексний коефіцієнт передачі) операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$/K_{\text{ОП}}(j\omega)/,$ $/K_{\text{ОП}}(jf)/,$ $K_{\text{ОП}}(\omega),$ $K_{\text{ОП}}(f)$	– модуль комплексної передаточної функції (модуль комплексного коефіцієнта передачі) операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$K_{U \text{ НЗЗ }}(j\omega),$ $K_{U \text{ НЗЗ }}(jf)$	– комплексна передаточна функція (комплексний коефіцієнт передачі) операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком;
$/K_{U \text{ НЗЗ }}(j\omega)/,$ $/K_{U \text{ НЗЗ }}(jf)/,$ $K_{U \text{ НЗЗ }}(\omega),$ $K_{U \text{ НЗЗ }}(f)$	– модуль комплексної передаточної функції (модуль комплексного коефіцієнта передачі) операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком;
$\omega_c, f_c$	– кутова та лінійна частоти спряження асимптот логарифмічної амплітудно-частотної характеристики операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$\omega_1, f_1$	– кутова та лінійна частоти одиничного підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку.



## ВСТУП

Перші експерименти з електрикою люди провели в XVII ст. Перша дротяна лінія зв'язку довжиною 50 м випробувана іспанським дослідником Ф. Сальва в 1795 р. Однак історія розвитку електроніки зародилась фактично пізніше з винаходом радіо російським вченим О. С.Поповим 7 травня 1895 р. Уже в 1904 р. було створено першу двохелектродну електронну лампу (діод), а через три роки – трьохелектродну. У перше десятиліття радіо інтенсивно розвивалось, що викликало потребу створення більш досконалих електронних ламп із двома, трьома сітками. У тридцятих роках XX ст. зародились телебачення й радіолокація, що також викликало потребу розвитку електроніки. Перший напівпровідниковий прилад був запропонований у 1926 р. 1948 р. американськими вченими Бардінім та Браттейном створено перший напівпровідниковий транзистор. Із середини XX ст. бурхливо розвивається напівпровідникова техніка, витісняючи зі складу радіотехнічних пристроїв електровакуумні лампи. Цьому сприяли потреби інтенсивного розвитку електронно-обчислювальних машин. У 60-х рр. XX ст. з'явилися інтегральні мікросхеми, що дало можливість створювати електронні вузли з високою щільністю радіоелементів.

Вивчення дисципліни «Комп'ютерна електроніка» базується на знаннях основ вищої математики, фізики й теорії електричних та магнітних кіл. Навчальний посібник призначений для вивчення електроніки та мікросхемотехніки самостійно або під керівництвом викладачів. Проте слід пам'ятати відомий вислів знаменитого А. Ейнштейна, що «Нічому не можна навчити, можна лише навчатися». Навчальна дисципліна «Комп'ютерна електроніка» належить до групи професійно-орієнтованих дисциплін і забезпечує підготовку бакалаврів та інженерів за напрямом «Системна інженерія». Спрощено комп'ютеризована система складається з комп'ютера, ліній інформаційного зв'язку та радіо-електронних пристроїв (рис. В.1).

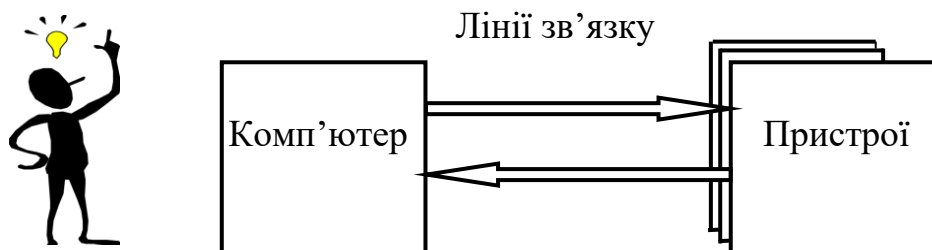


Рис. В.1. Комп'ютеризована система

При експлуатації такої системи роль людини зводиться до використання системи шляхом її контролю й управління за допомогою комп'ютера, що потребує знань та умінь роботи з його програмним забезпеченням; профілактичного обслуговування та ремонту технічних засобів системи, що потребує знання принципів їх дії та будови. Останнє є предметом вивчення дисципліни «Комп'ютерна електроніка».

Усі технічні засоби комп'ютеризованих систем створюються з радіокомпонентів. **Радіокомпонент або електрорадіокомпонент** – це виріб електронної промисловості, призначений для створення радіоелектронних пристроїв шляхом їх електричного

монтажу. Тобто, електрорадіокомпоненти є «будівельними напівфабрикатами» радіоелектронних пристроїв.

**Електроніка** – науково-технічна галузь дослідження законів взаємодії електронів та інших носіїв електричного заряду з електромагнітними полями та створення електронних приладів, у яких ця взаємодія використовується для передавання, оброблення та зберігання інформації. Інакше кажучи, електроніка – це галузь науки й техніки, що розробляє теорію і практику виробництва та використання електронних приладів – електронних ламп, електронно-променевих трубок, напівпровідникових компонентів та інше.

**Мікросхемотехніка** – це розділ електроніки, який присвячений розробці, виробництву та експлуатації мікросхем.

**Мікросхема** – це цілісний конструктивно та функціонально закінчений малогабаритний електронний пристрій із високою щільністю елементів, виготовлений за високоточними технологіями в єдиному технологічному циклі. Вона може містити сотні тисяч і більше радіокомпонентів.

Отже, навчальна дисципліна «Електроніка та мікросхемотехніка» передбачає вивчення принципів дії і побудови електронних приладів та простіших електронних пристроїв на їх базі.

Компоненти радіоелектронної апаратури (РЕА) можна поділити на два класи:

1. Пасивні елементи, які функціонують без додаткових джерел напруги живлення й не збільшують енергії вхідних електричних сигналів. До них належать резистори ( $R$ ), конденсатори ( $C$ ), котушки індуктивності ( $L$ ), діоди ( $VD$ ) та інші.

2. Активні радіокомпоненти – це компоненти, для функціонування яких потрібне зовнішнє джерело напруги живлення. Вони здатні підсилювати електричні сигнали. Активні елементи – це різноманітні електронні прилади, що відрізняються принципом дії, призначенням та конструкцією. До них належать: електровакуумні прилади, газорозрядні прилади, напівпровідникові прилади, інтегральні мікросхеми.

# Частина 1

## КОМПОНЕНТНА БАЗА РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

### Розділ 1.1. ПАСИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

#### 1.1.1. Класифікація та характеристика електричних кіл й електричних приладів

**Електрорадіокомпоненти**(радіокомпоненти, компоненти) – це вироби електронної промисловості, призначені для створення радіоелектронних пристроїв шляхом їх електричного монтажу.

**Електричне коло** – це електричне з'єднання пасивних та активних електрорадіокомпонентів (компонентів) між собою.

*Пасивні компоненти* (конденсатори, резистори, котушки індуктивності, трансформатори, перемикачі, тумблери, провідники, тощо) використовуються для розподілу електричної енергії в електричних колах, а також для забезпечення необхідного режиму роботи активних приладів. Особливістю пасивних компонентів, які функціонують без додаткових джерел живлення (напруги, струму), є здатність споживати та розсіювати електричну енергію. Вони не можуть збільшувати енергію вхідних сигналів. Для кіл із пасивних компонентів є характерною нерівність

$$\hat{E}_{\delta} = \frac{D_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{D_{A\hat{O}}} < 1. \quad (1.1.1)$$

*Активні компоненти* дозволяють здійснювати: випрямлення, підсилення, генерацію незатухаючих коливань (гармонічних, імпульсних, пілкоподібних) перетворення їх частот та інші активні процеси. До активних також відносять джерела напруги, струму та сигналів. Для кіл з активних компонентів є характерною нерівність

$$\hat{E}_{\delta} = \frac{D_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{D_{A\hat{O}}} > 1. \quad (1.1.2)$$

Електрорадіокомпоненти класифікують:

за призначенням:

спеціального призначення;

широкого використання (загального призначення);

за фізичними властивостями, на яких ґрунтується принцип дії:

електроперетворювальні;

електросвітлові;

фотоелектричні;

термоелектричні;

акустоелектричні;

механікоелектричні;

за видом робочого середовища:

вакуумні;  
 газорозрядні;  
 твердотілі;  
 рідинні (хімотронні) (процеси в електролітах);  
 за конструктивним виконанням (конструктивно-технологічними ознаками):  
 дискретні;  
 інтегральні.

Зображення електричного кола у вигляді сукупності умовних графічних зображень (УГЗ) окремих електрорадіокомпонентів називається **електричною схемою**.

### 1.1.2. Провідникові матеріали

**Провідникові матеріали** (провідники) – це речовини, які містять велику кількість вільних електричних зарядів, завдяки чому для них є характерною значна електропровідність. Вони здатні забезпечити протікання електричного струму, при прикладанні до них зовнішньої електричної напруги.

До провідників належать:  
 метали та їх сплави;  
 деякі з'єднання вуглецю;  
 електроліти (розчини);  
 іонізовані гази.

*Основними параметрами провідникових матеріалів є:*

1. Питомий об'ємний опір,  $\rho$  – це опір електричному струму провідником довжиною  $l = 1 \text{ м}$  з площею поперечного перерізу  $S = 1 \text{ мм}^2$

$$\rho = R \cdot \frac{S}{l}. \quad (1.1.3)$$

Має розмірність: ом помножений на міліметр квадратний ( $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$  або  $\text{мкОм} \cdot \text{м}$ ).

2. Температурний коефіцієнт питомого опору,  $TK_\rho$  – це величина, яка визначає відносну зміну питомого опору провідника при зміні його температури на  $1 \text{ К}$  або  $1^\circ\text{С}$  від номінального значення  $293 \text{ К}$  або  $20^\circ\text{С}$

$$TK_\rho = \frac{d\rho}{dT \cdot \rho_0}. \quad (1.1.4)$$

Має розмірність  $\text{К}^{-1}$ ,  $1/^\circ\text{С}$ .

3. Середнє значення температурного коефіцієнта питомого опору ( $\alpha_\rho$ ) в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності питомого опору від температури, можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_{\rho} = \frac{\Delta\rho}{\Delta T \cdot \rho_0} = \frac{\rho - \rho_0}{(T - T_0) \cdot \rho_0}. \quad (1.1.5)$$

4. Допустима щільність струму,  $J$  визначається величиною струму  $I$ , який протікаючи через площу поперечного перерізу провідника  $S$ , не змінює його температуру вище допустимого значення

$$J = \frac{I}{S}. \quad (1.1.6)$$

Має розмірність: ампер поділений на міліметр квадратний ( $A/mm^2$ ).

Провідникові матеріали, які використовуються в РЕА, поділяють на три групи:

- матеріали високої провідності;
- матеріали високого опору;
- матеріали спеціального призначення.

### **1.1.2.1. Матеріали високої провідності**

*Матеріали високої провідності* – це провідникові матеріали, питомий опір яких за нормальної температури не перевищує  $0,06 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ .

До них належать:

мідь ( $0,017 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); алюміній ( $0,028 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); цинк ( $0,059 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); олово ( $0,12 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); срібло ( $0,016 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); золото ( $0,024 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ); платина ( $0,105 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ).

Із матеріалів високої провідності виготовляють проводи та радіокабелі. Вони призначені для з'єднання радіокомпонентів, передачі електричних сигналів та під'єднання радіоелектронних пристроїв до джерел живлення. При цьому поперечний переріз провідників вибирають за умови забезпечення щільності постійного струму не більше  $1,5 \div 5 \text{ А/мм}^2$ .

### **1.1.2.2. Матеріали високого опору**

*Матеріали високого опору* – це провідникові матеріали, питомий опір яких знаходиться в межах від  $0,48$  до  $1,2 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ .

До них належать:

манганін:  $Cu(85\%) + Mn(12\%) + Ni(3\%)$ ;  $\rho = 0,48 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ;

константан:  $Cu(60\%) + Ni(40\%)$ ;  $\rho = 0,5 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ;

ніхром:  $Ni(55\%) + Cr(15\%) + Fe(30\%)$ ;  $\rho = 1,2 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ .

Використовуються для виготовлення нагрівальних елементів, рухомих електричних контактів та дротяних резисторів. Допустима щільність струму високоомних провідників для електронагрівальних приладів становить від  $6$  до  $50 \text{ А/мм}^2$ .

### 1.1.2.3. Матеріали спеціального призначення

Матеріали спеціального призначення – це тугоплавкі та хімічно стійкі метали, припої, резистивні та вуглецеві матеріали.

До тугоплавких металів належать вольфрам, молібден, титан.

Хімічно стійким металом є нікель.

Припої – це сплави, які використовуються для з'єднання металевих виробів при цьому поверхню останніх підігривають.

Припої поділяються на дві групи:

м'які – з температурою плавлення нижче  $300^{\circ}\text{C}$ ;

тверді – з температурою плавлення вище  $300^{\circ}\text{C}$ .

У радіомонтажній практиці використовують м'які припої. Маркування припою визначається складом металів, які містяться в ньому.

Перша літера П – ознака припою. Далі слідує літери, які є скороченнями металів, які містяться в припої: О – олово, С – свинець, Су – сурма, Ср – срібло, Зл – золото тощо. Число вказує на відсотки вмісту основного металу.

Приклад: ПОС-90: припой, який містить 90% олова та 10% свинцю.

Резистивні матеріали виготовляються на кремнієвій основі й використовуються для побудови плівок високого опору в плівкових інтегральних мікросхемах.

Вуглецеві матеріали являють собою різноманітні модифікації вуглецю, таких як графіт, піролітичне вугілля, сажа тощо.

Отже, основні властивості електрорадіокомпонентів значною мірою залежать від властивостей матеріалів, із яких вони виготовлені.

### 1.1.3. Резистори

#### 1.1.3.1. Загальна характеристика та класифікація резисторів

Резисторами – (англ. *resistor*, лат. *resisto* – опираюся) називаються пасивні радіокомпоненти, які призначені для створення в електричному колі заданого активного опору протіканню електричного струму в певному робочому діапазоні напруг та частот.

Призначення резисторів:

утворення електричного кола для протікання електричного струму із заданим опором, з метою перерозподілу електричної енергії (потужності) між його елементами (у резисторі електричне поле зовнішнього джерела напруги виконує роботу з перетворення електричної енергії в теплову);

обмеження електричного струму в колі;

утворення подільників електричних напруги та струму (рис. 1.1.1);

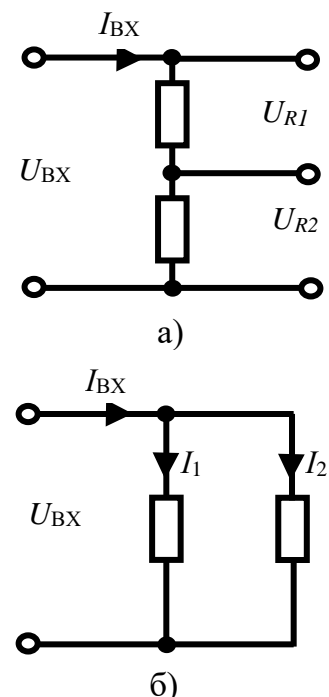


Рис. 1.1.1. Подільники:  
а) напруги; б) струму

створення частотно-вибіркових та часозадаючих кіл разом із реактивними радіокомпонентами (конденсаторами та котушками індуктивності).

Порядок розрахунку коефіцієнтів передачі:

подільника напруги:

$$K_{UR1} = \frac{U_{R1}}{U_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{I_{\hat{a}\hat{o}} \cdot R1}{I_{\hat{a}\hat{o}} \cdot (R1 + R2)} = \frac{R1}{R1 + R2};$$

$$K_{UR2} = \frac{U_{R2}}{U_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{I_{\hat{a}\hat{o}} \cdot R2}{I_{\hat{a}\hat{o}} \cdot (R1 + R2)} = \frac{R2}{R1 + R2};$$

подільника струму:

$$K_{IR1} = \frac{I_1}{I_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{R1}}{\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}} = \frac{R2}{R1 + R2}; \quad K_{IR2} = \frac{I_2}{I_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{R2}}{\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}} = \frac{R1}{R1 + R2}.$$

Розрізняють такі види з'єднань резисторів в електричних колах (рис. 1.1.2):

послідовне (рис. 1.1.2, а);

паралельне (рис. 1.1.2, б);

мішане (рис. 1.1.2, в).

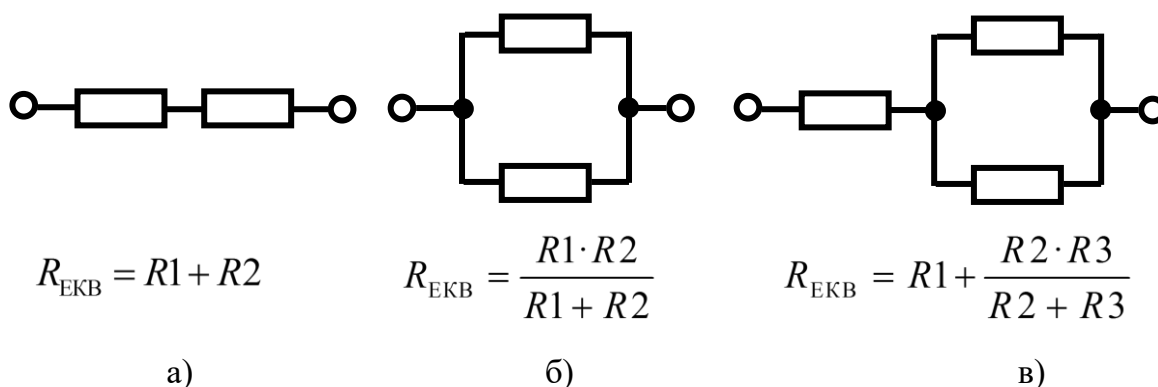


Рис. 1.1.2. Види з'єднань резисторів:  
а) послідовне; б) паралельне; в) мішане

Конструктивно резистор являє собою діелектричну тверду основу, на яку нанесений шар високоомного провідника струму (рис. 1.1.3).

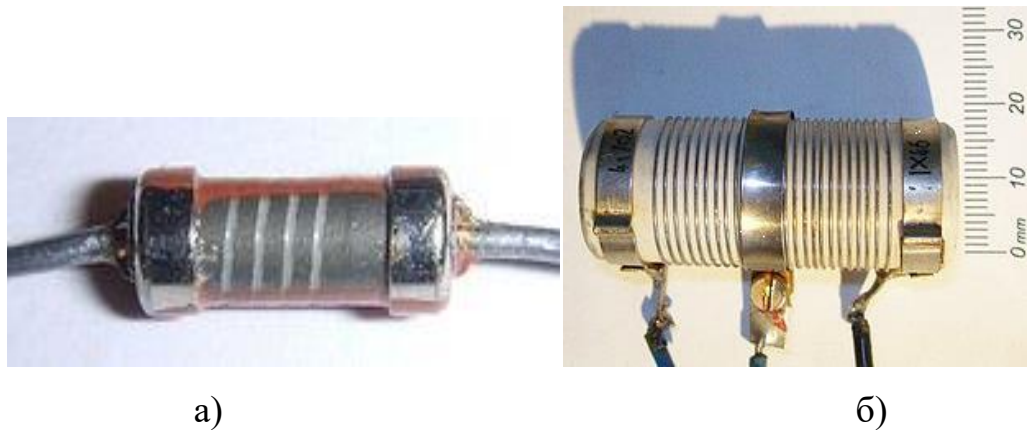


Рис. 1.1.3. Резистори:  
а) вугільний плівковий (недротяний); б) змінний дротяний

Залежно від матеріалу резистивного шару розрізняють:

недротяні резистори, у яких резистивний елемент являє собою плівку або об'ємні композиції з високим питомим опором (вуглецеві, борно-вуглецеві, напівпровідникові, металокерамічні композиції – кермети тощо) (рис. 1.1.3, а);

дротяні резистори, у яких резистивним елементом є високоомний дріт (константан, ніхром, нікелін тощо) (рис. 1.1.3, б).

Залежно від характеру опору резистори поділяють:

напостійні резистори, значення опору яких фіксоване й не змінюється: вигляд (рис.1.1.3, а), УГЗ (рис. 1.1.5, а);

змінні регульовальні, призначені для постійного регулювання опору або параметрів схеми: вигляд (див. рис. 1.1.3, б), УГЗ (рис. 1.1.5, б);

змінні підстроювальні, призначені для періодичної зміни й фіксації опору: вигляд (рис. 1.1.4), УГЗ (рис. 1.1.5, в).

Змінні резистори конструктивно виконують з колоподібним (рис. 1.1.6, а) або лінійним (рис. 1.1.6, б) переміщенням рухомого контакту.

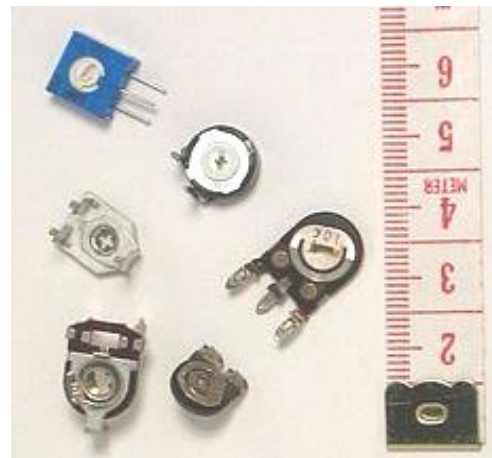


Рис. 1.1.4. Підстроювальні резистори для друкованого монтажу



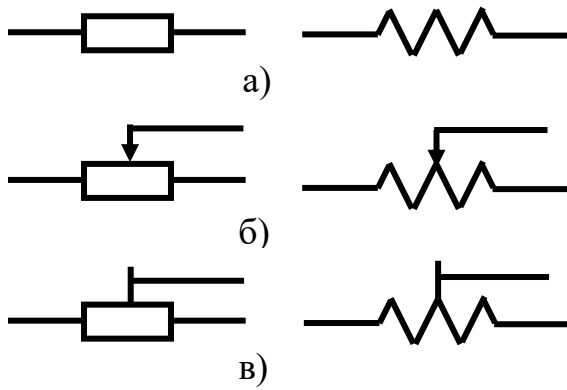


Рис. 1.1.5. Вітчизняні та закордонні умовні графічні зображення резисторів:  
 а) постійних; б) змінних регульовальних; в) змінних підстроювальних

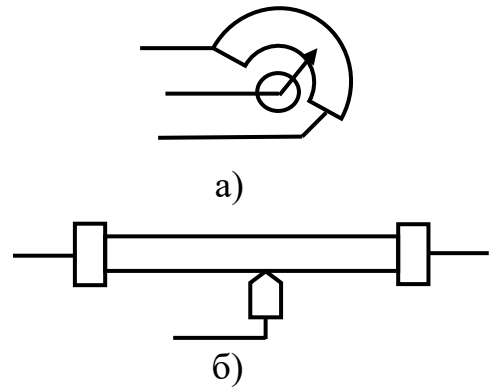


Рис. 1.1.6. Будова змінних регульовальних та змінних підстроювальних резисторів з колоподібним (а) і лінійним (б) переміщення рухомого контакту

За видом вольт-амперної характеристики (ВАХ) (залежності величини струму, що протікає через резистор, від прикладеної до нього напруги) розрізняють лінійні (характеризується лінійною ВАХ) та нелінійні (характеризується нелінійною ВАХ) резистори.

За ступенем захисту резистивного елемента від дії вологи зовнішнього середовища резистори поділяються на незахищені (неізольовані), лаковані, опресовані, герметизовані, вакуумні.

За областю використання резистори поділяються на резистори загального призначення та резистори спеціального призначення – високоомні, високовольтні, високочастотні, прецизійні (високоточні).

За способом монтажу розрізняють резистори:

для навісного монтажу (див. рис. 1.1.3, а, б), (рис. 1.1.7, а);

для друкованого монтажу (див. рис. 1.1.4), (рис. 1.1.7, б);

для поверхневого монтажу (*SMD – Surface Mounting Details*) (рис. 1.1.7, в);

резистори для мікросхем та мікромодулів (мікробірок).

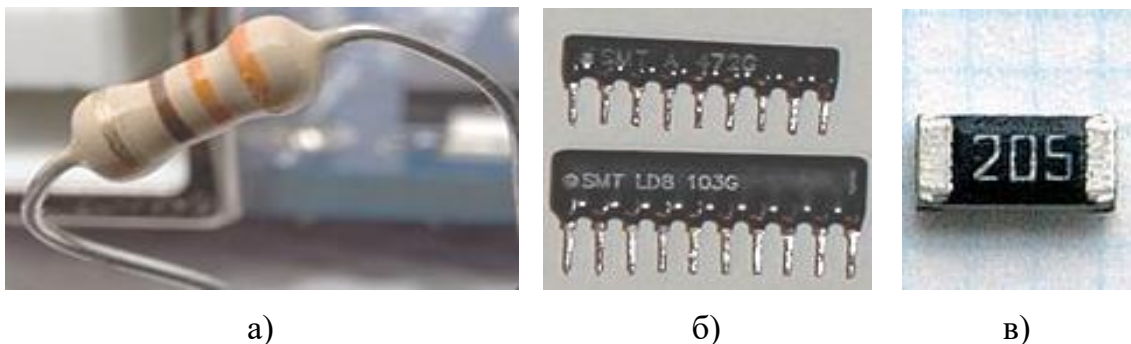


Рис. 1.1.7. Резистори:  
 а) для навісного монтажу; б) для друкованого монтажу;  
 в) для поверхневого монтажу (*SMD*)

### 1.1.3.2. Параметри та характеристики резисторів

Для оцінювання властивостей резисторів використовуються такі параметри:

– основні:

номінальний опір;

номінальна потужність розсіювання;

– додаткові:

температурний коефіцієнт опору;

допустиме відхилення опору від номінального значення;

максимальна (гранична) робоча напруга;

рівень власних шумів;

власна ємність та індуктивність;

діапазон робочих частот;

коефіцієнт напруги;

функціональна залежність (для змінних резисторів).

Номінальний опір резистора,  $R_{\text{НОМ}}$  – це величина опору, яку повинен мати резистор згідно з вимогами технічної документації. Виготовляються резистори з опором від часток ома до одиниць тераомів ( $1 \text{ ТОм} = 10^{12} \text{ Ом}$ ).

Згідно з рекомендаціями Міжнародної електротехнічної комісії (МЕК) номінальні величини опорів стандартизовані рядами переважних чисел. Для постійних резисторів встановлено шість рядів:  $E6$ ,  $E12$ ,  $E24$ ,  $E48$ ,  $E96$ ,  $E192$ , а для змінних три ряди  $E6$ ,  $E12$ ,  $E24$ . Цифра після букви  $E$  вказує кількість номінальних значень у кожному десятковому інтервалі. Ряд  $E_n$  – це числа геометричної прогресії зі знаменником  $q_n = \sqrt[n]{10}$ , де  $n = 6; 12; 24; 48$  і т. д.

Наприклад, для ряду  $E6 \rightarrow q6 = 1,47 \cong 1,5$ , номінальний опір резисторів повинен відповідати числам 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8. Номінальний опір резисторів ряду визначається числом цього ряду, помноженим на  $10^i$  ( $i$  – ціле число), тобто номінальний опір резисторів ряду  $E6$  може набувати значень:  $1 \cdot 10^i \text{ Ом}$ ;  $1,5 \cdot 10^i \text{ Ом}$ ;  $2,2 \cdot 10^i \text{ Ом}$ ;  $3,3 \cdot 10^i \text{ Ом}$ ;  $4,7 \cdot 10^i \text{ Ом}$ ;  $6,8 \cdot 10^i \text{ Ом}$ .

Найпоширеніші ряди переважних чисел  $E6$ ,  $E12$ ,  $E24$  показано в табл. 1.1.1.

Таблиця 1.1.1

Індекс ряду	Позиції ряду	Допустиме відхилення від номінальної величини, %
$E6$	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	$\pm 20$
$E12$	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	$\pm 10$
$E24$	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	$\pm 5$

Повне позначення номінального опору складається з номінального опору (цифра) та позначення одиниці вимірювання.

Наприклад:

- вомах – 1,5 Ом;
- укілоомах – 1 кОм =  $1 \cdot 10^3$  Ом;
- умегаомах – 1 МОм =  $1 \cdot 10^6$  Ом;
- угігаомах – 1 ГОм =  $1 \cdot 10^9$  Ом;
- утераомах – 1 ТОм =  $1 \cdot 10^{12}$  Ом.

Номінальний опір на малогабаритних резисторах вказується скорочено – одиниця вимірювання позначається однією літерою (табл. 1.1.2) на місці коми в числі.

Таблиця 1.1.2

Літера коду маркування	R (Е)	К	М	G (Г)	Т
Одиниця вимірювання	Ом	кОм	МОм	ГОм	ТОм
Значення множника	1	$10^3$	$10^6$	$10^9$	$10^{12}$

Приклад:  $2R7 = 2,7 \hat{\text{н}}$  ;  $4K7 = 4,7 \hat{\text{к}}$  ;  $\hat{\text{І}} 12 = 120 \hat{\text{І}}$  .

Номінальна потужність розсіювання,  $P_{\text{НОМ}}$  – це найбільша потужність, яку резистор може розсіювати у вигляді тепла протягом гарантованого строку служби, при збереженні своїх параметрів у встановлених межах.

Згідно з рекомендаціями МЕК виготовляють постійні резистори з такими значеннями номінальної потужності: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1,0; 2; 5; 8; 10; 16; 25; 50; 75; 100; 160; 250; 500; 1000 ВТ.

Потужність розсіювання залежить від розмірів резистора (площі поверхні) та способу захисту від зовнішнього середовища.

У табл. 1.1.3 надано співвідношення між геометричними розмірами та номінальною потужністю розсіювання резисторів ОМЛТ (опресований металізований лакований теплостійкий).

Таблиця 1.1.3

Потужність	Довжина, мм	Діаметр, мм
0,125	6	2,2
0,25	7	3
0,5	10,2	4,2
1	13	6,6
2	18,5	8,6

Потужність менше 1 ВТ на резисторах не вказується, а визначається за їх геометричними розмірами.

На УГЗ резисторів їх номінальна потужність вказується в середині прямокутника, рис. 1.1.8.

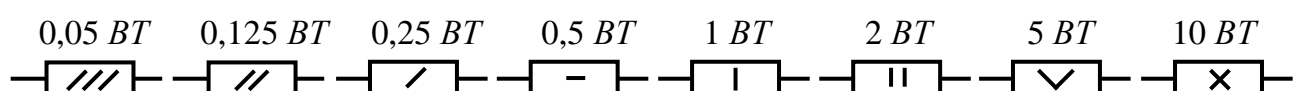


Рис. 1.1.8. Позначення номінальних потужностей резисторів на їх умовних графічних зображеннях

Температурний коефіцієнт опору резистора, ТКО— це величина, яка визначає відносну зміну опору резистора за зміни його температури на  $1K$  або  $1^{\circ}C$  від номінального значення  $293 K$  або  $20^{\circ}C$ .

$$TKO = \frac{dR}{dT \cdot R_H}. \quad (1.1.7)$$

Середнє значення ТКО резистора ( $\alpha_R$ ) в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності номінального опору від температури, можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_R = \frac{\Delta R}{\Delta T \cdot R_H} = \frac{R - R_H}{(T - T_0) \cdot R_H}. \quad (1.1.8)$$

При підвищенні температури опір резисторів залежно від матеріалу провідника може збільшуватися (ТКО  $> 0$ ) або зменшуватися (ТКО  $< 0$ ). Дротяні резистори мають найменші ТКО, тобто найкращу термостабільність ( $0,003 \% < TKO < 0,020 \%$ ).

Допустиме відхилення опору (допуск),  $\delta R$  – це відхилення реальної величини опору резистора від його номінального значення. Величина відхилення вказується на корпусі резистора після значення опору літерами українського або латинського алфавіту згідно з табл. 1.1.4.

Таблиця 1.1.4

Допуск, %	0,1	0,25	0,5	1	2	5	10	20
кирилиця	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В
латинь	B	C	D	F	G	I	K	M

Допустиме відхилення опору не повинне перевищувати половину кроку між сусідніми позиціями номінальних опорів відповідного ряду переважних чисел

$$\delta R = \frac{\Delta R}{R_H} \cdot 100\%, \quad (1.1.9)$$

для ряду  $E6: \delta R \leq 20\%$ ; для ряду  $E12: \delta R \leq 10\%$ ; для ряду  $E24: \delta R \leq 5\%$ .

Гранична робоча напруга,  $U_{\max}$  – це напруга, яка може бути прикладена до резистора без порушення його працездатності

$$U_{\max x} = \sqrt{P_R \cdot R_H}. \quad (1.1.10)$$

Рівень власних шумів резисторів залежить від температури (теплові шуми) та величини прикладеної напруги (струмові шуми). Рівень власних шумів показує величину електрорушійної сили (ЕРС) шуму, віднесена до  $1 V$ , прикладеної до

резистора напруги. За рівнем власних шумів (у смузі частот 60...6000 ГЦ) резистори поділяються на 2 групи:

група А – рівень власних шумів  $\leq 1 \text{ мкВ/В}$  (на вольт прикладеної напруги);

група В – рівень власних шумів  $\leq 5 \text{ мкВ/В}$ .

Власні ємність та індуктивність резистора є розподіленими, паразитними параметрами та визначають роботу резистора на високих частотах. Еквівалентна ємність резистора складається з ємності резистивного елемента та ємності виводів (рис. 1.1.9). Власна індуктивність визначається довжиною резистивного елемента, розмірами каркаса й геометрією виводів.

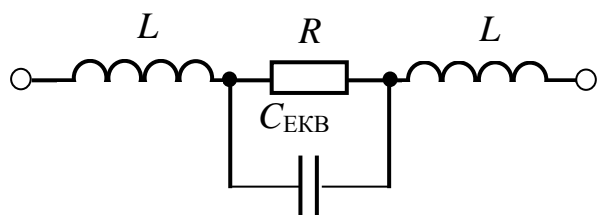


Рис. 1.1.9. Еквівалентна схема заміщення резистора

Діапазон робочих частот (смуга пропускання) визначається частотними властивостями резистора та залежить від його номінального опору та розподілених реактивних паразитних параметрів – власних ємності та індуктивності.

Коефіцієнт напруги,  $K$  характеризує відносну зміну опору резистора при зміні електричної напруги, прикладеної до нього в деяких межах,

$$K = \frac{R_{10} - R_{100}}{R_{10}} \cdot 100\%, \quad (1.1.11)$$

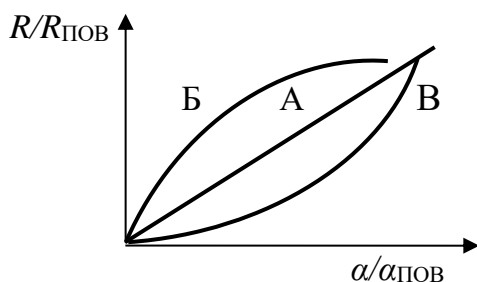


Рис. 1.1.10. Криві регулювання опорів змінних резисторів:  
А – лінійна; Б – логарифмічна;  
В – показникова

де  $R_{10}$ ,  $R_{100}$  – опори резистора за напруги, яка відповідає 10 та 100% його номінальної потужності розсіювання. Значення  $K$  знаходяться в межах від 0,1 до 10%.

Функціональна залежність (крива регулювання) опору змінного резистора показує залежність опору від величини переміщення рухомого контакту резистора (рис. 1.1.10).

### 1.1.3.3. Маркування резисторів

З 1968 р. існувало таке маркування резисторів:

1-й елемент – літера, позначає групу резистора:

С – постійного опору;

СП – змінного опору;

2-й елемент – число, позначає різновид резистора:

1 – недротяні тонкошарові вуглецеві та боровуглецеві;

2 – недротяні тонкошарові металодіелектричні та металооксидні;

3 – недротяні композиційні плівкові;

4 – недротяні композиційні об'ємні;

5 – дротяні;

6 – недротяні тонкошарові металізовані.

1978 р. було введено нову систему скороченого умовного позначення резисторів, яка й досі використовується в Україні:

1-й елемент: літера Р – резистор, а для резисторів, опір яких змінюється, – дві літери. Друга літера вказує фактор, що впливає на величину опору:

РП – резистор змінний (*рос.* – переменный);

РН – резистор нелінійний;

2-й елемент: число, яке позначає групу резисторів за матеріалом резистивного елемента:

1 – недротяні;

2 – дротяні;

3-й елемент позначає реєстраційний номер розробки.

Далі вказується номінальна потужність розсіювання, номінальний опір (в омах, кілоомах чи мегаомах) та допустиме відхилення опору.

*Приклад:* РП1 – 33 Н – 0,25 ВТ – 100 кОм ± 2 % А – резистор змінний, недротяний, розробка № 33Н, номінальна потужність розсіювання 0,25 ВТ, номінальний опір 100 кОм, допуск відхилення опору ± 2%, група А (лінійна крива регулювання).

У теперішній час продовжують бути поширеними резистори з маркуванням, виконаним до 1968 р.

*Недротяні резистори:*

вуглецеві (ВС – вуглецеві вологостійкі; УЛІ – вуглецеві лаковані вимірювальні);

металоплівкові (МЛТ, ОМЛТ – металізовані (опресовані) лаковані, теплостійкі; МГП – металізовані герметизовані прецизійні);

композиційні (ТВО – теплостійкі вологостійкі об'ємні).

*Дротяні резистори:*

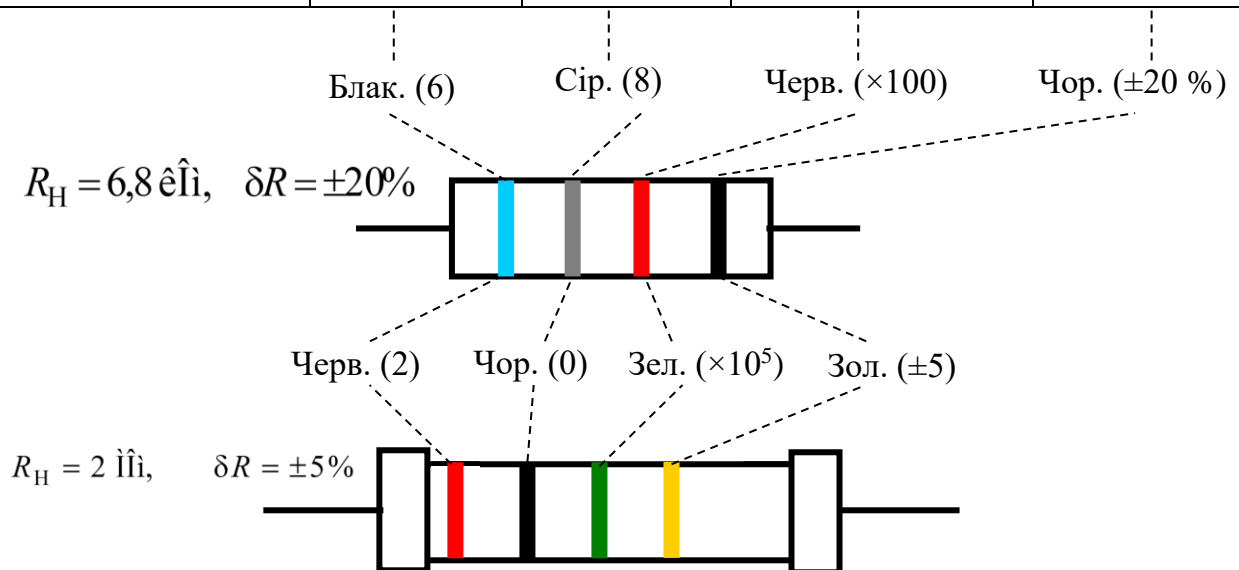
загального призначення (ПЕ – дротяні з емалевим покриттям; ПЕВ – дротяні з емалевим покриттям, вологостійкі; ПЕВР – дротяні з емалевим покриттям, вологостійкі регульовальні);

точні та прецизійні (ПТМН, ПТМК – дротяні точні малогабаритні).

Для маркування малогабаритних резисторів застосовуються кольорові кільця. Відповідність кольорів кілець елементам маркування показано в табл. 1.1.5 та 1.1.6.

Таблиця 1.1.5

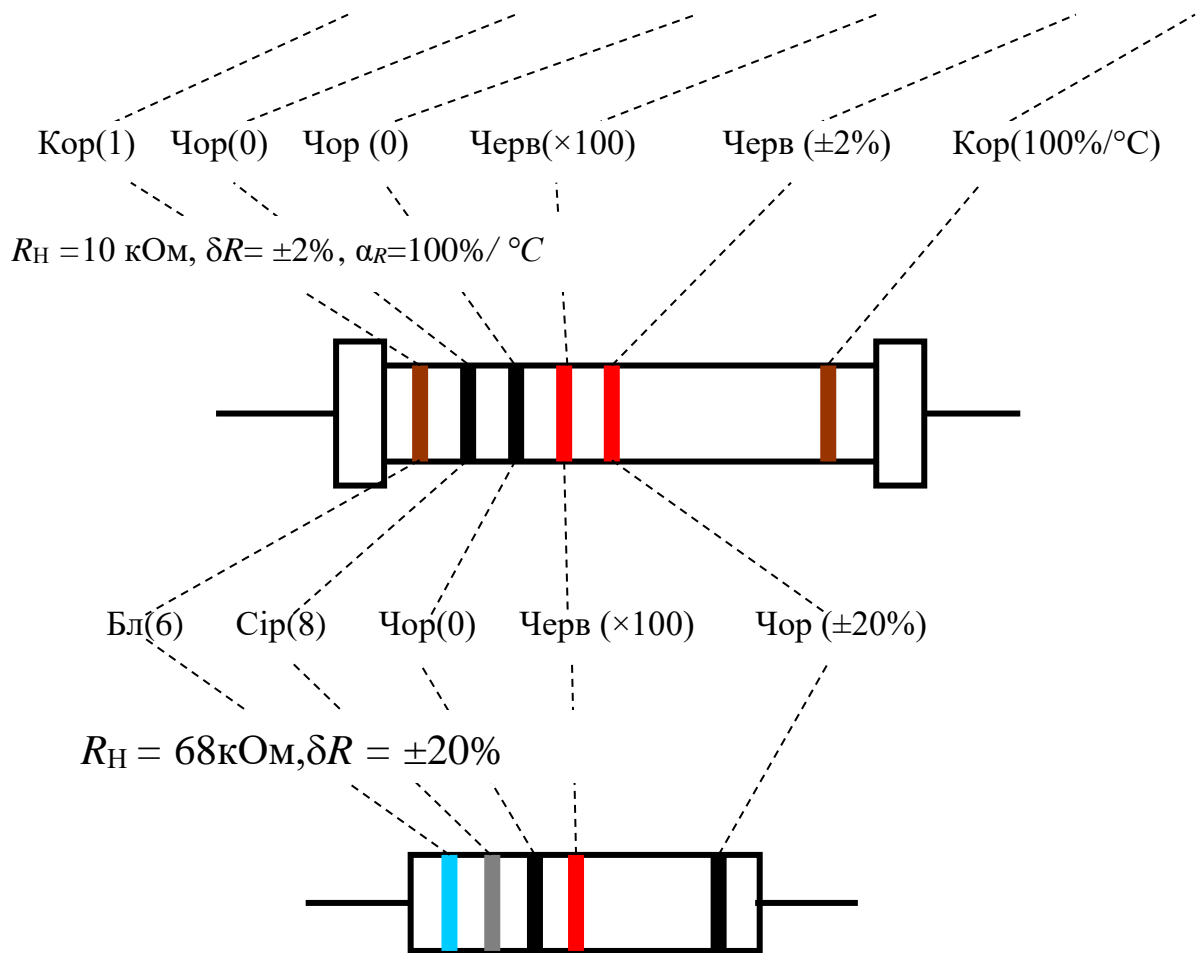
Колір	1-й елемент	2-й елемент	Множник	Допуск(±)
(золотистий)			0,01	5%
(сріблястий)			0,1	10%
(чорний)		0	1	20%
(коричневий)	1	1	10	
(червоний)	2	2	100	
(помаранчевий)	3	3	1000	
(жовтий)	4	4	10000	
(зелений)	5	5	100000	
(блакитний)	6	6	1000000	
(фіолетовий)	7	7	10000000	
(сірий)	8	8	100000000	
(білий)	9	9		



Таблиця 1.1.6

Колір	1-й елемент	2-й елемент	3-й елемент	x множник	Допуск	ТКО %/°С
(золотистий)				0,01	5%	
(сріблястий)				0,1	10%	
(чорний)		0	0	1	20%	
(коричневий)	1	1	1	10	1%	100
(червоний)	2	2	2	100	2%	50
(помаранчевий)	3	3	3	1000		15
(жовтий)	4	4	4	10000		25
(зелений)	5	5	5	100000	0,5%	
(блакитний)	6	6	6		0,25%	10
(фіолетовий)	7	7	7		0,1%	5
(сірий)	8	8	8		0,05%	
(білий)	9	9	9			1





#### 1.1.4. Діелектричні матеріали

Здатність деяких діелектричних матеріалів поляризуватися в зовнішніх змінних електричних полях обумовило їх використання для виготовлення конденсаторів. *Електричною поляризацією* називається процес часткового пружного зміщення електричних зарядів, при якому електричний момент діелектрика стає відмінним від нуля.

Практична відсутність в діелектриках вільних електричних зарядів обумовила їх використання як ізоляторів різних електричних кіл.

Діелектрики відрізняються від провідників великим значенням питомого опору  $\rho = 10^7 \div 10^{18} \hat{\Omega} \cdot \text{м}$ .

Діелектрики поділяються: на газоподібні, рідинні та тверді.

До основних характеристик діелектриків належать:

абсолютна та відносна діелектричні проникності;

температурний коефіцієнт діелектричної проникності;

питомі об'ємний та поверхневий опори;

електрична міцність;

діелектричні втрати.

Ступінь поляризованості діелектрика характеризує відносна діелектрична проникність (діелектрична проникність).

*Відносна діелектрична проникність діелектрика,  $\epsilon_r$*  – це відношення заряду за наявності діелектрика між обкладинками до заряду за його відсутності (між обкладками вакуум):

$$\varepsilon_r = \frac{Q}{Q_0} = \frac{Q_0 + Q_d}{Q_0} = 1 + \frac{Q_d}{Q_0}, \quad (1.1.12)$$

де  $Q_0$  – заряд, який був би на електродах (обкладках) за наявності вакууму між ними;  $Q_d$  – заряд, обумовлений поляризацією діелектрика, що фактично розділяє електроди.

Відносна діелектрична проникність  $\varepsilon_r$  є відношенням ємності конденсатора з діелектриком до ємності конденсатора з вакуумом

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0}, \quad (1.1.13)$$

де  $C_0$  – величина ємності конденсатора з вакуумом.

Для вакууму  $\varepsilon_r = 1$ , а для інших діелектриків  $\varepsilon_r > 1$ . Для твердих діелектриків  $\varepsilon_r = 2 \div 9$ .

*Абсолютна діелектрична проникність* визначається відповідно до виразу  $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ , де  $\varepsilon_0 = 8,85416 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$  – діелектрична стала (стала Фарадея).

*Температурний коефіцієнт діелектричної проникності діелектрика,  $\text{TK}\varepsilon_r$*  – це величина, яка визначає відносну зміну діелектричної проникності діелектрика за зміни його температури на  $1\text{ К}$  або  $1^\circ\text{C}$  від номінального значення  $293\text{ К}$  або  $20^\circ\text{C}$ :

$$\text{TK}\varepsilon_r = \frac{d\varepsilon_r}{dT \cdot \varepsilon_{r_0}}. \quad (1.1.14)$$

Середнє значення температурного коефіцієнта діелектричної проникності діелектрика ( $\alpha_{\varepsilon_r}$ ) в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності діелектричної проникності від температури, можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_{\varepsilon_r} = \frac{\Delta\varepsilon_r}{\Delta T \cdot \varepsilon_{r_0}} = \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{r_0}}{(T - T_0) \cdot \varepsilon_{r_0}}. \quad (1.1.15)$$

*Питомий об'ємний опір діелектрика,  $\rho_V$*  (рис. 1.1.11) дорівнює об'ємному опору куба з ребром в  $1\text{ м}$ , подумки вирізаного з даного діелектрика, якщо струм проходить крізь куб від однієї його грані до протилежної, помноженому на  $1\text{ м}$ :

$$\rho_V = R_V \cdot \frac{S}{h} \hat{n} \cdot \hat{i}, \quad (1.1.16)$$

де:  $R_V$  – об'ємний опір зразка матеріалу,  $\text{Ом}$ ;  $S$  – площа електрода,  $\text{м}^2$ ;  $h$  – товщина зразка,  $\text{м}$ .

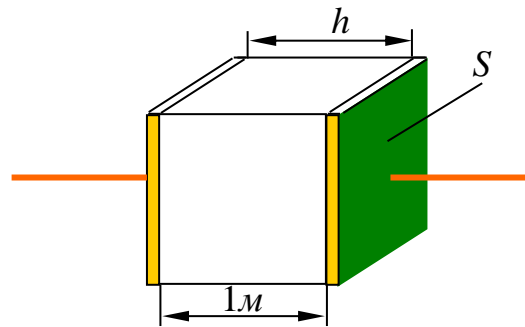


Рис. 1.1.11. Пояснюючий рисунок щодо визначення питомого об'ємного опору діелектрика

Питома об'ємна провідність  $\gamma_v = \frac{1}{\rho_v}$  вимірюється в сименсах, поділених на

метр (См/м).

Питомий поверхневий опір діелектрика  $\rho_s$  дорівнює опору квадрата (будь-яких розмірів), подумки виділеного на поверхні даного діелектрика, якщо струм проходить через квадрат від однієї його сторони до протилежної (рис. 1.1.12):

$$\rho_s = R_s \cdot \frac{d}{l} \hat{i}, \quad (1.1.17)$$

де  $R_s$  – поверхневий опір зразка матеріалу, Ом;  $d$  – ширина електрода, м;  $l$  – відстань між електродами, м.

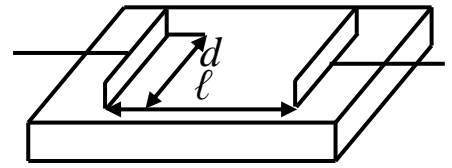


Рис. 1.1.12. Пояснюючий рисунок щодо визначення питомого поверхневого опору діелектрика

Питома поверхнева провідність розраховується за формулою  $\gamma_s = \frac{1}{\rho_s}$  і вимірюється в сименсах (См).

**Пробоем** або порушенням електричної міцності діелектрика називається втрата ним властивостей електроізоляційного матеріалу, якщо напруженість електричного поля перевищує деяке критичне значення.

Значення напруги, за якої відбувається пробій діелектрика, називається *пробивною напругою*, а відповідне йому значення напруженості поля *електричною міцністю діелектрика*. Пробивна напруга позначається  $U_{пр}$  і частіше всього вимірюється в кіловольтах.

*Електрична міцність діелектрика*,  $E_{пр}$  визначається пробивною напругою  $U_{пр}$ , віднесеною до товщини  $h$  діелектрика в місці пробую:

$$\hat{A}_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}}}{h} = \left[ \frac{\hat{i} \hat{A}}{\hat{i}} = \frac{\hat{e} \hat{A}}{\hat{i}} = 10^6 \frac{\hat{A}}{\hat{i}} \right]. \quad (1.1.18)$$

*Діелектричними втратами діелектрика*,  $Pa$  називають електричну потужність, яка споживається діелектриком при знаходженні його під дією (постійного або змінного) електричного поля. Ця потужність розсіюється в діелектрику, перетворюючись в тепло:

$$Pa = U^2 \cdot C \cdot \text{tg} \delta, \quad (1.1.19)$$

$\text{tg} \delta$  називається тангенсом кута діелектричних втрат

$$\text{tg} \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{U}{R \cdot U \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C}. \quad (1.1.20)$$

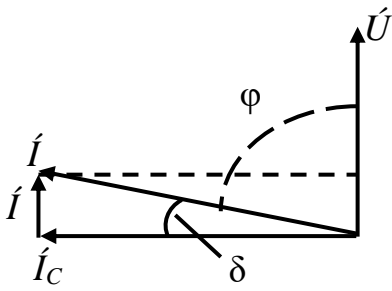


Рис. 1.1.13. Векторна діаграма струмів та напруг в діелектрику

Кутом діелектричних втрат  $\delta$  (рис. 1.1.13) називають кут, який доповнює до  $90^\circ$  кут фазового зсуву  $\varphi = \psi_u - \psi_i$  між струмом та напругою в ємнісному колі, тобто  $\varphi + \delta = 90^\circ$ . Для ідеального діелектрика  $\varphi = 90^\circ$ , а  $\text{tg}\delta = 0$ , звідки  $\delta = 0$ . Чим більша потужність буде розсіюватися в діелектрику, перетворюючись на тепло, тим меншим буде кут фазового зсуву між струмом та напругою  $\varphi$ , а відповідно більшими кут діелектричних втрат  $\delta$  та тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta$ .

Шкода від діелектричних втрат – це перегрів діелектрика та додатковий активний опір в коливальних контурах. Неприпустимо великі діелектричні втрати в діелектрику можуть призвести до його теплового руйнування.

Діелектричні матеріали застосовуються для виготовлення конденсаторів та як ізолятори різноманітних електричних кіл.

## 1.1.5. Конденсатори

### 1.1.5.1. Загальна характеристика та класифікація конденсаторів

Конденсатор з'явився за 75 років до появи котушки індуктивності та за 150 років до появи радіо О. С. Попова. У першій половині XVIII ст. в Європі з'явилися перші джерела електричних зарядів – електростатичні генератори. Дослідники намагалися зберегти електричну енергію і такий прилад був запропонований незалежно один від одного голландським вченим Пітером Ван Мюшенброком із Лейдена та німецьким вченим Евальдом Юргеном Клейстом з Помераніїв 1745 р. Пізніше такий прилад був названий «лейденською банкою». Конструкція цього приладу складалася з колби, наповненою рідиною (вода, ртуть тощо), яка трималася в руці. У колбу опускався провідник, який був з'єднаний з кондуктором генератора. У разі якщо при цьому дослідник був під'єднаний через «землю» до другого полюса генератора, посуд заряджався. Діелектриком було скло, внутрішньою обкладкою рідина, що проводила струм, виводом цієї обкладки був провідник, а зовнішньою обкладкою була долонь дослідника. Якщо другою рукою доторкнутися до провідника, то через тіло проходив розряд. Іскри, що виникали при цьому, було достатньо, щоб підпалити спирт. Цей винахід незабаром був модернізований: обидві обкладки почали виготовляти з фольги, пріоритет належить англійцям Джону Смітону, Джону Бевісу, Вільяму Ватсону й французу Жану Антуану Нолле.

**Конденсатор** (рис.1.1.14) – електронний пасивний прилад, який здатен накопичувати електричну енергію (лат. *condense* – згущувати).



Рис. 1.1.14. Конденсатори

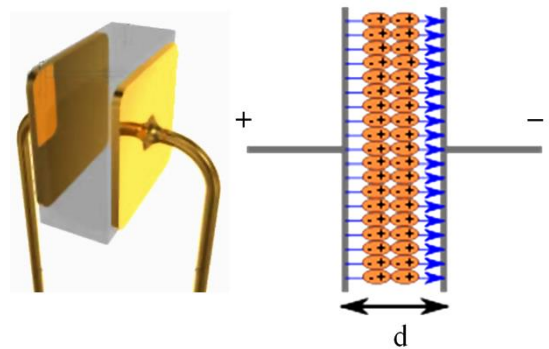


Рис. 1.1.15. Конструкція плоского конденсатора

Конструктивно електричний конденсатор являє собою систему з двох електродів (обкладок), розділених діелектриком (рис. 1.1.15).

Здатність конденсатора накопичувати електричні заряди характеризується його ємністю  $C$  й визначається відношенням накопиченого заряду  $q_C$  до величини прикладеної напруги  $U_C$

$$C = \frac{q_{\tilde{N}}}{U_{\tilde{N}}}; q_{\tilde{N}}(t) = \int_0^t i_{\tilde{N}}(t) \cdot dt, \quad (1.1.21)$$

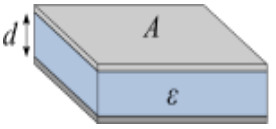
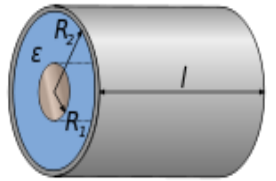
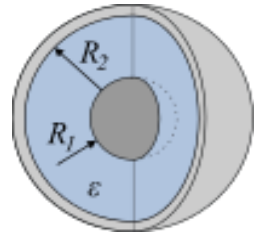
де  $i_C(t)$  – струм, який протікає через конденсатор при його заряді.

Ємність конденсатора  $C$  пов'язана з геометричними розмірами його обкладок, відстанню між ними та діелектричною проникністю  $\epsilon_r$  діелектрика між обкладками.

За формою обкладок конденсатори поділяються на плоскі, циліндричні, сферичні (табл. 1.1.7)

Таблиця 1.1.7

Тип обкладок конденсатора	Вираз для знаходження ємності	Вираз напруженості електричного поля	Вигляд
---------------------------	-------------------------------	--------------------------------------	--------

Плоскі	$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d}$	$E = \frac{Q}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}$	
Циліндричні	$C = 2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{l}{\ln(R_2/R_1)}$	$E(r) = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot l}$	
Сферичні	$C = 4 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 - R_1}$	$E(r) = \frac{Q}{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot l}$	
Сфера	$C = 4 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot R_1$		

Реактивний ємнісний опір конденсатора змінному струму  $-jX_C$  пов'язаний із його ємністю  $C$  та частотою струму  $f$  таким співвідношенням:

$$Z_{\tilde{N}} = -jX_{\tilde{N}} = -\frac{j}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}. \quad (1.1.22)$$

Конденсатори використовуються:

для згладжування пульсацій напруги (рис. 1.1.16, а);

для розділення постійної й змінної складових струму (рис. 1.1.16, б);

для створення частотно-вибіркових кіл, наприклад, резонансних контурів та фільтрів;

для формування електричних сигналів складної форми.

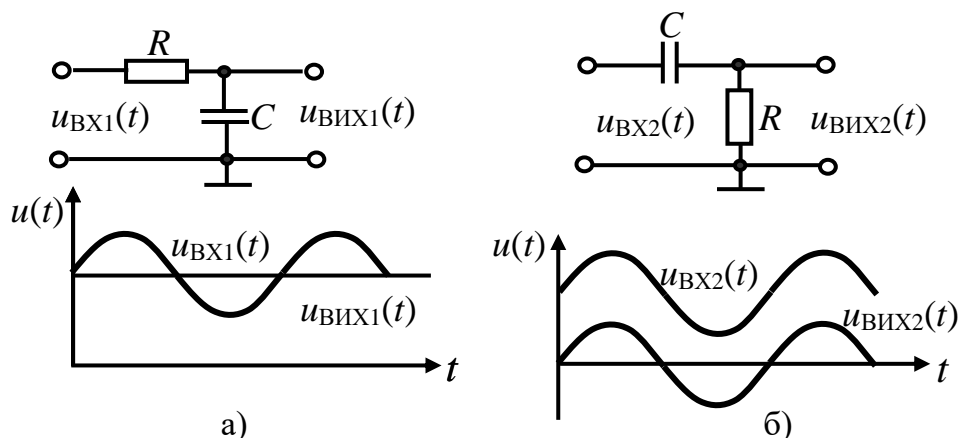
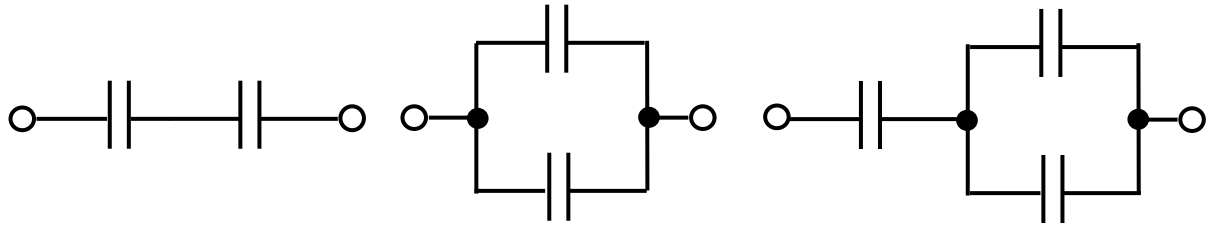


Рис. 1.1.16. Застосування конденсаторів:  
 а) згладжування пульсацій напруги;  
 б) розділення постійної й змінної складових струму

Розрізняють такі види з'єднань конденсаторів в електричних колах:

- послідовне (рис. 1.1.17, а);
- паралельне (рис. 1.1.17, б);
- мішане (рис. 1.1.17, в).



$$C_{\text{АЕА}} = \frac{\tilde{N}_1 \cdot \tilde{N}_2}{\tilde{N}_1 + \tilde{N}_2} \quad C_{\text{АЕА}} = \tilde{N}_1 + \tilde{N}_2 \quad C_{\text{АЕА}} = \frac{\tilde{N}_1 \cdot (\tilde{N}_2 + \tilde{N}_3)}{\tilde{N}_1 + \tilde{N}_2 + \tilde{N}_3}$$

$$X_{C_{\text{АЕА}}} = X_{\tilde{N}_1} + X_{\tilde{N}_2} \quad X_{C_{\text{АЕА}}} = \frac{X_{\tilde{N}_1} \cdot X_{\tilde{N}_2}}{X_{\tilde{N}_1} + X_{\tilde{N}_2}} \quad X_{C_{\text{АЕА}}} = X_{\tilde{N}_1} + \frac{X_{\tilde{N}_2} \cdot X_{\tilde{N}_3}}{X_{\tilde{N}_2} + X_{\tilde{N}_3}}$$

а)

б)

в)

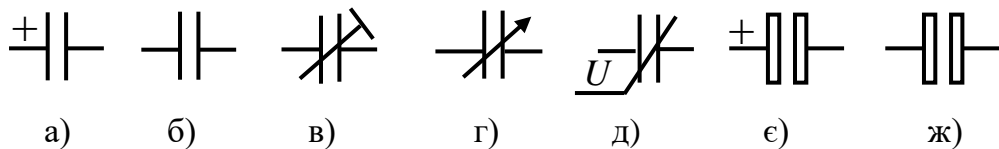
Рис. 1.1.17. Види з'єднань конденсаторів:  
 а) послідовне; б) паралельне; в) змішане

Конденсатори класифікують за призначенням, величиною ємності, конструкцією, типом діелектрика, способом захисту від зовнішніх факторів, способом монтажу.

За призначенням конденсатори поділяються на конденсатори загального призначення та спеціальні (високовольтні, високочастотні, імпульсні тощо).

За величиною ємності конденсатори поділяються на постійні (рис. 1.1.18, а), змінні підстроювальні (рис. 1.1.18, в), змінні регульовальні (рис. 1.1.18, г); нелінійні (вариконди) (рис. 1.1.18, д).

Вони також бувають поляризованими (полярними) (рис. 1.1.18, а) та електролітичними (рис. 1.1.18, е, ж).



а)

б)

в)

г)

д)

е)

ж)

Рис. 1.1.18. Умовні графічні зображення конденсаторів

*Постійні конденсатори* – основний клас конденсаторів, що не змінюють своєї ємності(рис. 1.1.19).

*Змінні регульовальні конденсатори* – конденсатори, які допускають зміну ємності в процесі функціонування апаратури; застосовуються, наприклад, у радіоприймачах для перебудови резонансної частоти коливального контуру. Управління ємністю може здійснюватися механічно, електричною напругою (вариконди) і температурою (термоконденсатори).

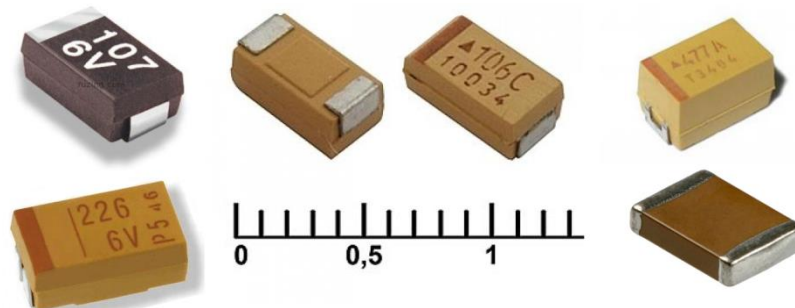


Рис. 1.1.19. Постійні конденсатори для поверхневого монтажу

*Змінні підстроювальні конденсатори* – конденсатори, ємність яких змінюється при разовому або періодичному регулюванні не змінюється в процесі функціонування апаратури. Їх використовують для підстроювання й вирівнювання початкових ємностей сполучених контурів, для періодичного підлаштування та регулювання електричних кіл, де потрібна незначна зміна величини ємності (рис. 1.1.20).

За типом діелектрика між обкладками конденсатори поділяються:

на вакуумні та повітряні;

з органічним діелектриком (полістирольні, фторопластові, поліпропіленові, лавсанполікарбонатні, лакоплівкові, паперові та металопаперові);

з неорганічним діелектриком (керамічні, скляні, склоемалеві, склокерамічні та слюдяні);

з оксидним діелектриком.

За способом захисту від зовнішніх факторів конденсатори поділяються на незахищені, захищені, неізольовані з покриттям або без нього, ізольовані органічними матеріалами, герметизовані (корпуси з кераміки, металу або скла).

За способом монтажу конденсатори розрізняють для навісного, друкованого та поверхневого (SMD) видів монтажу, а також для мікромодулів та мікросхем (рис. 1.1.21).



Рис. 1.1.20. Змінні конденсатори:  
1, 2) для навісного монтажу;  
3) для друкованого монтажу



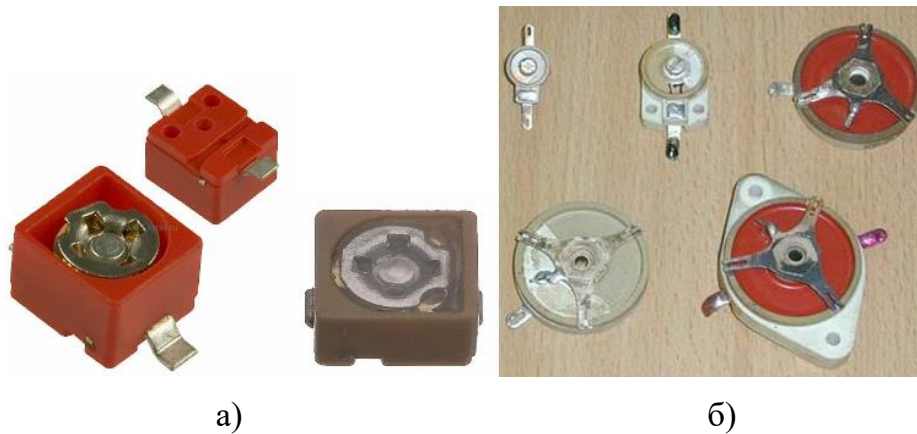


Рис. 1.1.21. Підстроювальні конденсатори:

а) для поверхневого монтажу (SMD); б) для друкованого монтажу

Оксидні конденсатори (рис. 1.1.22) мають таку будову: одна з обкладок металева – це анод конденсатора, як інша – катод можуть застосовуватися:

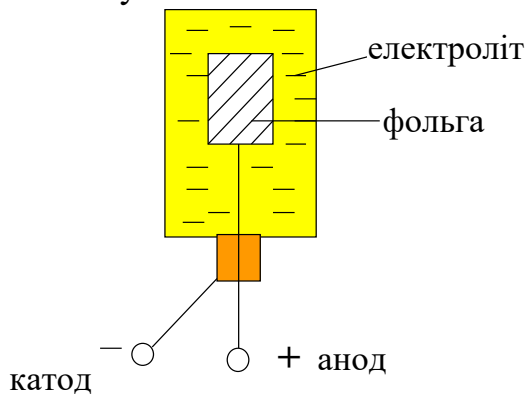


Рис. 1.1.22. Будова оксидного конденсатора

електроліт (електролітичний конденсатор);  
 напівпровідник (напівпровідниковий конденсатор);  
 метал (металевий оксидний конденсатор).

Діелектриком між обкладками є оксидний шар цього металу, створений хімічним способом. Оксидні конденсатори створюються за допомогою оксидного діелектрика, який характеризується

однаправленою електропровідністю, тому такі конденсатори є поляризованими (полярними) (анод таких конденсаторів на УГЗ позначається знаком «+»). Вони характеризуються найбільшою питомою ємністю на одиницю об'єму, великими струмами витікання та низькою добротністю.

Багато конденсаторів з оксидним діелектриком (електролітичні) функціонують тільки за коректної полярності напруги через хімічні особливості взаємодії електроліту з діелектриком. За зворотної полярності напруги електролітичні конденсатори зазвичай виходять з ладу через хімічне руйнування діелектрика з подальшим збільшенням струму, закипанням електроліту всередині і, як наслідок, з імовірністю вибуху корпусу. Вибухи електролітичних конденсаторів – досить поширене явище. Основною їх причиною є перегрівання конденсатора, який здебільшого викликається струмом витікання або підвищенням еквівалентного послідовного опору внаслідок старіння (актуально для імпульсних пристроїв). Із метою мінімізації ушкоджень інших деталей пристрою та травматизму персоналу в сучасних конденсаторах великої ємності встановлюються клапани або виконуються насічки на корпусі (часто можна помітити їх у вигляді літер Х, К або Т на торці). У разі підвищення внутрішнього

тиску відкривається клапан або руйнується за насичкою корпус, електроліт випаровується у вигляді їдкого газу, при цьому тиск у середині корпусу спадає без вибуху та уламків.

Виготовляють також неполяризовані (неполярні) оксидні конденсатори, які мають оксидні шари на обох обкладках.

### 1.1.5.2. Параметри та характеристики конденсаторів

Для оцінювання експлуатаційних властивостей конденсаторів використовують їх основні та додаткові параметри.

Номінальна ємність,  $C_{НОМ}$  – ємність конденсатора, яку він повинен мати згідно з нормативною документацією. Вона вказується на корпусі і є середньоарифметичною величиною для даної сукупності конденсаторів. Величини номінальних ємностей конденсаторів встановлюються згідно з рядами переважних чисел, найпоширенішими з яких є ряди  $E6$ ,  $E12$  або  $E24$ , а їх одиниці вимірювання вказуються:

упікофарадах ( $1ПФ = 1 \cdot 10^{-12} \Phi$ ) від 0 до 99  $ПФ$ ;

унанофарадах ( $1НФ = 1 \cdot 10^{-9} \Phi$ ) від 0,1 до 99  $НФ$ ;

у мікрофарадах ( $1мкФ = 1 \cdot 10^{-6} \Phi$ ) від 0,1  $мкФ$ .

Номінальна ємність  $C_{НОМ}$  вказується скорочено на корпусі конденсатора – одиниця вимірювання позначається однією літерою на місці коми в числі (табл. 1.1.8).

Таблиця 1.1.8

Літера коду маркування	p (П)	n (Н)	μ(М)	m
Одиниці вимірювання	пФ	нФ	мкФ	мФ
Множник	$10^{-12}$	$10^{-9}$	$10^{-6}$	$10^{-3}$

*Приклади:*

$2П7 \rightarrow 2p7 \rightarrow 2,7 ПФ = 0,0027 НФ = 0,0000027 мкФ$ ;

$47Н \rightarrow 47n \rightarrow 47НФ = 0,047 мкФ = 47000 ПФ$ ;

$Н15 \rightarrow n15 \rightarrow 0,15 НФ = 150 ПФ = 0,00015 мкФ$ .

Номінальні ємності електролітичних алюмінієвих конденсаторів вибирають з ряду: 0,5; 1; 2; 5; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000.

Номінальні ємності паперових і плівкових конденсаторів (від 0,1  $мкФ$  та вище) вибирають з ряду: 0,1; 0,25; 0,5; 1; 2; 4; 6; 8; 10; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000.

Номінальна робоча напруга,  $U_{НОМ}$  – максимальна прикладена до конденсатора напруга, за якої він зберігає свої параметри тривалий час (більше  $10^4 год$ ). Номінальна робоча напруга залежить від конструкції конденсатора – виду діелектрика, його товщини та захищеності від вологи.

Для забезпечення надійної роботи конденсатора в електричному колі необхідно, щоб напруга, яка реально прикладається до його обкладок, була рівною або меншою

за номінальну  $U_{\text{НОМ}}$ . При роботі конденсатора під дією напруги, яка є більшою за номінальну  $U_{\text{НОМ}}$ , різко скорочується строк його служби. Термін служби конденсатора залежно від співвідношення номінальної робочої напруги  $U_{\text{НОМ}}$  та реально прикладеною до обкладок  $U_{\text{РЕАЛЬНА}}$  визначається в годинах за формулою

$$\dot{O}_{\text{над}} = 10^4 \cdot [U_H / U_{\text{ДААЕÜIA}}]^5 \quad (1.1.23)$$

Для більшості типів конденсаторів вказується номінальна робоча напруга постійного струму. При роботі конденсатора в імпульсних колах сума постійної складової напруги та амплітуда імпульсу не повинні перевищувати номінальної робочої напруги конденсатора  $U_{\text{НОМ}}$ . За величиною номінальної напруги  $U_{\text{НОМ}}$  конденсатори поділяються на низьковольтні ( $U_{\text{НОМ}} < 1600 \text{ В}$ ) та високовольтні ( $U_{\text{НОМ}} > 1600 \text{ В}$ ). Величина номінальної напруги  $U_{\text{НОМ}}$  вказується на корпусі конденсатора.

Для більшості конденсаторів, за зростання температури навколишнього середовища величина номінальної напруги  $U_{\text{НОМ}}$  зменшується.

Допустиме відхилення ємності (допуск),  $\delta C$  – максимально допустиме відхилення реальної ємності конденсатора від його номінальної величини, виражене у відсотках. Вказується на конденсаторах в процентах, цифрами або літерами українського (російського) чи латинського алфавіту. Ряд допустимих відхилень ємності є нормалізованим і залежить від ряду номінальної ємності:  $E6$  ( $\pm 20\%$ ),  $E12$  ( $\pm 10\%$ ),  $E24$  ( $\pm 5\%$ ). Допустимі відхилення відповідно до державного стандарту 1973 р. вибирають з ряду:  $\pm 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30; +30; -10; +50; -20$ .

*Температурний коефіцієнт ємності конденсатора, ТКЄ* – це величина, яка визначає відносну зміну ємності конденсатора за зміни його температури на  $1 \text{ К}$  або  $1 \text{ }^\circ\text{C}$  від номінального значення  $293 \text{ К}$  або  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ :

$$\text{ТКЄ} = \frac{dC}{dT \cdot C_{\text{НОМ}}} \quad (1.1.24)$$

Середнє значення температурного коефіцієнта ємності конденсатора ( $\alpha_C$ ) в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності номінальної ємності від температури, можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_C = \frac{\Delta C}{\Delta T \cdot C_{\text{НОМ}}} = \frac{C - C_{\text{НОМ}}}{(T - T_0) \cdot C_{\text{НОМ}}} \quad (1.1.25)$$

Вказується в мільйонних частках з урахуванням знака приросту ємності за зростання температури:

позитивний  $M20 = +20 \cdot 10^{-6} [1 / \text{ }^\circ\text{C}]$ ;

негативний  $M750 = -750 \cdot 10^{-6} [1 / \text{ }^\circ\text{C}]$ .

Якщо зміни ємності від температури нелінійні, то вказується величина відхилення ємності від номінальної, у відсотках, за зміни температури від нормальної ( $+20 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ ) до максимальної або мінімальної робочих температур.

Опір ізоляції,  $R_{\text{ІЗ}}$  – опір конденсатора постійному струму. Він визначається видом діелектрика та його товщиною і залежить від температури та вологості (за підвищення температури та вологості різко зменшується). Опір

ізоляції прямопропорційний до постійної напруги  $U$ , що прикладається до нього, та обернено пропорційний до постійного струму витікання конденсаторів  $I_{\text{ВІТ}}$ ,  $R_{\text{ІЗ}} = U/I_{\text{ВІТ}}$ . Величини опору ізоляції конденсаторів наводяться в довідниках. Для конденсаторів малої ємності опір ізоляції  $R_{\text{ІЗ}}$  визначається в мегаомах (МОм).

У конденсаторах великої ємності ( $C_{\text{н}} > 0,1 \text{ мкФ}$ ) вказується стала часу – добуток величини номінальної ємності  $C_{\text{НОМ}}$  на опір ізоляції  $R_{\text{ІЗ}}$ , вказується в мікроомах, помножених на мікрофаради (МОм · мкФ). У сучасних конденсаторах цей добуток становить декілька тисяч МОм · мкФ. В електролітичних конденсаторах вказується струм витікання  $I_{\text{ВІТ}}$  (частки мікроампер – одиниці міліампер). Опір ізоляції конденсаторів необхідно враховувати при їх експлуатації в колах постійного та низькочастотного струмів.

Крім вищезазначених параметрів конденсатори також характеризуються допустимою реактивною потужністю, втратами електричної енергії, максимальною (граничною) частотою та добротністю.

Реактивна потужність конденсатора розраховується за формулою

$$P_p = U^2 \cdot \omega \cdot C. \quad (1.1.26)$$

Одиниця вимірювання – вар (Var).

Якщо конденсатор перебуває під дією великої напруги високої частоти, на ньому виділяється значної величини реактивна потужність, яка призводить до його нагрівання.

Втрати електричної енергії в конденсаторі обумовлені повільною поляризацією та електропровідністю діелектрика. Чисельно втрати характеризуються активною потужністю та розраховуються за формулою

$$P_a = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \text{tg} \delta. \quad (1.1.27)$$

Одиниця вимірювання – ват (Вт).

Добротність конденсатора  $Q_C$  оцінюється за величиною його тангенса кута діелектричних втрат  $\text{tg} \delta$

$$Q_C = \frac{1}{\text{tg} \delta}, \quad (1.1.28)$$

де  $\delta$  – кут, що доповнює до  $90^\circ$  кут зсуву фаз  $\varphi$  між напругою, що діє на конденсаторі та струмом, який через нього протікає,  $\delta = 90^\circ - \varphi$ ;  $\varphi_c = \psi_u - \psi_i$ .

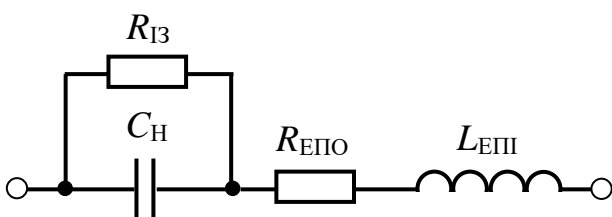


Рис. 1.1.23. Еквівалентна схема заміщення конденсатора

Еквівалентну схему конденсатора показано на рис. 1.1.23, вона являє собою схему послідовного коливального контура.

На схемі:

$C_{\text{Н}}$  – номінальна ємність конденсатора;

$R_{\text{ІЗ}}$  – опір ізоляції конденсатора постійному струму;

$L_{\text{ЕП}}$  – еквівалентна послідовна індуктивність, обумовлена, насамперед, власною індуктивністю обкладок та виводів конденсатора. На низьких частотах (до одиниць кілогерц) зазвичай не враховується через свою незначність;

$R_{\text{ЕПО}}$  – еквівалентний послідовний опір, обумовлений електричним опором матеріалу обкладок та виводів конденсатора і контакта(-ів) між ними, а також втратами в діелектрику. Зазвичай цей опір зростає зі збільшенням частоти струму, що протікає через конденсатор. Цим параметром можна нехтувати, крім випадків використання електролітичних конденсаторів у фільтрах імпульсних джерел живлення. Достатньо малий опір  $R_{\text{ЕПС}}$  може бути життєво важливим для надійності цих пристроїв.

Для стійкої роботи конденсатора в електричному колі змінного струму, необхідно, щоб частота змінної напруги, яка діє на конденсаторі, була в 2–3 рази нижче його власної (резонансної) частоти

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_H}}. \quad (1.1.29)$$

### 1.1.5.3. Маркування конденсаторів

До 1968 р. діяла така система маркування конденсаторів:

1-й елемент – літера – конденсатор та тип діелектрика;

2-й елемент – літера – захищеність;

3-й елемент – літера або цифра – особливості конструкції.

*Приклад:*

КСО – конденсатор слюдяний опресований;

СГМ – слюдяний герметичний малогабаритний;

КД – керамічний дисковий;

КТ – керамічний трубчастий;

КЛС – конденсатор литий секціонований;

КБГ – конденсатор паперовий герметичний;

МБГП – металопаперовий герметичний плоский;

МБГО – металопаперовий герметичний одношаровий;

ЭГЦ – електролітичний герметичний циліндричний;

ЭТО – електролітичний танталовий об'ємно-пористий;

ЭМИ – електролітичний мініатюрний.

Повне маркування:

КТ-1Е-П120-200-10  $\pm$  10% ОЖ 0.460.030 ТУ – конденсатор керамічний трубчастий, варіант конструкції 1, група ТКЄ-П120, номінальна робоча напруга 200 В, ємність 10 ПФ, допуск  $\pm$ 10%, відповідає технічним умовам ОЖ 0.460.030 ТУ.

1968 р. впроваджено скорочене та повне маркування конденсаторів.

*Скорочене маркування конденсаторів* складається з таких елементів:

1-й елемент – літера або сполучення літер (К – конденсатор постійної ємності; КТ – підстроювальний конденсатор; КП – конденсатор регульовальний; КС – конденсаторні збірки);

2-й елемент – число, що позначає тип діелектрика;

3-й елемент – порядковий номер розробки конкретного типу.

Приклад скороченого маркування К75-10 відповідає комбінованому конденсатору з номером розробки 10.

*Повне маркування* складається із чотирьох елементів:

1-й елемент – скорочене позначення;

2-й елемент – позначення та величини основних параметрів і характеристик, необхідних для замовлення та записів у конструкторській документації (варіант конструкції, номінальна напруга, номінальна ємність, допуск);

3-й елемент – позначення кліматичного виконання;

4-й елемент – номер державного стандарту або технічних умов.

Приклад повного маркування:

К75-10-250 В-1,0 мкФ $\pm$ 5%-В-ОЖО. 484.465 ТУ відповідає комбінованому конденсатору К75-10 з номінальною напругою 250 В, номінальною ємністю 1,0 мкФ та допустимим відхиленням ємності  $\pm$ 5 %, В – придатний для роботи в будь-яких кліматичних умовах.

## 1.1.6. Котушки індуктивності та дроселі

### 1.1.6.1. Загальна характеристика та класифікація індуктивних радіокомпонентів

До індуктивних радіокомпонентів належать (рис. 1.1.24):

котушки індуктивності;

дроселі;

трансформатори.



Рис. 1.1.24. Індуктивні радіокомпоненти

**Котушками індуктивності** називаються пасивні радіокомпоненти, які в електричному колі змінного струму створюють реактивний опір індуктивного характеру

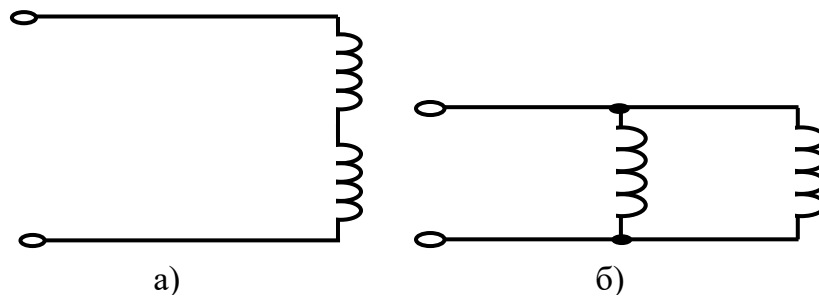


Рис. 1.1.25. Види з'єднань котушок індуктивності:  
а) послідовне; б) паралельне

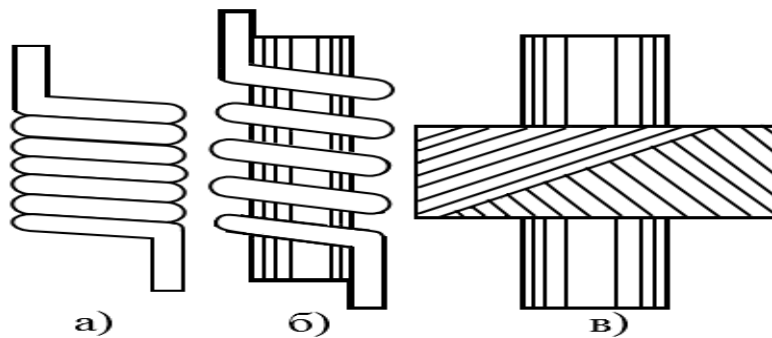


Рис. 1.1.26. Котушки індуктивності:  
а) безкаркасна з рядовою одношаровою намоткою; б) каркасна з кроковою одношаровою намоткою;  
в) каркасна з багатшаровою намоткою типу «Універсаль»

$$jX_L = j\omega L = j2\pi f \cdot L = 2\pi f \cdot L \cdot e^{j\pi/2}. \quad (1.1.30)$$

Котушки індуктивності призначені для роботи:

у коливальних контурах;

як фільтруючі елементи;

як елементи зв'язку між колами та каскадами.

Еквівалентну індуктивність двох котушок, без магнітного зв'язку між ними, знаходять за формулами:

за послідовного з'єднання  $L_{\text{ЕКВ}} = L1 + L2$  (рис. 1.1.25, а);

за паралельного з'єднання  $L_{\text{ЕКВ}} = \frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2}$  (рис. 1.1.25, б).

Котушки індуктивності розрізняють:

– за характером зміни індуктивності:

постійної індуктивності;

з плавним регулюванням індуктивності;

з регулюванням індуктивності стрибком;

- варіометри;
- за конструктивними ознаками:
    - без магнітопроводу;
    - з магнітопроводом;
    - з екраном;
  - за формою:
    - циліндричні;
    - спіральні;
    - кільцеві;
  - за типом намотки (рис. 1.1.26):
    - безкаркасні;
    - каркасні;
    - з рядовою одношаровою намоткою;
    - з рядовою багатошаровою намоткою;
    - з кроковою одношаровою намоткою;
    - багатошаровою намоткою в навал;
    - багатошаровою намоткою «Універсаль»;
  - за способом регулювання:
    - зміною положення осердя;
    - зміною зазору в магнітопроводі котушки;
    - зміною магнітної проникності магнітопроводу котушки;
    - зміщенням витків або секцій котушки;
  - за типом осердя(рис. 1.1.27):
    - з феромагнітним осердям або магнітопроводом (залізо, нікель, кобальт та їх сполуки),  $\mu_r > 1$ ;
    - з феритовимосердям або магнітопроводом (пластичні маси з порошку феромагнетиків)  $\mu_r \gg 1$ ;
    - з магнітодіелектричним осердям або магнітопроводом (пластичні маси з порошку феромагнетиків та діелектричного матеріалу як речовини зв'язку)  $\mu_r \gg 1$ ;
    - з діамагнітним осердям (мідь, цинк, срібло, золото, ртуть тощо),  $\mu_r < 1$ ;
    - з парамагнітним осердям (кисень, окисень азоту, алюміній, платина та солі заліза, кобальту, нікелю),  $\mu_r \approx 1$ .

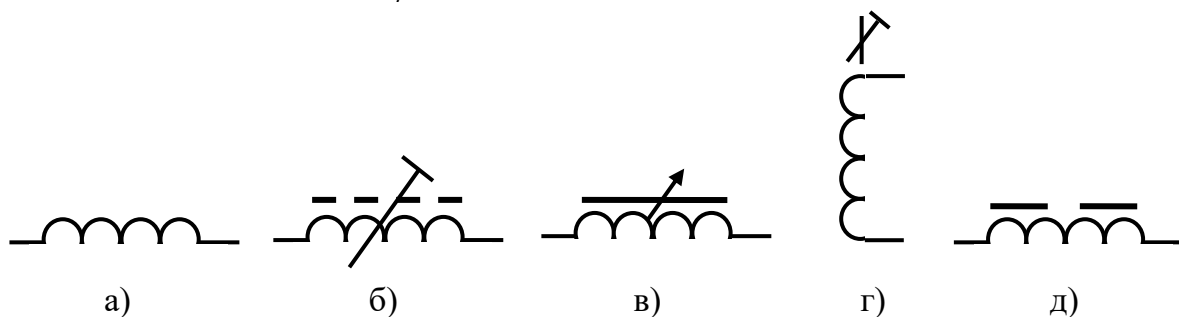


Рис. 1.1.27. Умовні графічні зображення котушок індуктивності:  
 а) постійна без осердя; б) підстроювальна з магнітодіелектричним осердям;  
 в) змінна з феромагнітним або феримагнітним осердям;



- г) змінна, що підстроюється діамагнітним осердям;
- д) постійна з феромагнітним осердям, у якому утворено зазор

Призначенням осердь з магнітних матеріалів – магнітопроводів – є локалізація магнітного потоку  $\Phi$ , Вб.

*Магнітна проникність*  $\mu_r$  – це фізична величина, яка вказує в скільки разів індукція магнітного поля в однорідному середовищі  $B$ , Тл відрізняється від магнітної індукції у вакуумі  $B_0$ , Тл:

$$\mu_r = B / B_0. \quad (1.1.31)$$

### **1.1.6.2. Характеристика магнітних та немагнітних матеріалів для осердь індуктивних радіокомпонентів**

За магнітними властивостями матеріали для осердь поділяються на феромагнетики, феримагнетики та неферомагнетики.

Матеріали, які здатні сильно намагнічуватися в слабких магнітних полях та значно підсилювати їх, називаються *феромагнітними* та *феримагнітними матеріалами*.

До *феромагнетиків* належать металеві магнітні матеріали з магнітною проникністю  $\mu_r > 1$  – електротехнічна сталь та пермалой (сплав сталі з нікелем) застосовуються переважно в діапазоні звукових частот.

Розрізняють магнітотвердіта магнітом'які феримагнетики.

*Магнітотверді феримагнетики* характеризуються високою коерцитивною силою ( $H_c > 4 \text{ кА/м}$ ) та застосовуються для виготовлення постійних магнітів.

*Магнітом'які феримагнетиків* характеризуються високою магнітною проникністю  $\mu_r \gg 1$ , невеликою коерцитивною силою ( $H_c < 4 \text{ кА/м}$ ) та малими втратами на гістерезис.

Їх можна поділити на дві групи:

1. *Магнітодіелектрики* – це пластичні маси, де наповнювачем є порошок із магнітом'якого матеріалу, а як речовина зв'язку застосовується діелектричний матеріал.

Переваги магнітодіелектриків – малі питомі втрати енергії, слабка залежність параметрів від температури, часу та напруженості магнітного поля, незмінність магнітної проникності в широкому діапазоні частот. Недолік магнітодіелектриків – порівняно мала початкова магнітна проникність, що обмежує можливості підвищення добротності котушок індуктивності.

2. *Ферити* – це спечена суміш окисню заліза (III) з окисами декількох двовалентних металів. Вони є напівпровідниками з переважно електронною електропровідністю.

Їх питомий електричний опір  $\rho$  може досягати  $10^{10} \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , що обумовлює малі втрати на вихрові струми в змінних електричних полях високої частоти. У феритах, із зростанням частоти зміни магнітного поля, втрати збільшуються, а магнітна проникність зменшується.

Властивості феритів суттєво залежать від частоти та напруженості магнітного поля та температури.

До *неферромагнетиків* належать парамагнетики та діамагнетики.

*Парамагнетики* здатні створювати магнітне поле, яке збігається за напрямком із зовнішнім магнітним полем, але не підсилює його ( $\mu_r \approx 1$ ). До них належать кисень, окисень азоту, алюміній, платина та солі: заліза, кобальту, нікелю. Магнітна проникність платини  $\mu_r = 1,00036$ .

*Діамагнетики* здатні створювати магнітне поле, яке не збігається за напрямком із зовнішнім магнітним полем та послаблює його ( $\mu_r < 1$ ). До них належать мідь, цинк, срібло, золото, ртуть, вісмут, галій, сурьма. Магнітна проникність вісмуту  $\mu_r = 0,9998$ .

### 1.1.6.3. Параметри котушок індуктивності

Параметри котушок індуктивності такі:

*Номинальна індуктивність*  $L_{НОМ}$  (є ненормованою величиною) визначається експериментальним шляхом та є початковою величиною для підрахунку відхилення.

Одиниці вимірювання:

$1 \text{ Гн} = 10^3 \text{ мГн} = 10^6 \text{ мкГн} = 10^9 \text{ нГн}$  (Генрі Джозеф – американський вчений, фізик, 1797–1878).

Допустиме відхилення індуктивності (допуск),  $\delta L$  – максимально допустиме відхилення реальної величини індуктивності котушки від її номінального значення.

Номинальна добротність котушки індуктивності,  $Q$  (значення добротності за номінального значення індуктивності) – відношення реактивного опору котушки до її активного опору втрат

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L / R. \quad (1.1.32)$$

*Початкова індуктивність*,  $L_{ПОЧ}$  – значення індуктивності на низькій частоті, де вплив власної паразитної ємності відсутній.

Температурний коефіцієнт індуктивності котушки, ТКІ – це величина, яка визначає відносну зміну ємності конденсатора за зміни його температури на 1 K або 1 °C від номінального значення 293 K або 20 °C

$$\text{TKI} = \frac{dL}{dT \cdot L_{НОМ}}. \quad (1.1.33)$$

Середнє значення температурного коефіцієнта індуктивності котушки,  $\alpha_L$  в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності номінальної індуктивності від температури можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{\Delta T \cdot L_{НОМ}} = \frac{L - L_{НОМ}}{(T - T_0) \cdot L_{НОМ}}. \quad (1.1.34)$$

Температурний коефіцієнт добротності котушки, ТКД – це величина, яка визначає відносну зміну добротності котушки за зміни його температури на  $1\text{ K}$  або  $1\text{ }^\circ\text{C}$  від номінального значення  $293\text{ K}$  або  $20\text{ }^\circ\text{C}$

$$\text{ТКД} = \frac{dQ}{dT \cdot Q_{\text{НОМ}}} \quad (1.1.35)$$

Середнє значення температурного коефіцієнта добротності котушки,  $\alpha_Q$  в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності номінальної добротності від температури можна визначити за допомогою формули

$$\alpha_Q = \frac{\Delta L}{\Delta T \cdot L_{\text{НОМ}}} = \frac{Q - Q_{\text{НОМ}}}{(T - T_0) \cdot Q_{\text{НОМ}}} \quad (1.1.36)$$

Власна ємність котушки індуктивності,  $C_{\text{ПАР}}$  є паразитним параметром. Її наявність обумовлює збільшення втрат та зменшення стабільності налагодження коливальних контурів.

Робочий діапазон температур,  $\Delta T$ .

#### 1.1.6.4. Конструкції котушок індуктивності

Одношарові циліндричні котушки виконуються на діелектричних каркасах або без них; використовуються, коли необхідна велика добротність за невисоких вимог до стабільності індуктивності та для забезпечення величин індуктивності від  $2$  до  $30\text{ мкГн}$ .

Діаметр дроту для таких котушок вибирається з міркувань жорсткості конструкції ( $1-1,5\text{ мм}$  та більше), а кількість витків обмежується  $5-8$ .

Для рядової намотки використовують гладкі каркаси, а для крокової каркаси з канавкою.

Котушки з кроковою намоткою мають меншу власну ємність та більшу добротність.

Для створення одношарових котушок з індуктивністю більше  $15-20\text{ мкГн}$  частіше використовують рядову намотку.

Приклад розмірів каркасу та значень індуктивностей одношарових котушок:

Діаметр каркаса $D$ , мм	6	10	15	20	25
Значення індуктивності $L$ , мкГн	2	4	10	20	30

Ці котушки виконують мідним посрібленим дротом (із кроковою намоткою) або мідним проводом з емалевою ізоляцією.

Індуктивність одношарової котушки з рядовою (суцільною) намоткою (рис. 1.1.28) розраховується за формулою

$$L = \frac{0,01 \cdot D \cdot w^2}{\frac{\ell}{D} + 0,44} \quad (1.1.37)$$

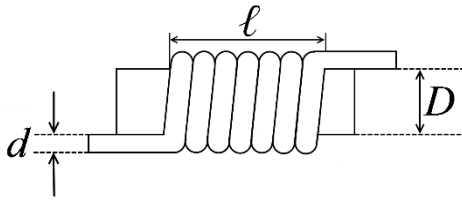


Рис. 1.1.28. Одношарова котушка з суцільною намоткою

де  $L$  – індуктивність,  $мкГн$ ;  $D$  – діаметр котушки,  $см$ ;  $ℓ$  – довжина намотки,  $см$ ;  $w$  – кількість витків.

Індуктивність одношарової котушки з кроковою намоткою (рис. 1.1.29) розраховується за формулою

$$L_{кр} = L - k \cdot D \cdot w \cdot 1, \quad (1.1.38)$$

де  $L$  – індуктивність, розрахована за попередньою формулою;  $k$  – поправочний коефіцієнт, визначається за графіком, який залежить від відношення  $\tau/d$ , де  $k = f(\tau/d)$ ;  $\tau$  – крок намотки;  $d$  – діаметр дроту.

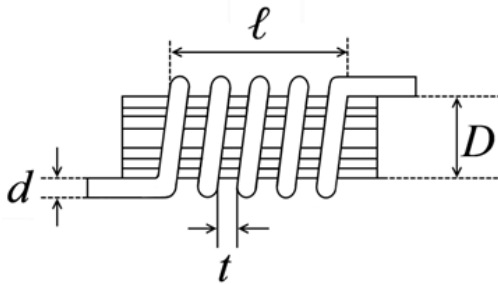
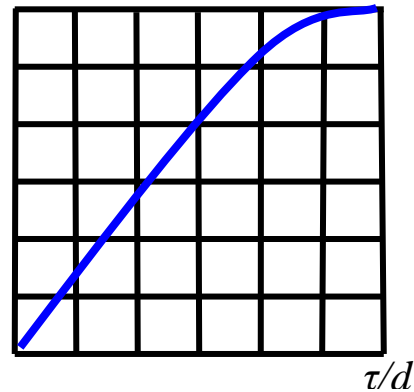


Рис. 1.1.29. Одношарова котушка з кроковою намоткою



Залежність  $k$  від  $\tau/d$

Багатошарові циліндричні котушки використовуються, коли потрібна величина індуктивності більша ніж  $30-50 мкГн$ .

При рядовій намотці без секціонування котушки мають низькі добротність та стабільність, а також велику власну ємність. Тому, частіше використовують намотку «в навал», коли витки розташовують хаотично. Більш кращі параметри мають котушки з намоткою «Універсаль», але вона потребує досить складного обладнання. Для намотки використовують дроти з емалевою та додатковою шовковою ізоляцією (ПЕЛШО, ПЕВШО), а також літцендрати.

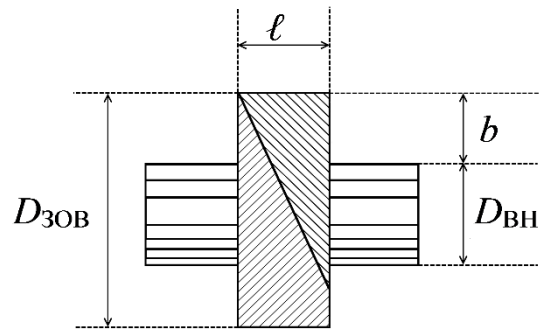


Рис. 1.1.30. Багатошарова котушка без осердя

Індуктивність багатошарової котушки без осердя (рис. 1.1.30) розраховується за формулою:

$$L = 0,08 \cdot D_{ВН}^2 \cdot w^2 / (3 \cdot D_{сер} + 9 \cdot \ell + 10 \cdot b), \quad (1.1.39)$$

де  $L$  – індуктивність,  $мкГн$ ;  $D_{сер}$  – середній діаметр котушки,  $см$ ,  $D_{сер} = (D_{ЗОВ} + D_{ВН}) / 2$ ;  $b$  – товщина намотки,  $см$ ;  $ℓ$  – довжина намотки,  $см$ .

### 1.1.6.5. Дроселі

Один із різновидів котушок індуктивності носить назву *дроселів* (нім. *drosseln* – душити) (рис. 1.1.31).

Основне призначення дроселя – забезпечення великого опору для змінної складової струму та малого опору для постійної складової та для струму низької частоти.

Розрізняють дроселі низької та високої частоти.

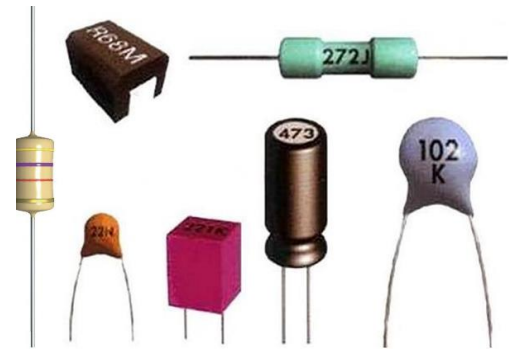


Рис. 1.1.31. Дроселі

*Дроселі низької частоти* використовують у випрямлячах змінного струму для створення фільтрів, які згладжують пульсації. Їх використовують тоді, коли джерело живлення повинне забезпечувати великий струм через навантаження ( $I_H = 1 \div 100 \text{ A}$ ).

Дроселі виготовляються аналогічно силовим трансформаторам з використанням тих самих магнітопроводів. Різниця лише в наявності в колі магнітопроводу повітряного зазору  $h = 0,05 \div 0,1 \text{ мм}$ . Він запобігає насиченню постійним струмом магнітного кола, оскільки дросель вмикається послідовно з навантаженням, через яке протікає досить великий постійний струм.

Дроселі виготовляються серійно та позначаються: Д1...Д274 – дроселі уніфіковані; Д, Д<sub>р</sub> – дроселі фільтрів для побутових радіопристроїв.

*Приклад* маркування дроселів низької частоти: Д22-2,5-0,14,

де 22 – порядковий номер дроселя;

2,5 – номінальне значення індуктивності дроселя за номінального струму підмагнічування, Гн;

0,14 – номінальний струм підмагнічування (це небажана постійна складова струму).

*Дроселі високої частоти* (ДВЧ) вмикаються в електричне коло для передачі струму живлення до каскадів РЕА з послабленням високочастотних наводок.

Нормовані параметри ДВЧ:

номінальна індуктивність;



на стрижневі;  
на броньовані;  
на тороїдальні.

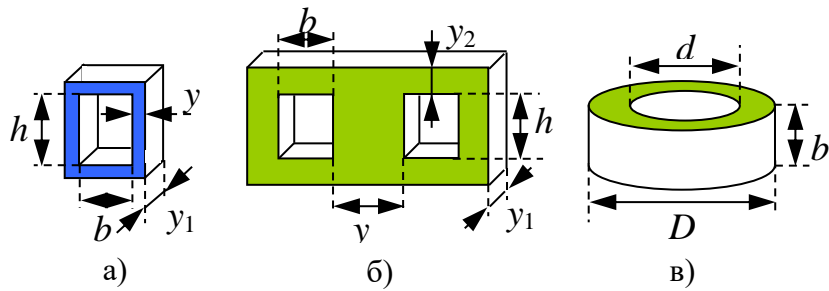


Рис. 1.1.33.Магнітопроводи для трансформаторів:  
а) стрижневі; б) броньовані; в) тороїдальні

*Трансформатори живлення РЕА*— це трансформатори малої потужності, які призначені для перетворення напруги електричної мережі в напругу, необхідну для живлення РЕА (рис. 1.1.34).

Трансформатори живлення РЕА зі стрижневим магнітопроводом ( $f = 50 \div 1000 \text{ } \tilde{\text{A}}\text{ö}$ ) мають нерозгалужене магнітне коло, обмотки розташовані на різних стрижнях та добре охолоджуються.

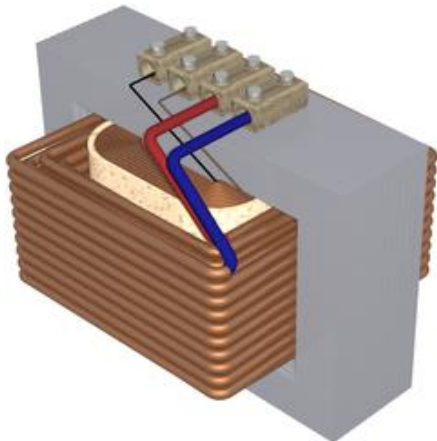


Рис. 1.1.34.Трансформатор живлення РЕА

Такі конструкції менш чутливі до зовнішніх полів, тому що ЕРС завад, які наводяться в обох котушках мають протилежні знаки, а тому взаємно компенсуються.

До їх недоліків можна віднести великий потік розсіювання та значні (у порівнянні з броньованими) вагові й габаритні показники.

*Трансформатори живлення РЕА з броньованим магнітопроводом* ( $f = 50 \div 1000 \text{ } \tilde{\text{A}}\text{ö}$ ) мають розгалужене магнітне коло. Обмотки розташовані на середньому стрижні. Такі трансформатори вважаються найбільш простими та дешевими. Їх недоліками є:

- відносно велика чутливість до наводок;
- велика величина потоку розсіювання енергії;
- погане охолодження.

Трансформатори живлення РЕА на тороїдальних осердях ( $f = 400 \div 1000 \text{ } \tilde{\text{A}}\text{ö}$ ) складні та дорогі.

- Переваги цих трансформаторів:
- мала чутливість до зовнішніх магнітних полів;
  - мале значення потоку розсіювання;
  - відносно малі розміри (за однакової потужності).

Розрізняють пластинчасті та стрічкові магнітопроводи трансформаторів живлення РЕА.



*Пластинчасті магнітопроводи* виконують з тонких пластин трансформаторної сталі, вкритих з одного боку шаром ізолюючого лаку або оксиду, при цьому зменшуються втрати енергії завдяки вихровим струмам в осерді. Застосовуються пластини товщиною більше 0,1...0,2 мм.

*Стрічкові магнітопроводи* виготовляють зі сталеві стрічки (можливе виконання товщиною менше 0,1 мм). У порівнянні з пластинчастими характеризуються на 20–30% більшим значенням магнітної індукції; мають більший коефіцієнт заповнення обмотками об'єму магнітопроводу, менші електромагнітні втрати та підвищений коефіцієнт корисної дії.

Броньовані та стрижневі стрічкові магнітопроводи виготовляють із холоднокатаної сталі та збирають, як правило, з двох половин підковоподібної форми.

Магнітопроводи для трансформаторів живлення РЕА виготовляють таких типів (рис. 1.1.35):

- ШЛ – броньований стрічковий з найменшою масою;
- ШЛМ – зі зниженими витратами міді;
- ШЛО – броньований стрічковий зі збільшеною шириною вікна;
- ШЛП – броньований стрічковий з найменшим об'ємом;
- ШЛР – броньований стрічковий з найменшою вартістю;
- ПЛВ – стрижневий стрічковий з найменшою масою;
- ПЛР – стрижневий стрічковий з найменшою вартістю;
- ОЛ – тороїдальні стрічкові з найменшою масою.

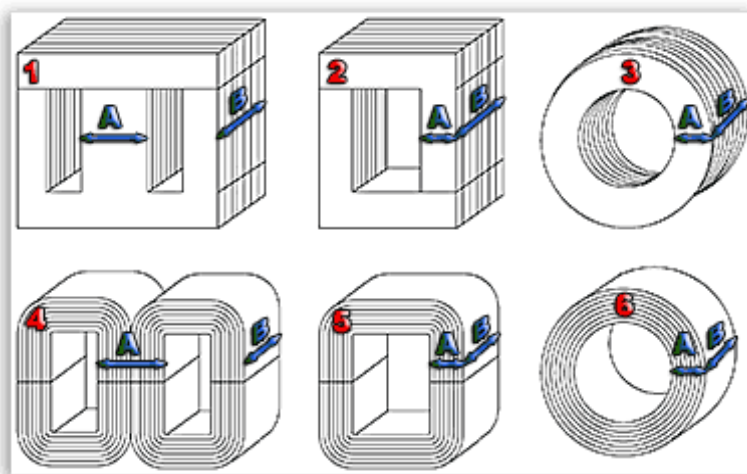


Рис. 1.1.35. Магнітопроводи для трансформаторів живлення РЕА:

- 1) броньований пластинчастий; 2) стрижневий пластинчастий;
- 3) тороїдальний пластинчастий; 4) броньований стрічковий;
- 5) стрижневий стрічковий; 6) тороїдальний стрічковий

Вибір матеріалу для осердя залежить від призначення трансформатора.

Для виготовлення низькочастотних силових трансформаторів використовують холоднокатані текстуровані стрічкові сталі: 3411, 3421 (низькі питомі втрати, висока індукція насичення та магнітна проникність в середніх та сильних полях).



### 1.1.7.2. Параметри трансформаторів живлення

Основні параметри трансформаторів живлення:

номінальна потужність трансформатора живлення – це сума номінальних потужностей його вторинних обмоток

$$P_{\text{НОМ}} = \sum_i^n P_i;$$

номінальна потужність вторинних обмоток розраховується як добуток струму за номінального опору навантаження на напругу,  $P_{\text{НОМ}} = I_{\text{НОМ}} \cdot U_{\text{НОМ}}$ ;

коефіцієнт трансформації – відношення напруг на зажимах первинної та вторинної обмоток трансформатора при роботі його в режимі холостого ходу

$$n = \frac{U_1}{U_2} (\text{XX});$$

коефіцієнт корисної дії трансформатора

$$\eta = \frac{P_{\text{НОМ}}}{P_{\text{НОМ}} + P_{\text{МП}} + P_{\text{ОБ}}},$$

де  $P_{\text{МП}}$  – потужність втрат в магнітопроводі;  $P_{\text{ОБ}}$  – потужність втрат в обмотках;

спад напруги вимірюється у відносних одиницях та вказує ступінь зміни вихідної напруги за зміни вихідного струму від нуля до номінального значення,

$$\Delta U = P_{\text{ОБ}} / P_{\text{НОМ}}.$$

Для підвищення стабільності вихідної напруги потрібно зменшувати втрати в обмотках шляхом зменшення опору обмоток.

### 1.1.7.3. Уніфіковані трансформатори живлення

Уніфіковані трансформатори живлення випускаються промисловістю у великих обсягах. Для напівпровідникової апаратури виготовляють трансформатори живлення типу ТПП броньованої конструкції. Вони розраховані для живлення від мережі живлення 127 та 220 В та частотою  $f = 50$  ГЦ.

Трансформатор підбирають згідно з довідником, у якому вказується:

тип трансформатора ТПП201-127/220-50;

номінальна потужність, ВТ;

струм первинної обмотки 0,03 (для напруги 127 В) / 0,017 (для напруги 220 В);

напруги вторинних обмоток, В;

номінальний струм у вторинних обмотках.

### 1.1.7.4. Сигнальні трансформатори

Сигнальні трансформатори – це трансформатори малої потужності, які забезпечують точну передачу аналогових інформаційних сигналів

із заданим рівнем частотних та нелінійних спотворень в області як низьких, так і високих частот.

Їх поділяють:

на вхідні – забезпечують узгодження вхідних опорів електронних вузлів з опорами джерел сигналів;

на вихідні – забезпечують узгодження вихідних опорів електронних пристроїв з опорами навантаження;

на імпульсні – забезпечують перетворення та формування імпульсних сигналів).

Для виготовлення сигнальних трансформаторів ( $f = 10 \div 100, \text{ê}\tilde{\text{A}}\ddot{\text{o}}$ ) використовують:

пермалої (пермалой – залізо-нікелевий сплав): 50НП, 79НМ, 80НХС;

марганець-цинкові ферити: 6000НМ, 4000НМ, 2000НМ тощо.

Для виготовлення сигнальних трансформаторів ( $f = 100 \text{кГц} \div 250 \text{МГц}$ ) використовують:

нікель-цинкові ферити: 2000НН, 600НН, 150ВЧ, 10ВЧ1 тощо.

Число вказує на початкову магнітну проникність магнітного матеріалу  $\mu_{\text{поч}}$ .

До основних параметрів сигнальних трансформаторів (або трансформаторів узгодження) належать:

коефіцієнт трансформації  $n$  вибирається згідно з умовою забезпечення узгодження опорів джерела сигналу та навантаження;

стала часу трансформатора  $\tau_{\text{ТР}}$ , залежить від геометричних розмірів магнітопроводу та обмоток, а також від їх властивостей;

критична потужність  $P_{\text{КР}}$  – це потужність, за якої нелінійні спотворення мають максимально допустимий рівень.

### ***1.1.7.5. Імпульсні трансформатори***

*Імпульсні трансформатори* – це спеціальні типи сигнальних трансформаторів, які призначені для трансформації або формування імпульсів напруги або струму різноманітної форми.

Основні вимоги до імпульсних трансформаторів – малі спотворення форми імпульсів, які трансформуються через них. Для покращання якості роботи імпульсних трансформаторів як магнітопровід використовуються марганець-цинкові ферити.

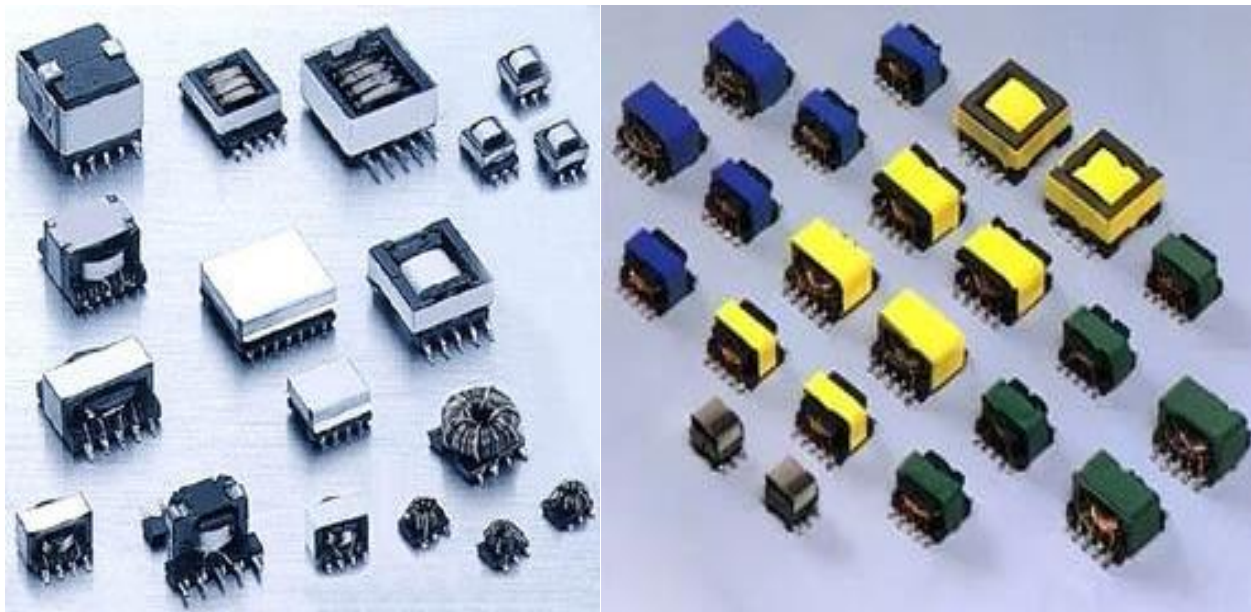
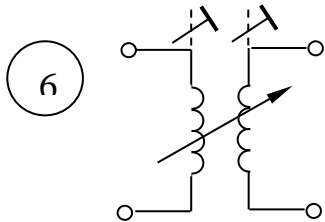


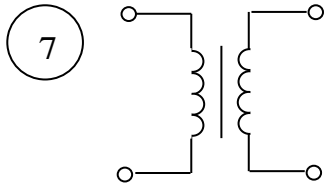
Рис. 1.1.36. Сучасні трансформатори

### 1.1.7.6. Умовні графічні зображення трансформаторів

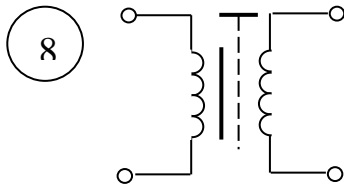
- |   |  |   |
|---|--|---|
| ① |  | Трансформатор без осердя з постійним зв'язком   |
| ② |  | Трансформатор без осердя зі змінним зв'язком  |
| ③ |  | Трансформатор із магнітодіелектричним осердям (пресований порошок сплаву алюмінію, кремнію та заліза) |
| ④ |  | Трансформатор підстроювальний із загальним магнітодіелектричним осердям                               |
| ⑤ |  | Трансформатор, у якому кожна з обмоток підстроюється магнітодіелектричним осердям                     |



6 Трансформатор, у якому кожна з обмоток підстроюється, зв'язок між обмотками змінний



7 Трансформатор з феромагнітним осердям



8 Трансформатор із феромагнітним осердям та екраном між (катушками) обмотками

### 1.1.8. Напівпровідникові матеріали

**Напівпровідники** – це речовини з електронною електропровідністю, питомий опір яких за нормальної температури більший ніж у провідників, але менший ніж у діелектриків. Вони мають ширину забороненої зони  $\Delta W_{\zeta\zeta} < 6 \text{ eV}$ .

Електропровідність сильно залежить від зовнішніх енергетичних впливів (температура, освітлення, опромінення, вплив електричного та магнітного полів), а також від наявності домішок табл. 1.1.9.

Таблиця 1.1.9

Клас матеріалів	Орієнтовний діапазон величин питомого опору, Ом·м	Температурний коефіцієнт питомого опору $TK\rho(\alpha\rho)$	Тип електропровідності
Провідники	$10^{-8} - 10^{-5}$	Позитивний	Електронна
Напівпровідники	$10^{-6} - 10^{+8}$	Негативний	Електронна
Діелектрики	$10^{+7} - 10^{+17}$	Негативний	Іонна та електронна

Напівпровідникові матеріали поділяють:

на прості (табл. 1.1.10) (основний склад – атоми одного хімічного елемента), до них належать: германій (*Ge*), кремній (*Si*), бор (*B*), фосфор (*P*), арсен (*As*), селен (*Se*), сірка (*S*), телур (*Te*), йод (*I*);

Таблиця 1.1.10

Елемент	Група в таблиці Менделєєва	Ширина забороненої зони, $\Delta W_{33}$		Елемент	Група в таблиці Менделєєва	Ширина забороненої зони, $\Delta W_{33}$	
		еВ	$\times 10^{-19}$ , Дж			еВ	$\times 10^{-19}$ , Дж
Бор	III	1,1	1,76	Арсен	V	1,2	1,92
Кремній	IV	1,12	1,79	Сірка	VI	2,5	4,00
Германій	IV	0,72	1,15	Селен	VI	1,7	2,72
Фосфор	V	1,5	2,4	Телур	VI	0,36	0,58
				Йод	VII	1,25	2,00

на складні напівпровідникові з'єднання (містять два та більше хімічних елементи). До них належать арсенід галію ( $GaAs$ ), селенід цинку ( $ZnSe$ ), фосфат галію ( $GaP$ ), оксидміди ( $Cu_2O$ );

наскладні напівпровідникові комплекси (багатофазні матеріали) – матеріали з напівпровідною та провідною фазами зкарбїду кремнію, карбїду графіту, зчеплених керамічною або іншою зв'язкою (тірит, силїт та інші).

Можливість керування електропровідністю напівпровідників за допомогою температури, світла, електричного та магнітного полів, механічних зусиль покладено в основу принципу дії терморезисторів (термісторів), фоторезисторів, варисторів, магніторезисторів, датчиків Холла, тензорезисторів тощо.

Згідно із зонною теорією твердого тіла для напівпровідників характерна наявність не дуже широкої забороненої зони в енергетичній діаграмі.

*Власний напівпровідник* – це напівпровідник, у якому відсутні домішки, які здатні впливати на його електропровідність. Енергетичну діаграму для власного напівпровідника показано на рис. 1.1.37, а.

Для такого напівпровідника електрони в зону вільних енергетичних рівнів (зону провідності) ( $W_{\text{ВЛБН}}$ ) можуть потрапляти лише з валентної зони ( $W_{\text{ВАЛ}}$ ), за деякої температури  $T$ , утворивши у валентній зоні відповідну кількість дірок.

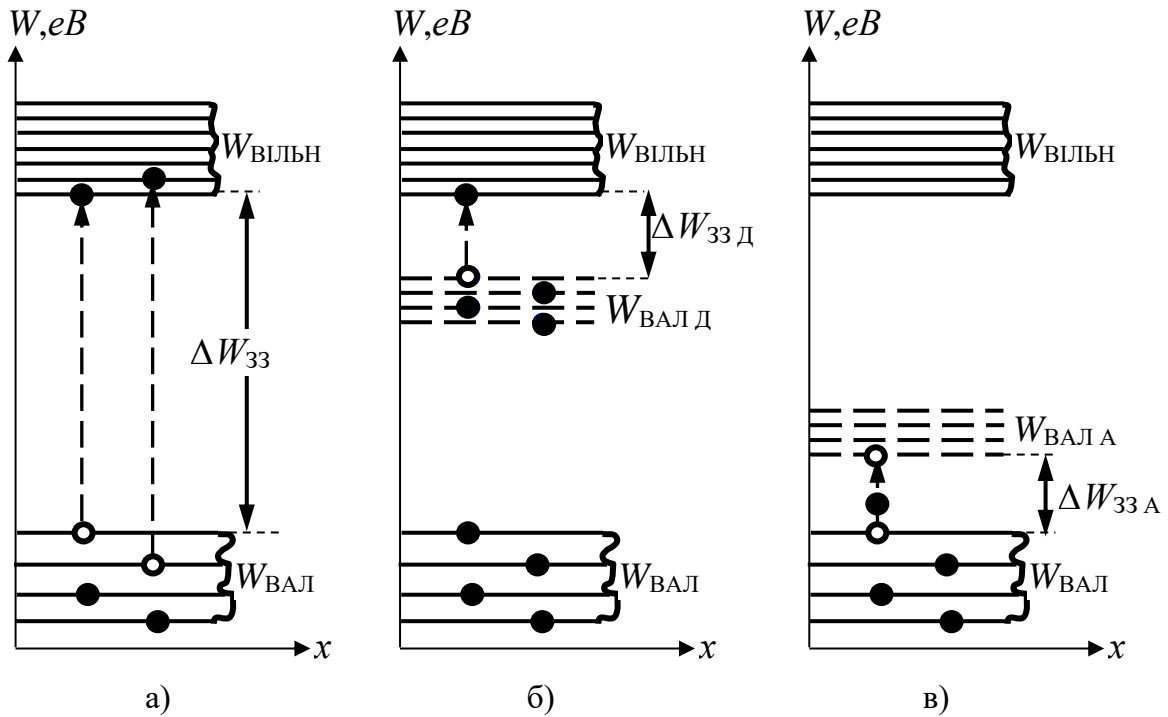


Рис. 1.1.37. Енергетичні діаграми напівпровідників:  
 а) власного; б) напівпровідника з донорною домішкою та електронною електропровідністю (*n*-типу); в) напівпровідника з акцепторною домішкою та дірковою електропровідністю (*p*-типу)

Оскільки при кожному акті збудження у власному напівпровіднику одночасно виникають два заряди протилежних знаків, то загальна кількість носіїв заряду буде у два рази більше кількості електронів у зоні провідності

$$n_{0i} = p_{0i}, \quad n_{0i} + p_{0i} = 2 \cdot n_{0i}. \quad (1.1.40)$$

Індекс «*i*» (англ. *intrinsic* – власний) у позначеннях концентрації електронів і дірок означає, що це власні носії заряду. Питома провідність власного напівпровідника становить

$$\gamma = e \cdot n_{0i} \cdot u_n + e \cdot p_{0i} \cdot u_p. \quad (1.1.41)$$

де  $u_n$  та  $u_p$  – рухливість зарядів.

Внаслідок процесів збудження та рекомбінації за будь-якої температури встановлюється рівновага концентрації збуджених носіїв заряду:  
 електронів

$$n_{0i} = 2 \cdot N_{\text{ВЛІЬН}} \cdot e^{-\frac{\Delta W_{33}}{2 \cdot k \cdot T}};$$

дірок

$$p_{0i} = 2 \cdot N_{\text{ВАЛ}} \cdot e^{-\frac{\Delta W_{33}}{2 \cdot k \cdot T}},$$

де  $\Delta W_{33}$  – ширина забороненої зони власного напівпровідника;  $N_{\text{ВЛІЬН}}$  – кількість енергетичних рівнів в одиниці об'єму напівпровідника у вільній зоні;  $N_{\text{ВАЛ}}$  – кількість енергетичних рівнів у валентній зоні,  $k$  – стала Больцмана,

$k = 8,617 \cdot 10^{-5} \text{ \AA} / \text{ \AA} = 1,38 \text{ \AA} / \text{ \AA} ; T$  – абсолютна температура; коефіцієнт 2 означає, що на кожному рівні можуть бути два електрони.

Електрони та дірки характеризуються різною інерційністю під час руху в полі кристалічної решітки напівпровідника, тобто відрізняються ефективними масами. Здебільшого ефективна маса дірки більша, ніж електрона ( $m_p^* > m_n^*$ ), а рухливість електронів  $u_n$  є більшою за рухливість дірок  $u_p$ . Тому власна електропровідність напівпровідників має слабко виражений електронний характер.

### Домішкові напівпровідники

У більшості напівпровідникових приладах використовуються напівпровідники з домішками. Тому на практиці важливе значення мають напівпровідникові матеріали з достатньо великою шириною забороненої зони, у яких власна електропровідність виникає за досить високих температур, в інтервалі робочих температур постачальниками вільних носіїв зарядів є домішки.

Домішками в простих напівпровідниках служать атоми інших хімічних елементів. Під *домішками* в напівпровідникових хімічних з'єднаннях розуміють не тільки включення атомів сторонніх хімічних елементів, але також надлишкові за стехіометричним складом атоми тих самих елементів, які входять у хімічну формулу самого з'єднання. Крім того, як домішки можуть виступати будь-які дефекти кристалічної решітки: пусті вузли; атоми або іони, які опинилися між вузлами решітки; дислокації або зсуви, що виникають при пластичній деформації кристала; мікротріщини тощо. Якщо атоми домішок розташовуються у вузлах кристалічної решітки, то вони називаються *домішками заміщення*, якщо між вузлами – *домішками впровадження*.

Атоми домішок створюють дискретні енергетичні рівні в межах забороненої зони власного напівпровідника. За невеликої концентрації домішок їх атоми розташовані в решітці напівпровідника на значних відстанях один від одного, що унеможливає їх взаємодію. Тому, імовірність безпосереднього переходу електронів з одного атома домішки на інший є дуже незначною. Однак домішки можуть або постачати електрони в зону провідності власного напівпровідника (див. рис. 1.1.37, б), або приймати їх з енергетичних рівнів його валентної зони (див. рис. 1.1.37, в).

### Донори і акцептори

*Донори* (лат. *donare* – дарувати, жертвувати) (див. рис. 1.1.37, б). Заповнені за відсутності зовнішніх впливів (тепло, світло тощо) енергетичні рівні домішок  $W_{\text{валд}}$  розташовуються в забороненій зоні основного напівпровідника  $\Delta W_{\text{зз}}$ , біля дна його зони провідності  $W_{\text{вльн}}$ . При цьому енергія активації атомів домішок  $\Delta W_{\text{ззд}}$  менша, ніж ширина забороненої зони основного напівпровідника  $\Delta W_{\text{зз}}$ , а тому при нагріванні напівпровідника перекидання електронів домішки буде випереджати збудження електронів решітки основного напівпровідника. Позитивні заряди, що будуть виникати у віддалених один від одного атомах домішок, залишаються локалізованими, тобто не можуть блукати по кристалу і брати участь в електропровідності. Напівпровідник з такою домішкою має концентрацію електронів

значно більшу, ніж дірок, які з'являються внаслідок переходу електронів основного напівпровідника з валентної зони  $W_{\text{ВАЛ}}$  в зону провідності  $W_{\text{ВЛН}}$ , і його називають *напівпровідником-типу*, а домішки, що постачають електрони в зону провідності – *донорами*.

*Акцептори* (лат. *acceptor* – той, що приймає) (див. рис. 1.1.37, в). Незаповнені енергетичні рівні домішок  $W_{\text{ВАЛ А}}$  розташовуються в забороненій зоні основного напівпровідника  $\Delta W_{33}$  поблизу верхньої границі його валентної зони  $W_{\text{ВАЛ}}$ . За зовнішнього впливу (тепло, світло тощо) електрони будуть закидатися на ці незаповнені рівні  $W_{\text{ВАЛ А}}$ . Оскільки атоми домішок є розрізненими, електрони, закинуті на енергетичні рівні домішок  $W_{\text{ВАЛ А}}$ , не будуть створювати електричний струм. Такий напівпровідник буде мати значно більшу концентрацію дірок ніж електронів, що перейшли з валентної зони основного напівпровідника  $W_{\text{ВАЛ}}$  на енергетичні рівні домішок  $W_{\text{ВАЛ А}}$ , і його називають *напівпровідником р-типу*. Домішки, які захоплюють електрони з валентної зони основного напівпровідника, називають *акцепторами*.

### Основні та неосновні носії заряду

Ті носії заряду, концентрація яких більша в даному напівпровіднику називаються *основними*, а ті, у яких менша – *неосновними*.

У напівпровіднику *n*-типу основними носіями заряду є електрони, а дірки – неосновними. У напівпровіднику *p*-типу основними є дірки, а електрони – неосновними. Домішкова електропровідність потребує значно меншої енергії для своєї появи, ніж власна – соті або десятки частки електрон-вольт ( $eV$ ), тому вона виникає за значно нижчої температури, ніж власна електропровідність напівпровідника.

Розглянувши енергетичний бік явищ, слід розглянути просторові структури та реальні домішки, що визначають той або інший тип електропровідності.

### Домішки заміщення

#### Ковалентні структури типу «алмаз»

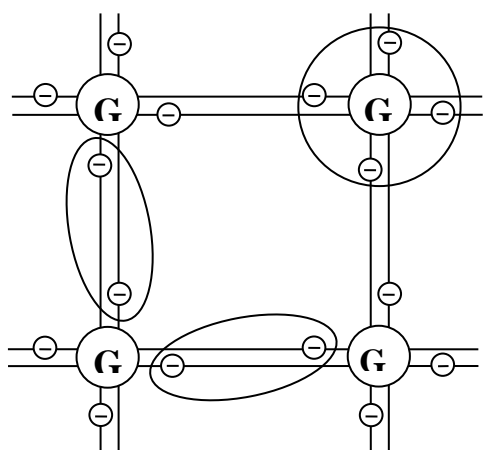


Рис. 1.1.38. Кристалічна решітка германію

Германій та кремній (див. рис. 1.1.37, а, рис. 1.1.38) – елементи четвертої групи таблиці Менделєєва – мають структуру алмазу, у якій кожен атом оточений чотирма сусідніми атомами. У такій структурі діють ковалентні зв'язки. Валентні електрони закріплені за своїми атомами й не блукають по кристалу.

Якщо один атом основного 4-валентного (на зовнішній орбіті розташовано 4 електрони) напівпровідника (наприклад германію,  $Ge$ ) замінити 5-валентним (на зовнішній орбіті розташовано 5 електронів) атомом домішки (арсену,  $As$ ), останній, знаходячись у вузлі кристалічної решітки основного напівпровідника, зв'яже ковалентним зв'язком чотири своїх електрони з електронами основного напівпровідника.



При цьому один надлишковий електрон домішки виявиться слабкозв'язаним і під дією теплової енергії може почати хаотично блукати по кристалу, а при дії зовнішнього електричного поля він почне спрямовано рухатися, створюючи електропровідність *n*-типу. Атом домішки, що втратив електрон, являє собою позитивно заряджену частинку, яка нерухомо закріплена в даному місці решітки напівпровідника. У розглянутому випадку домішка – елемент V групи періодичної системи – називається *донорною* (див. рис. 1.1.37, б, рис. 1.1.39).

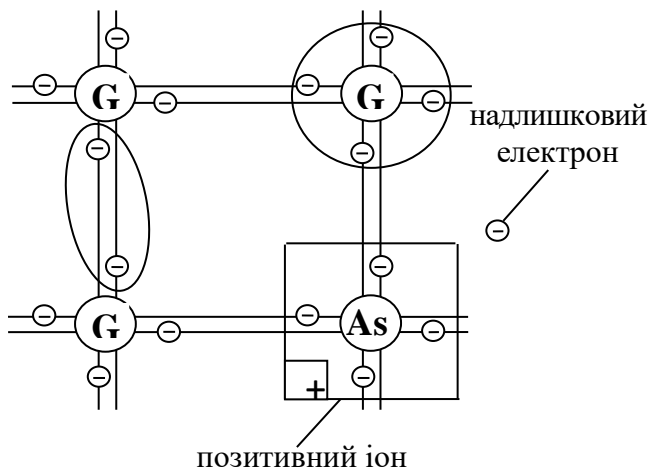


Рис. 1.1.39. Кристалічна решітка германію з донорною домішкою

домішки може захопити електрон в одного із сусідніх атомів основного напівпровідника та стати негативно зарядженим іоном, нерухомо закріпленим в даному місці кристалічної решітки напівпровідника, а дірка почне блукати по кристалу. При дії зовнішнього електричного поля електрон сусіднього атома основного напівпровідника займе дірку, при цьому атом отримає позитивний заряд і, своєю чергою, захопить електрон від наступного атома основного напівпровідника, тобто дірка буде спрямовано пересуватися, створюючи електропровідність *p*-типу.

Насправді відбувається рух електронів, але їх естафетне перескакування з атома на атом можна формально описати, як рух однієї дірки, що рухається в напрямку, зворотному напрямку руху електронів, тобто в напрямку дії електричного поля (рис. 1.1.41). У розглянутому випадку домішка – елемент III групи періодичної системи – називається *акцепторною*.

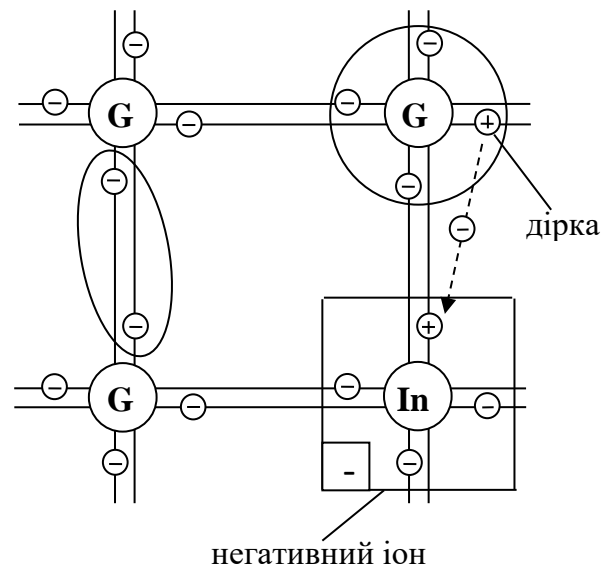


Рис. 1.1.40. Кристалічна решітка германію з акцепторною домішкою

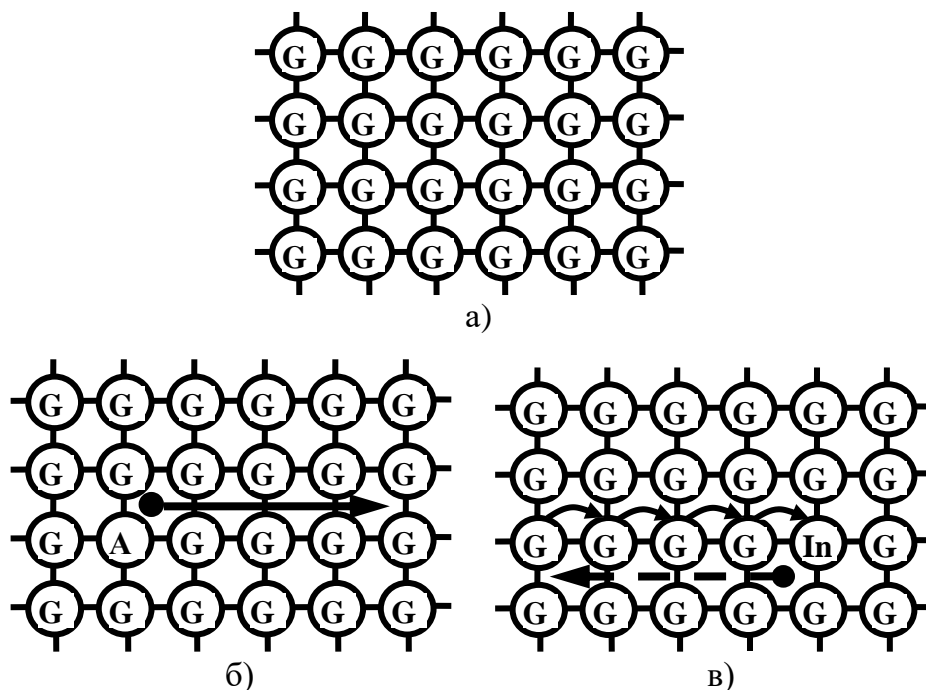


Рис. 1.1.41. Схематичне зображення кристалічної решітки германію:  
 а) без домішок; б) з донорною домішкою арсену; в) з акцепторною домішкою індію  
 (суцільна лінія – рух електрона, пунктирна – рух дірки)

## 1.1.9. Напівпровідникові резистори

### 1.1.9.1 Терморезистори

**Терморезисторами** (рис. 1.1.42) називаються такі керовані резистори, опір яких сильно залежить від температури. Вони використовуються в колах температурної стабілізації транзисторних підсилювачів, а також у пристроях вимірювання, контролю та автоматики.

Розрізняють дві групи терморезисторів:

**термістори** (рис. 1.1.42, а) – це терморезистори з від’ємним температурним коефіцієнтом опору, які виготовляють з напівпровідникових матеріалів;

**позистори** (рис. 1.1.42, б) – це терморезистори з додатнім температурним коефіцієнтом опору, їх електричний опір може зростати у визначеному діапазоні температур на декілька порядків (виготовляються на основі матеріалів високого опору). За менших температур температурний коефіцієнт опору позисторів є від’ємним.

В основі принципу дії термісторів лежать такі фізичні явища:

концентрація носіїв заряду в напівпровіднику залежить від температури та концентрації домішок (легованості напівпровідника);

за підвищення температури кількість носіїв заряду збільшується до тих пір, поки всі електрони (або дірки) домішок не залишать свої атоми;

за подальшого підвищення температури концентрація носіїв заряду зростає завдяки власній провідності напівпровідника.

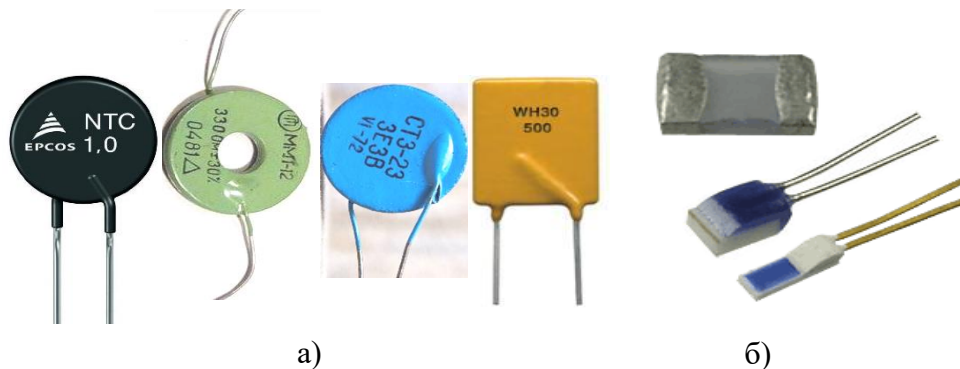


Рис. 1.1.42. Терморезистори:  
а) термістори; б) позистори

*Основні параметри терморезисторів:*

температурний коефіцієнт опору,  $\alpha_T$  визначає у відсотках зміну абсолютної величини опору робочого тіла терморезистора за зміни його температури на  $1^\circ\text{C}$ ;

номінальний (холодний) опір,  $R_H$  – опір робочого тіла за температури навколишнього середовища  $20^\circ\text{C}$ ;

максимальна потужність розсіювання  $P_{\max}$  – потужність, за якої терморезистор, що працює за температури навколишнього середовища  $20^\circ\text{C}$  розігрівається струмом, який через нього протікає до максимальної робочої температури;

максимальна робоча температура – температура, за якої характеристики терморезистора залишаються стабільними протягом зазначеного терміну служби;

постійна часу зміни температури терморезистора,  $Tt$  або  $\tau$  – час, протягом якого температура терморезистора змінюється в  $e$  разів за різкої зміни температури навколишнього середовища від  $0$  до  $100^\circ\text{C}$ . Стала часу характеризує теплову інерцію терморезистора,  $c$ ,  $\tau = b / C$ ;

коефіцієнт розсіювання,  $b$  – питома потужність, що розсіюється терморезистором за різниці температур робочого тіла та навколишнього середовища в  $1^\circ\text{C}$ ,  $\text{BT} / ^\circ\text{C}$ ;

теплоємність,  $C$  – кількість тепла, яку необхідно надати терморезистору, щоб підвищити температуру його робочого тіла на  $1^\circ\text{C}$ ,  $\text{Дж} / ^\circ\text{C}$ ;

діапазон робочих температур;

відхилення від номінального опору, %.

УГЗ терморезисторів показано на рис. 1.1.43.

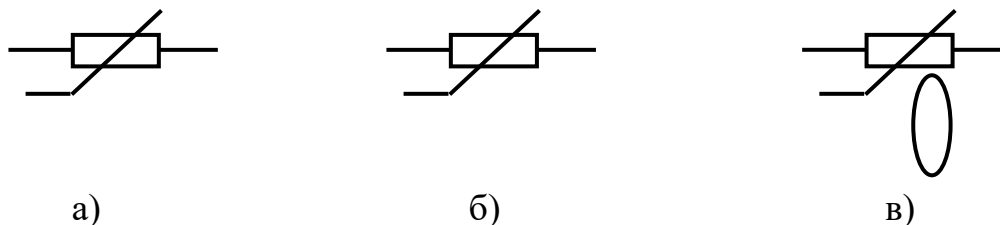


Рис. 1.1.43. Умовні графічні зображення терморезисторів:  
а) з додатнім температурним коефіцієнтом опору а) з від'ємним температурним коефіцієнтом опору а) з непрямым розігрівом

До характеристик термісторів належать:

вольт-амперна  $I = f(U)$  (рис. 1.1.44);

температурна  $R = f(t \text{ } ^\circ\text{C})$  (рис. 1.1.45).

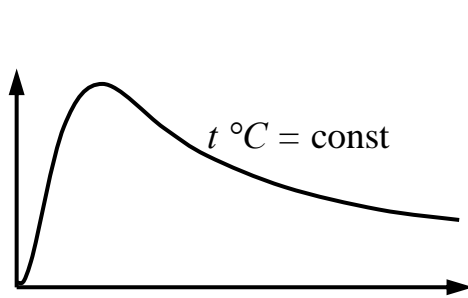


Рис. 1.1.44. Вольт-амперна характеристика термістора

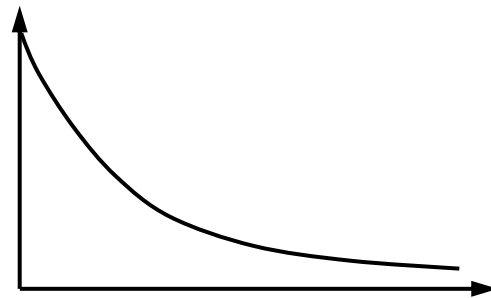


Рис. 1.1.45. Температурна характеристика термістора

### Маркування терморезисторів

Сучасне позначення:

СТЗ-25:

1 – кобальто-марганцеві; 2 – мідно-марганцеві; 3 – мідно-кобальто-марганцеві;  
25 – номер розробки.

Старе позначення:

КМТ-12 (кобальто-марганцеві), ММТ-4Е (мідно-марганцеві).

### 1.1.9.2. Фоторезистори

**Фоторезистори** (рис. 1.1.46) – це такі напівпровідникові резистори, електричний опір яких залежить від освітлення.

В основі принципу дії фоторезисторів лежить фоторезистивний ефект (ефект фотопровідності). Сутність його полягає в тому, що якщо матеріал фоторезистора

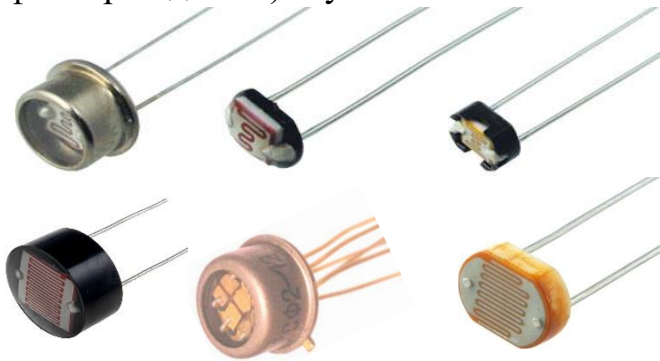


Рис. 1.1.46. Фоторезистори

неосвітлений, то частота народження вільних носіїв зарядів у ньому мала, а опір, відповідно, великий. При опроміненні цього матеріалу світлом з енергією квантів  $W_{\text{кв}}$ , що перевищує величину енергії забороненої зони  $\Delta W_{\text{зз}}$ , відбувається вивільнення носіїв заряду (пар електрон-дірка), що, своєю чергою, підвищує електропровідність напівпровідника.

Ефект фотопровідності

базується на квантовій природі світла

$$W = h \cdot \nu = \frac{1,23}{\lambda} \cdot 10^6, \text{ eV} \quad (1.1.42)$$

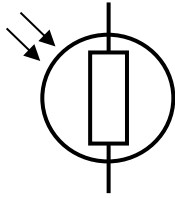


Рис. 1.1.47. Умовне графічне зображення фоторезистора

Залежно від спектральної чутливості фоторезистори поділяють на фоторезистори видимого та інфрачервоного діапазонів.

УГЗ фоторезистора показано на рис. 1.1.47.

До характеристик фоторезисторів належать:

вольт-амперна – залежність струму фоторезистора від напруги на ньому  $I = f(U)$ , за фіксованого значення його освітленості  $E = \text{const}$  (рис. 1.1.48);

світлова (люкс-амперна) – залежність струму фоторезистора від освітленості  $I = f(E)$ , за фіксованого значення напруги на фоторезисторі  $U = \text{const}$  (рис. 1.1.49);

спектральна – залежність струму фоторезистора від довжини хвилі світлового потоку  $I = f(\lambda)$  (рис. 1.1.50).

частотна – залежність струму фоторезистора від частоти  $I = f(F)$ .

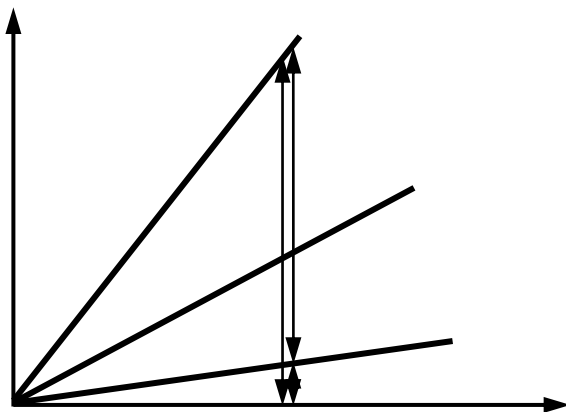


Рис. 1.1.48. Статичні вольт-амперні характеристики фоторезистора

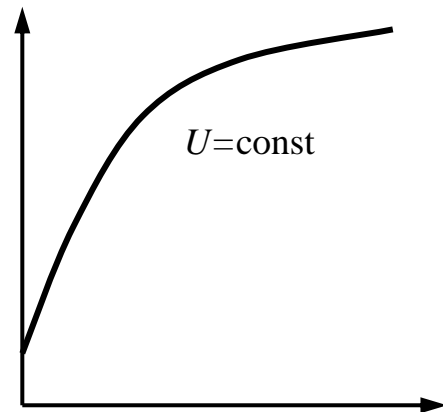


Рис. 1.1.49. Світлова або люкс-амперна характеристика фоторезистора

Основними параметрами фоторезисторів є:

робоча напруга,  $U_{\text{роб}}$  – постійна напруга, прикладена до фоторезистора, за якої забезпечуються номінальні параметри при тривалій його роботі в заданих експлуатаційних умовах;

максимально допустима напруга фоторезистора,  $U_{\text{max}}$  – максимальне значення постійної напруги, прикладеної до фоторезистора, за якого відхилення його параметрів від номінальних значень не перевищує зазначених меж при тривалій його роботі в заданих експлуатаційних умовах;

темновий опір,  $R_T$  – опір фоторезистора в відсутності випромінювання в діапазоні його спектральної чутливості;

світловий опір,  $R_C$  – опір фоторезистора, виміряний через визначений інтервал часу після початку впливу світлового випромінювання, яке створює на ньому освітленість заданого значення;

кратність зміни опору,  $K_R$  – відношення темного опору фоторезистора до світлового опору;

допустима потужність розсіювання,  $P_{\text{доп}}$  – потужність, за якої не відбувається незворотних змін параметрів фоторезисторіву процесі його експлуатації;

загальний струм фоторезистора,  $I_{\text{заг}}$  – струм, який є сумою темного струму та фотоструму;

фотострум,  $I_{\text{ф}}$  – струм, що протікає через фоторезистор за вказаної напруги на ньому і є обумовленим тільки впливом потоку випромінювання із заданим спектральним розподілом. Величина фотоструму, дорівнює різниці струму в темряві та при освітленні в 200 лк;

питома чутливість,  $K_0$  – це відношення фотоструму  $I_{\text{ф}}$  до добутку величини світлового потоку ( $\Phi$ , лм) який падає на фоторезистор, на прикладену до нього напругу  $U$ :

$$\hat{E}_0 = \frac{\hat{\delta}}{\hat{O} \cdot U}; \quad (1.1.43)$$

інтегральна чутливість,  $S_{\text{інт}}$  – добуток питомої чутливості на максимально допустиму напругу на фоторезисторі  $S_{\text{інт}} = K_0 \cdot U_{\text{макс}}$ .

постійна часу,  $\tau_{\text{ф}}$  – час, протягом якого фотострум змінюється на 63% (характеризує інерційність приладу).

### Маркування фоторезисторів

Приклади маркування:

СФ3-16:

3 – селенід кадмію;

16 – номер розробки;

ФСА-12 (сірчистий свинець);

ФСК-1 (сульфід кадмію);

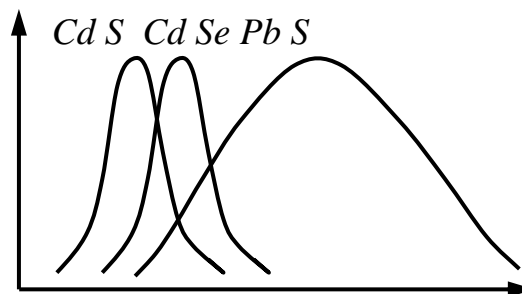


Рис.1.1.50. Спектральні характеристики фоторезисторів:  
*Cd S* – сульфід кадмію,  
*Cd Se* – селенід кадмію,  
*Pb S* – сірчистий свинець

ФСД-3 (селенід кадмію).

### 1.1.9.3. Варистори

**Варисторами** (рис. 1.1.51) називаються напівпровідникові резистори, робота яких основана на ефекті зменшення опору напівпровідникового матеріалу за збільшення прикладеної до нього напруги.

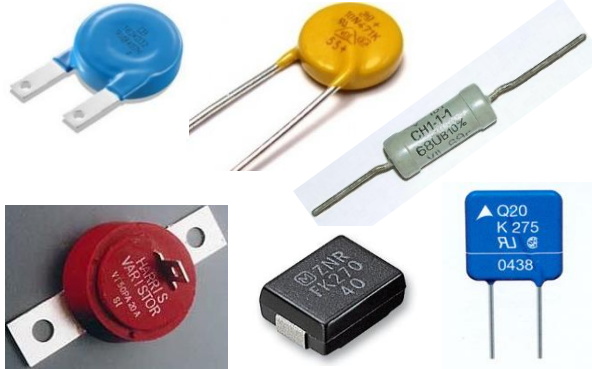


Рис.1.1.51. Варистори

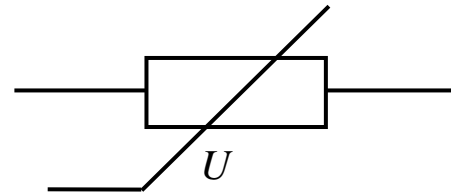


Рис.1.1.52. Умовне графічне зображення варистора

УГЗ варистора показано на рис. 1.1.52.

Оскільки ВАХ варистора є симетричною, він може бути застосований у колах як постійного, так і змінного струмів.

Деякі варистори можуть мати складну ВАХ з ділянкою від'ємного диференційного опору, їх називають *негісторами*.

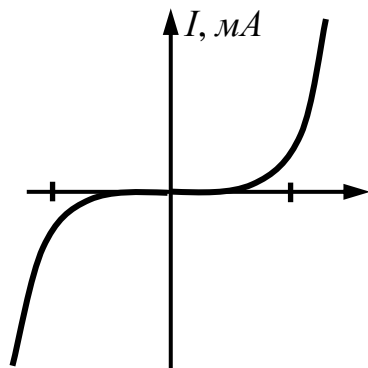


Рис. 1.1.53. Статична ВАХ варисторау колі струму низької частоти(100 ГЦ)

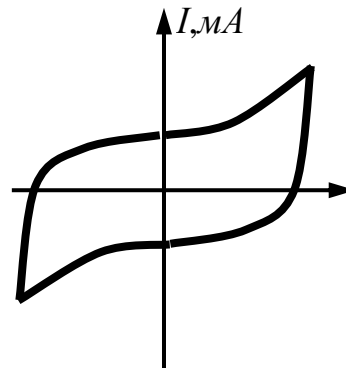


Рис. 1.1.54. Статична ВАХ варисторау колі струму підвищеної частоти(20кГц)

*Основними параметрами варисторів є:*

статичний опір,  $R_{СТ}$  – опір варистора постійному струму,  $R_{СТ} = U / I$ ;

динамічний опір,  $R_{Д}$  – опір варистора змінному струму,  $R_{Д} = \Delta U / \Delta I$ ;

коефіцієнт нелінійності,  $\beta = R_{СТ} / R_{Д}$ ;

показник нелінійності,  $\alpha = 1 / \beta$ ;

класифікаційна напруга вказує на точку сильної зміни характеру залежності струму від напруги,  $U_{\text{кл}}$ ;

класифікаційний струм,  $I_{\text{кл}}$  – струм, за якого визначають класифікаційну напругу варистора;

температурний коефіцієнт струму,  $TK_I$  характеризує підвищення електропровідності варистора від температури;

допустима потужність розсіювання,  $P_{\text{доп}}$  – потужність, за якої не відбувається незворотних змін параметрів варистора в процесі його експлуатації.

### Маркування варисторів

Приклад маркування: СН1-2-600:

1-ша цифра – матеріал напівпровідника, 1 – кадмій кремнію; 2 – селен;

2-га цифра – вид конструкції: 1 – циліндричний, 2 – дисковий;

600 – класифікаційна напруга.

### 1.1.9.4. Магніторезистори

**Магніторезисторами** (рис. 1.1.55) називаються такі резистори, опір яких залежить від напруженості діючого магнітного поля.

УГЗ магніторезистора показано на рис. 1.1.56.



Рис. 1.1.55. Магніторезистор

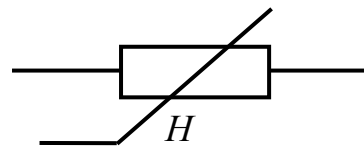


Рис. 1.1.56. Умовне графічне зображення магніторезистора

Принцип дії магніторезисторів полягає в тому, що коли носії зарядів рухаються в магнітному полі, то на них діє сила Лоренца, що зміщує їх бік від прямолінійного руху. Електрони стикаються з атомами й опір струму зростає.

Основними параметрами магніторезисторів є:

номінальний опір,  $R_{\text{МН}}$  за заданої напруженості магнітного поля  $H$ , А/м;

номінальна потужність,  $P_{\text{Н}}$ ;

магніторезистивне відношення,  $K_{\text{М}}$  – характеризує відношення відхилення опору магніторезистора за зростання напруженості магнітного поля від номінального її значення ( $H_{\text{Н}}$ ), на задану величину  $K_{\text{М}} = dR_{\text{М}} / dH$ .

### Маркування магніторезисторів

Приклад маркування: СМ4 – 1:

4 – тип НП, 1 – номер розробки.



### 1.1.9.5. Датчики Холла

Датчиками Холла (1.1.57) називаються такі напівпровідникові прилади, які здатні формувати напругу, залежну від напруженості магнітного поля, яке діє поперечно напрямку протікання струму.

Схему ввімкнення датчика Холла показано на рис. 1.1.58.

Ці прилади використовуються в колах керування безконтактними двигунами постійного струму, наприклад у дисководах комп'ютерів.



Рис. 1.1.57.  
Датчики Холла

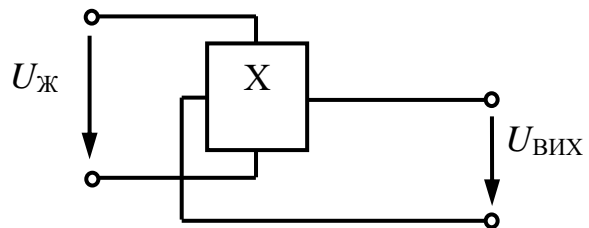


Рис. 1.1.58. Схема ввімкнення датчика Холла

Конструктивно датчик являє собою тонку пластину з напівпровідникового матеріалу, до торців якої прикладається зовнішня електрична напруга (рис. 1.1.59). Електрони, рухаючись по пластині під дією електричного поля, внаслідок впливу поперечного магнітного поля (під дією сили Лоренца) одночасно відхиляються до певної бічної грані пластини. При цьому між металевими обкладками відповідних бічних граней кристала та металевими виводами датчика з'являється різниця потенціалів – так звана ЕРС Холла.

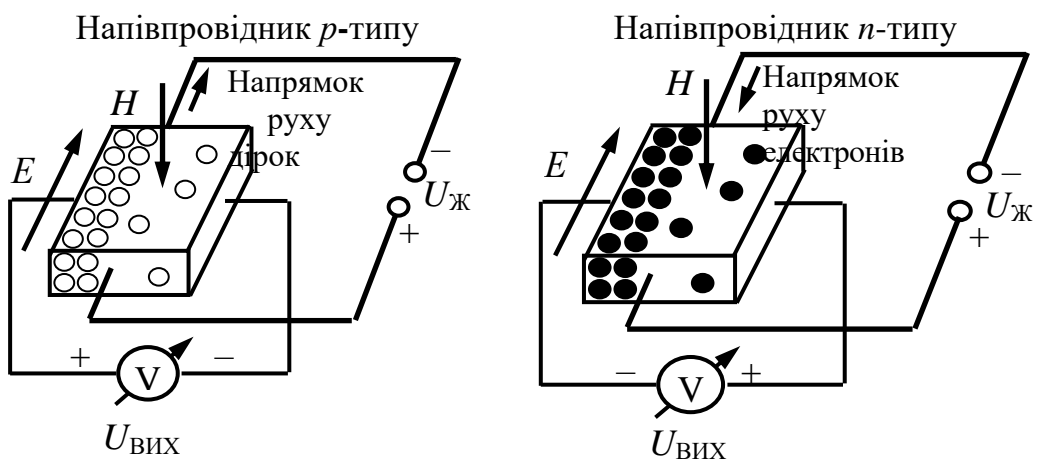


Рис. 1.1.59. Принцип дії датчика Холла

Отже, датчики Холла забезпечують отримання електричної напруги, що залежить від напруженості магнітного поля, яке виникає внаслідок дії зовнішнього джерела постійної напруги.

### Маркування датчиків Холла

*Приклад* маркування: ПХ – прилад Холла.

Отже, сильна залежність електропровідності напівпровідникових матеріалів від зовнішніх факторів дозволяє застосовувати їх у вигляді напівпровідникових резисторів та інших радіокомпонентів радіоелектронної апаратури.

## 1.1.10. Будова та принцип дії напівпровідникового діода

### 1.10.1. Поняття про електричний перехід у напівпровіднику

*Електричний перехід* у напівпровіднику – це граничний шар між двома областями, фізичні характеристики яких суттєво відрізняються.

Перехід між двома областями напівпровідника з різним типом електропровідності називається електронно-дірковим або *p-n*-переходом.

Перехід між двома областями з одним типом електропровідності (*p*- або *n*-) з різною концентрацією домішок і, відповідно, з різною питомою провідністю називається електронно-електронним переходом (*n<sup>+</sup>-n*-перехід) або дірково-дірковим (*p<sup>+</sup>-p*-переходом). Знак «+» позначає підвищену концентрацію домішок у напівпровіднику (підвищену легованість напівпровідника домішками).

Перехід між двома напівпровідниковими матеріалами з різною шириною забороненої зони називається *гетеропереходом*.

Якщо одна з областей переходу є металом, то такий перехід називають «метал-напівпровідник».

Електронно-дірковий перехід, у якому концентрація основних носіїв заряду в обох напівпровідниках є приблизно однаковою ( $p_0 \approx n_0$ ), називається *симетричним*.

Електронно-дірковий перехід, у якому концентрація основних носіїв заряду в напівпровіднику одного типу відрізняється від концентрації основних носіїв заряду в напівпровіднику протилежного типу в 100–1000 разів, називається *несиметричним*.

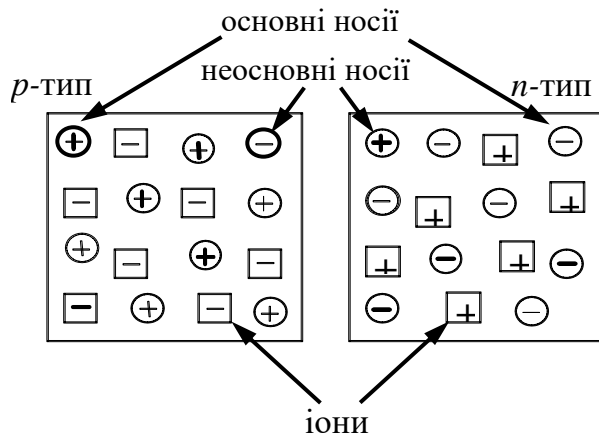


Рис. 1.1.60. Модель монокристала напівпровідника з двома областями з протилежним типом електропровідності до утворення  $p-n$ -переходу

Залежно від характеру розподілу домішок, які визначають тип електропровідності,  $p-n$ -переходи поділяють на різкі та плавні. У різкому переході концентрації домішок на межі розділу областей різного типу електропровідності змінюються на відстані, яка дорівнює дифузійній довжині, в плавному – на відстані значно більшій, ніж дифузійна довжина.

Монокристал напівпровідника, який має дві області з протилежним типом електропровідності до утворення  $p-n$ -переходу, показано нарис. 1.1.60

### 1.1.10.2. Фізичні процеси при формуванні $p-n$ -переходу

У перший проміжок часу від умовного об'єднання двох напівпровідників протилежних типів електропровідності виникає взаємна дифузія (лат. *diffusion* – розповсюдження, розтікання) електронів із напівпровідника  $n$ -типу у напівпровідник  $p$ -типу (вони заповнюють ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямку (рис. 1.1.61).

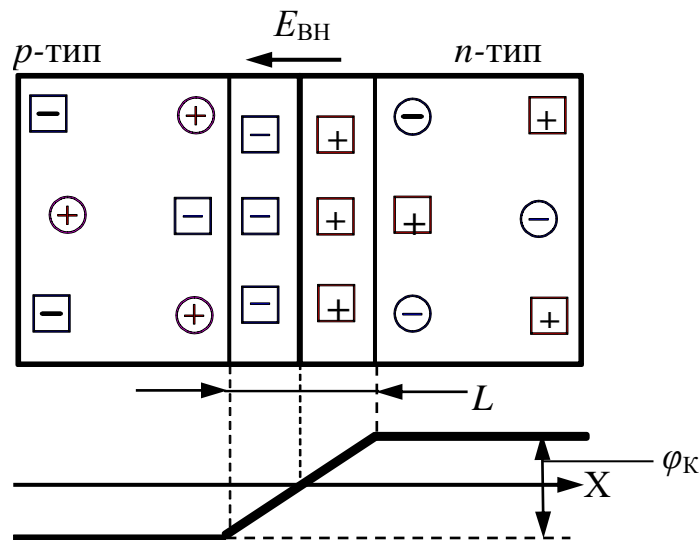


Рис. 1.1.61. Модель монокристала напівпровідника з двома областями з протилежним типом електропровідності під час утворення  $p-n$ -переходу

Взаємна дифузія зарядів спричиняє появу дифузійного струму  $I_{\text{диф}}$ . Відхід основних носіїв зарядів відбувається, починаючи, від границі поділу напівпровідників різних типів електропровідності. Внаслідок протікання дифузійного струму  $I_{\text{диф}}$  відбувається рекомбінація вільних основних носіїв зарядів.

Внаслідок цього в приконтактній зоні напівпровідника  $p$ -типу (завдяки негативним іонам акцепторної домішки) з'являється негативний об'ємний заряд, а в приконтактній зоні напівпровідника  $n$ -типу (завдяки позитивним іонам донорної домішки) з'являється позитивний об'ємний заряд. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю  $E_{ВН}$ , що гальмує рух основних носіїв зарядів (зменшує дифузійний струм  $I_{Диф}$ ). З іншого боку, це поле виявляється таким, що прискорює неосновні носії зарядів, що виникають переважно під дією тепла (електронів з  $p$ -області, а дірок з  $n$ -області), внаслідок чого через границю поділу двох областей напівпровідника протікає дрейфовий струм  $I_{Др}$  напрямком якого є протилежним до напрямку протікання дифузійного струму  $I_{Диф}$ . Процес дрейфу неосновних носіїв зарядів через  $p$ - $n$ -перехід зменшує напруженість  $E_{ВН}$  електричного поля. Під дією процесу дифузії напруженість електричного поля  $E_{ВН}$ , навпаки, зростає.

Процеси дифузії основних та дрейфу неосновних носіїв зарядів під впливом електричного поля напруженістю  $E_{ВН}$  без зовнішніх втручань із часом урівноважаться, і в сталому стані струму через  $p$ - $n$ -перехід не буде  $I_{Диф} + I_{Др} = 0$ .

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що визначається величиною об'ємного заряду, і називається *потенціальним бар'єром*  $\phi_k$  (або  $U_k$ ), який складним чином залежить від матеріалу напівпровідника, його температури, ширини забороненої зони, енергій валентних електронів, складу та розподілу концентрації домішок. Для германію  $\phi_{kGe} = (0,2 \div 0,4) В$ , для кремнію  $\phi_{kSi} = (0,5 \div 0,7) В$  для сполуки арсенід-галію  $\phi_{kGaAs} = (2 \div 2,5) В$ , для напівпровідників із бар'єром Шотткі  $\phi_{kBSI} = (0,2 \div 0,3) В$ .

*Зона об'ємного заряду* – це і є електронно-дірковий або  $p$ - $n$ -перехід. Ширина його позначена як  $L$  і вимірюється десятками мікронів.

Оскільки в  $p$ - $n$ -переході відсутні рухомі носії заряду (він заповнений нерухомими іонами, позитивними з одного боку від границі поділу ( $n$ ) та негативними з іншого ( $p$ )), то його опір дуже великий.

Зону об'ємного заряду називають також *запірним шаром*.

Розглянутий монокристал напівпровідника можна поділити на три ділянки: дві крайні  $n$ - та  $p$ -типу електропровідності, яких майже не зачепила дифузія, – це ділянки (області) високої провідності. Тому, якщо до них прикласти напругу, то ця напруга буде прикладеною безпосередньо до  $p$ - $n$ -переходу або запірного шару.

### **1.1.10.3. Фізичні процеси в $p$ - $n$ -переході при приєднанні до нього джерела постійної напруги у зворотному напрямку**

При зворотному вмиканні до  $p$ - $n$ -переходу прикладається зовнішня напруга  $U_{ЗОВ}$ , внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля  $E_{ВН}$  додається зовнішнє  $E_{ЗОВ}$  (рис. 1.1.62), внаслідок чого поле в  $p$ - $n$ -переході зростає і його напруженість становить:  $E_{РЕЗ} = E_{ВН} + E_{ЗОВ}$ .

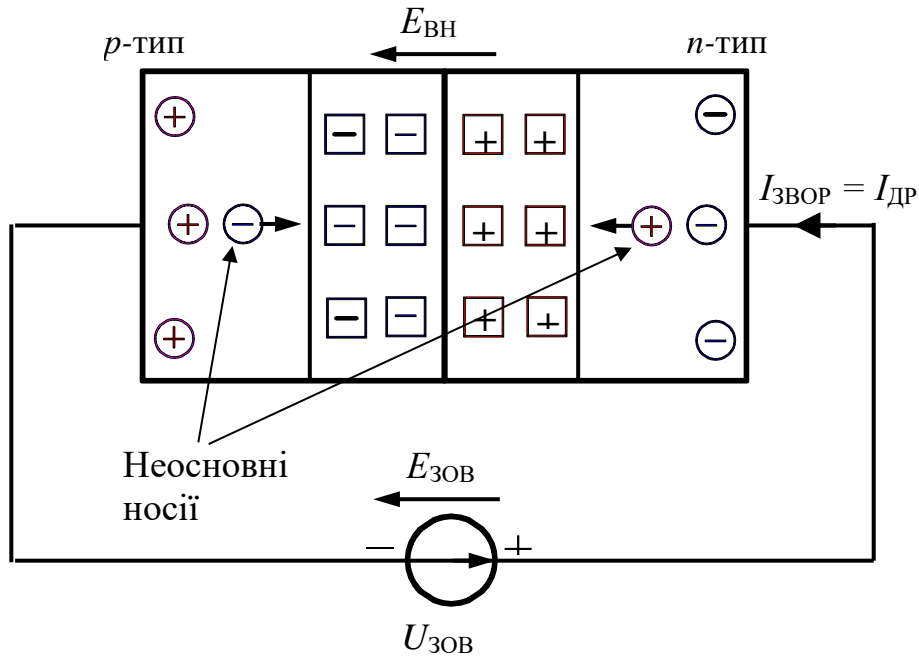


Рис. 1.1.62. Приєднання  $p$ - $n$ -переходу до зовнішнього джерела живлення у зворотному напрямку

Оскільки електричний опір  $p$ - $n$ -переходу дуже великий, то майже вся зовнішня напруга  $U_{ЗОВ}$  буде прикладатися до нього. Отже, різниця потенціалів на  $p$ - $n$ -переході становить:  $\varphi_{РЕЗ} = \varphi_{К} + U_{ЗОВ}$ .

Запірні властивості  $p$ - $n$ -переходу при цьому зростають, дифузійний струм  $I_{ДИФ}$  зменшується, а дрейфовий  $I_{ДР}$  майже не змінюється, оскільки залежить лише від ступеня нагрівання речовини. Через  $p$ - $n$ -перехід буде протікати зворотний струм  $I_{ЗВОР} = I_{ДР} - I_{ДИФ}$ .

Оскільки величина дифузійного струму  $I_{ДИФ}$  прямує до нуля, то зворотний струм  $I_{ЗВОР}$  є незначним, оскільки визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів.

#### 1.1.10.4. Фізичні процеси в $p$ - $n$ -переході при приєднанні до нього джерела постійної напруги в прямому напрямку

За зазначеної полярності зовнішньої напруги викликане нею зовнішнє електричне поле  $E_{ЗОВ}$  буде спрямоване назустріч внутрішньому  $E_{ВН}$  (рис. 1.1.63). За збільшення зовнішньої напруги зовнішнє електричне поле буде зростати, а результуюча напруженість – зменшуватися:  $E_{РЕЗ} = E_{ВН} - E_{ЗОВ}$ . При цьому дифузійний струм  $I_{ДИФ}$  буде зростати, а дрейфовий  $I_{ДР}$  буде зменшуватися. Результуюча різниця потенціалів буде становити:  $\varphi_{РЕЗ} = \varphi_{К} - U_{ЗОВ}$ . У цьому випадку через  $p$ - $n$ -перехід буде протікати прямий струм  $I_{ПР} = I_{ДИФ} - I_{ДР}$ . Він обумовлюється дифузійним струмом  $I_{ДИФ}$ , тобто залежить від концентрації основних вільних носіїв зарядів, і є великим. Якщо зовнішня напруга буде перевищувати величину потенціального бар'єру  $\varphi_{К}$ , то запірного шару майже не буде, а весь напівпровідник стане провідним, як резистор із невеликим опором.

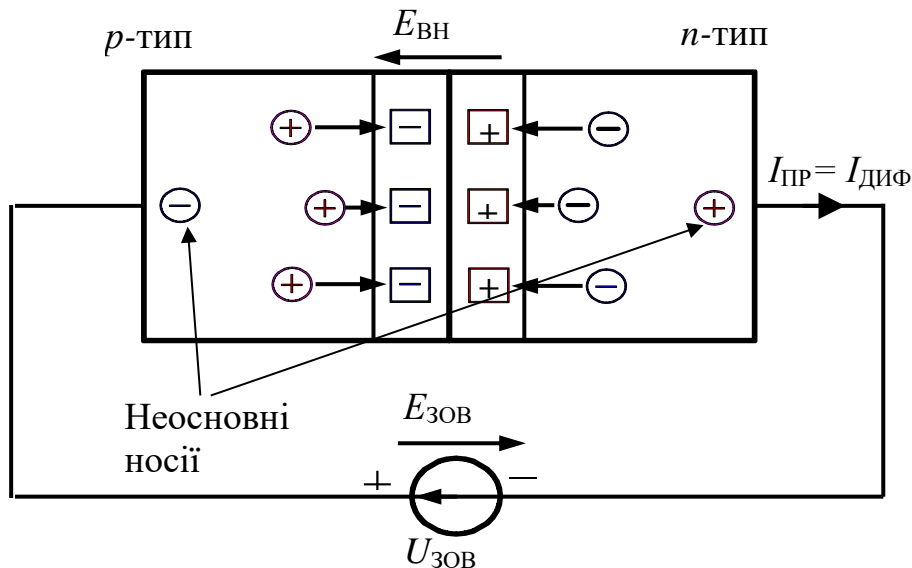


Рис. 1.1.63. Приєднання  $p$ - $n$ -переходу до зовнішнього джерела живлення в прямому напрямку

Отже,  $p$ - $n$ -перехід має вентиляльні властивості (нім. *ventil* – клапан), тобто за прямого вмикання його опір малий, а за зворотного – значний.

### 1.1.10.5. Особливості вольт-амперних характеристик напівпровідникових діодів

**Напівпровідниковим діодом** називається двохелектродний радіокомпонент з одним  $p$ - $n$ -переходом чи бар'єром Шотткі.

Оскільки напівпровідниковий діод має односторонню електропровідність струму, то в його УГЗ (рис. 1.1.64) застосовується стрілка, яка вказує напрямок протікання прямого струму. Електрод діода, на який за прямого вмикання подається більш позитивний потенціал, називають *анодом*, інший електрод – *катодом*. Таку саму назву мають металеві виводи, які приєднані до електродів.



Рис. 1.1.64. УГЗ напівпровідникового діода

Для правильного оцінювання співвідношення напруг на радіокомпонентах при роботі радіоелектронних пристроїв потрібно знати характерні особливості  $p$ - $n$ -переходів в основних напівпровідникових матеріалах, із яких виготовляються напівпровідникові діоди, як-то кремній, германій, сполуки галію, а також їх залежність від температури.

Оскільки  $p$ - $n$ -перехід має явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, який через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою ВАХ.

ВАХ  $p$ - $n$ -переходу (напівпровідникового діода) має пряму (1) та зворотну гілки (2, 3) (рис. 1.1.65). На рис. 1.1.66 наведено схеми для дослідження цих гілок.

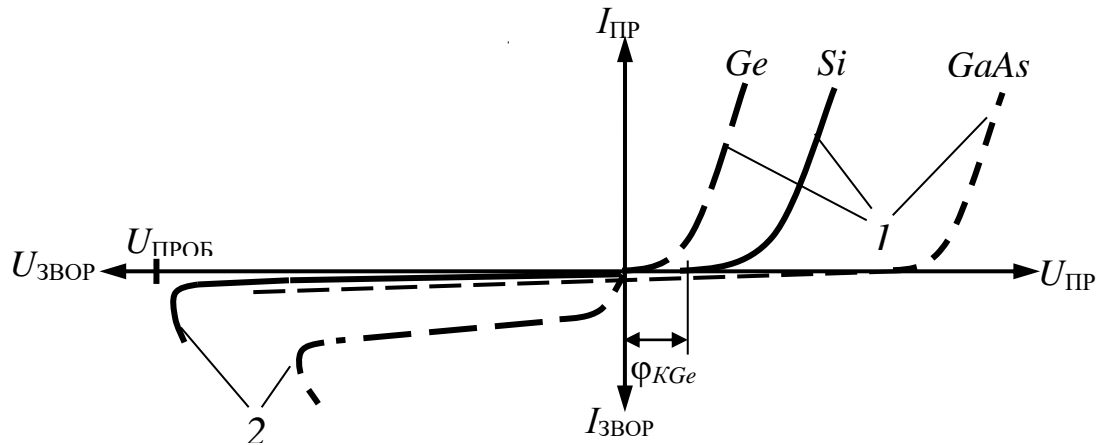


Рис. 1.1.65. Вольт-амперні характеристики  $p-n$ -переходів (напівпровідникових діодів)

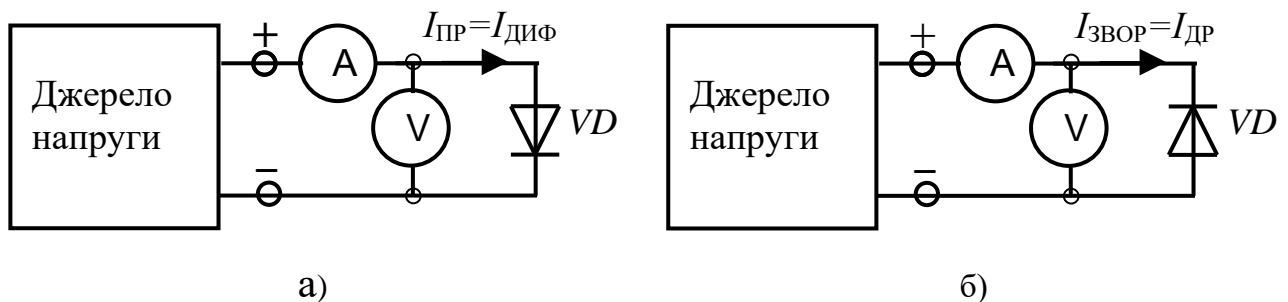


Рис. 1.1.66. Схеми включення напівпровідникового діода:  
а) пряме; б) зворотне

Якщо напруга прямого вмикання  $p-n$ -переходу менша за контактну різницю потенціалів  $U_{PP} < \phi_K$ , через  $p-n$ -перехід, опір якого великий, протікає незначний струм. Як тільки зі збільшенням напруги прямого вмикання  $U_{PP}$  остання досягне значення  $U_{PP} = \phi_K$ , заперні властивості  $p-n$ -переходу зникають, і струм через нього визначається лише провідністю  $p$ - та  $n$ -областей.

Отже, за прямого вмикання основна відмінність  $p-n$ -переходів у кремнію, германію та сполуках галію полягає в контактній різниці потенціалів, що призводить до різниці в напругах їх відкриття. Так, для кремнієвого напівпровідникового діода прямий струм набуває значної величини в середньому за напруги  $0,7\text{ В}$ , через германієвий діод за напруги  $0,4\text{ В}$  і т.д.

Пряма ділянка ВАХ  $p-n$ -переходу описується рівнянням Еберса–Молла

$$I_{PP} = I_{ЗВОР НАС} \cdot \left[ e^{\frac{U_{ЗВОР НАС}}{U_T}} - 1 \right], \quad (1.1.44)$$

де  $I_{ЗВОР НАС}$  – зворотний струм насичення;  $U_T$  – температурний потенціал  $p-n$ -переходу, ( $U_T = 0,026\text{ В}$  для  $p-n$ -переходу в монокристалі кремнію та вдвічі менше для бар'єру Шоттки та  $p-n$ -переходу в монокристалі германію).

За зростання від нуля зворотної напруги  $U_{ЗВОР}$  швидкість руху неосновних носіїв зарядів через закритий  $p-n$ -перехід зростає. Задосягнення

зворотною напругою величини електричного пробою  $U_{\text{ЗВОР}} = U_{\text{ПРОБ}}$  швидкість рухомих неосновних носіїв зарядів буде такою, що їх енергії вистачить для виникнення в матеріалі ударної іонізації – вибивання з атомів, в області  $p$ - $n$ -переходу, додаткових носіїв заряду (пар електрон–дірка). Своєю чергою, ці носії прискорюються електричним полем і викликають іонізацію наступного атома. Це явище називається *електричним лавинним пробоєм  $p$ - $n$ -переходу*, а  $U_{\text{ПРОБ}}$  – *напругою електричного пробою*. Воно є характерним для слабо легованих (з малою кількістю домішок) областей  $p$ -та  $n$ -типу монокристала.

Якщо при лавинному електричному пробої  $p$ - $n$ -перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності ( $P_{\text{ЗВОР}} = I_{\text{ЗВОР}} \cdot U_{\text{ЗВОР}}$ ), не призводить до суттєвих змін температури структури й електричний пробій протікає за незмінної напруги – це явище має зворотний характер. Тобто за зниження зворотної напруги  $U_{\text{ЗВОР}}$  запірні властивості  $p$ - $n$ -переходу відновлюються. При лавинному електричному пробої напруга на  $p$ - $n$ -переході майже не змінюється. Явище лавинного електричного пробою покладено в принцип функціонування такого напівпровідникового приладу як стабілітрон, призначеного для стабілізації напруги.

До електричного пробою належить також явище тунельного пробою. Тунельний пробій виникає в сильно легованих (велика кількість домішок) областях  $p$ - та  $n$ -типу монокристала з дуже тонким запірним шаром і за досить незначних зворотних напруг. Завдяки цьому уже занапруг в одиниці вольт на  $p$ - $n$ -переході спостерігається така велика напруженість електричного поля, що енергія електронів валентної зони напівпровідникового  $p$ -типу стає такою самою, що й енергія вільних електронів зони провідності напівпровідникового  $n$ -типу. Внаслідок чого буде відбуватися перехід електронів з області  $p$ -типу в область  $n$ -типу, тобто виникає тунельний струм. Початок тунельного пробою оцінюється за десятикратним перевищенням тунельного струму над зворотним. За збільшення температури напруга тунельного пробою буде зменшуватися.

Тепловий пробій виникає внаслідок розігріву  $p$ - $n$ -переходу, коли кількість тепла, що виділяється при протіканні зворотного струму через  $p$ - $n$ -перехід більша за кількість тепла, що відводиться від нього (неефективне тепловідведення). При розігріві  $p$ - $n$ -переходу відбувається інтенсивна генерація пар електрон–дірка, наслідком чого буде подальше збільшення зворотного струму через  $p$ - $n$ -перехід. Це, зі свого боку, призводить до подальшого збільшення температури. Як наслідок, зворотний струм через  $p$ - $n$ -перехід лавиноподібно зростає та відбувається тепловий пробій.

Тепловий пробій є незворотним явищем, оскільки в разі його виникнення матеріал напівпровідника розплавляється, а  $p$ - $n$ -перехід руйнується.

Допустима зворотна напруга ( $U_{\text{ЗВОР max}}$ ) кремнієвих діодів може сягати від 1000 до 1500 В, у той час як у германієвих вона лежить в межах від 100 до 400 В.

Із зростанням температури контактна різниця потенціалів (потенціальний бар'єр  $\phi_K$ )  $p$ - $n$ -переходу зменшується (рис. 1.1.67). Отже, ділянка ВАХ прямого



ввімкнення напівпровідникового діода зміщується вліво (струм за однакової прямої напруги збільшенням температури зростає). Водночас величина спаду прямої напруги  $U_{\text{пр}}$  у кремнієвих діодів більша, ніж у германієвих. Це пояснюється тим, що у відкритих германієвих діодах можна отримати величину опору в 1,5–2 рази меншу, ніж у кремнієвих, за однакової величини прямого струму через них. Тому, величина потужності, що розсіюється в германієвому діоді, є в стільки саме разів меншою. У зв'язку із цим у випрямлячах низьких напруг більш доцільно застосовувати германієві діоди.

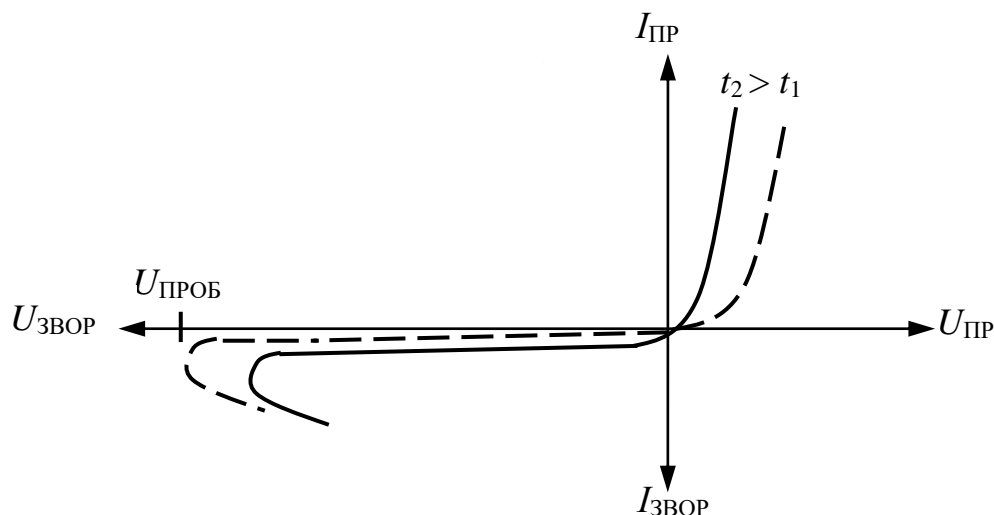


Рис. 1.1.67. Вплив температури на вольт-амперну характеристику  $p$ - $n$ -переходу (напівпровідникового діода)

За зворотного ввімкнення  $p$ - $n$ -переходу, зі збільшенням температури зростає концентрація неосновних носіїв зарядів областей  $p$ - та  $n$ -типів (відповідно електронів та дірок). Це також впливає на зростання струму в  $p$ - $n$ -переході за його зворотного ввімкнення (зворотна гілка ВАХ зміщується вниз).

За певної температури величина зворотного струму  $I_{\text{звор}}$  може зрівнятися з величиною прямого струму  $I_{\text{пр}}$ . Отже, існує температурна межа ( $t_{\text{max}}$ ) використання  $p$ - $n$ -переходів, а відповідно, і напівпровідникових діодів. Для германієвих  $t_{\text{max}} = 70 \div 85 \text{ } ^\circ\text{C}$ , причому на кожні  $10 \text{ } ^\circ\text{C}$  зворотний струм  $I_{\text{звор}}$  збільшується у 2 рази (за температури більше  $85 \text{ } ^\circ\text{C}$  різко збільшується власна провідність германію, яка призводить до недопустимого зростання зворотного струму  $I_{\text{звор}}$ ), для кремнієвих  $t_{\text{max}} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$ , причому на кожні  $10 \text{ } ^\circ\text{C}$  зворотний струм  $I_{\text{звор}}$  збільшується у 2,5 рази. Перехід із бар'єром Шоттки в кремнію має меншу залежність прямої гілки ВАХ від температури, а  $t_{\text{max}} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

#### 1.1.10.6. Класифікація та система маркування напівпровідникових діодів

Залежно від технологічних процесів, які застосовуються при виготовленні, розрізняють точкові, сплавні й мікросплавні, з дифузійною базою та епітаксціальні напівпровідникові діоди.

Широкого застосування в радіоелектронних пристроях набули:


діоди для випрямлення змінного струму низької частоти;

високочастотні діоди – прилади універсального призначення –можуть використовуватись для випрямлення струмів у широкому діапазоні частот, а також для модуляції, детектування та інших нелінійних перетворень сигналів. Звідси їх інша назва – універсальні;


імпульсні діоди призначені для використання в імпульсних колах; характеризуються малою площею  $p-n$ -переходу, а тому незначною бар'єрною ємністю останнього –це,зі свого боку, мінімізує тривалість перехідних процесів в імпульсних діодах при дії на них стрибкоподібних напруг.

УГЗ цих напівпровідникових діодів має вигляд .


*Стабілітрони* та *стабістори* призначаються для стабілізації рівня напруги за зміни струму через них. Стабілітрон працює на зворотній, а стабістор на прямій ділянках ВАХ.

УГЗ напівпровідникових стабілітронів має вигляд .

*Варикапи* – прилади, які призначені для використання як керованих напругою ємностей.

УГЗ варикапів має вигляд .

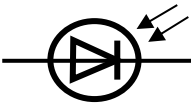
*Тунельні діоди* – напівпровідниковіприлади, у яких використовується тунельний механізм перенесення зарядів через  $p-n$ -перехід і на ВАХ яких є ділянка від'ємного диференційного опору.

УГЗтунельних діодів має вигляд .


*Діоди з бар'єром Шоттки* виготовляють з металу та напівпровідника;використовуються в приладах діапазону надвисоких частот.Для них є характерним малий рівень власних шумів та велика швидкодія.

УГЗдіода з бар'єром Шоттки має вигляд .

*Фотодіоди* призначаються для перетворення оптичних сигналів в електричні.

УГЗ фотодіода має вигляд .

*Світлодіоди*– прилади, які здатні створювати некогерентне оптичне випромінювання визначеного спектрального складу при протіканні через них прямого струму.

УГЗсвітлодіодамає вигляд .

« $p$ - і  $n$ -»діоди виконуються у вигляді тришарової структури, у якій крайні шари виготовляються з низькоомного (сильнолегованого)

напівпровідника, а середній шар із високоомного (слаболегованого) напівпровідника. Під дією зовнішньої напруги змінюється внутрішній опір діода, що дозволяє використовувати його в пристроях керування сигналами.

Система маркування вітчизняних напівпровідникових приладів складається із 6 чи 7 знаків (літер та цифр):

1	2	3	4	5
X	X	X	X	X <u>  </u> X

1-й елемент – літера або цифра, що вказує на матеріал;

2-й елемент – літера, що вказує на підклас напівпровідникового приладу;

3-й елемент – число, яке вказує призначення приладу в межах підкласу й характеризує його параметри;

4-й елемент – дві або три цифри, що вказують на порядковий номер розробки приладу цього типу;

5-й елемент – літера, яка вказує на відмінність групи параметрів у приладі цього типу.

### **Маркування вітчизняних напівпровідникових діодів**

1-й елемент (літера або цифра) позначає матеріал, із якого виготовляється діод: Г(1) – германій, К(2) – кремній, А(3) – арсенід галію. Якщо літера – діоди загального призначення, якщо цифра – спеціального призначення.

2-й елемент (літера) – клас приладу:

Д – випрямні, універсальні, імпульсні; Ц – випрямні стовби та мости; А – діоди надвисоких частот; В – варикапи; И – тунельні; Л – світлодіоди; С – стабілітрони й стабістори.

3-й елемент (цифра) вказує на підклас приладу (визначає особливості призначення приладу).

4-й елемент (дві цифри) – порядковий номер розробки.

5-й елемент – технологічна група параметрів.

Напівпровідникові діоди мають такі переваги: високу надійність та великий строк служби; малі габарити та масу; механічну міцність; малу потужність споживання; можливість масового тиражування.

#### **1.1.11. Напівпровідникові діоди в схемах випрямлення змінного струму**

Зовнішній вигляд даних напівпровідникових діодів наведено на рис. 1.1.68.

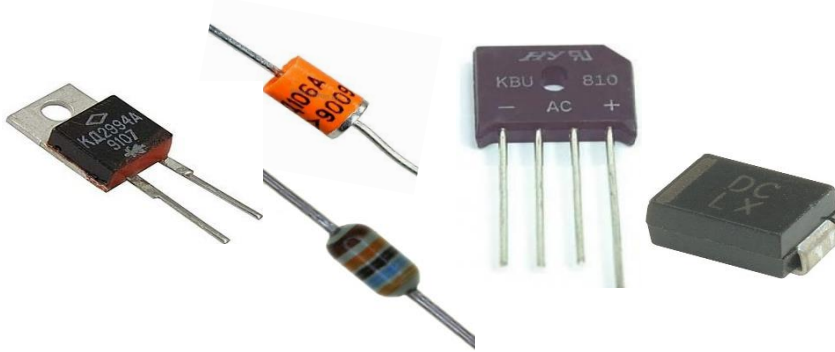


Рис. 1.1.68. Напівпровідникові діоди та міст для випрямлення змінного струму

### ***1.1.11.1. Загальна характеристика, класифікація та параметри схем випрямлення змінного струму***

Історично першим призначенням діодів було випрямлення змінного струму. Оскільки в теперішній час енергопостачання здійснюється саме змінним струмом, а велика кількість радіоелектронних пристроїв потребує живлення постійним струмом, для отримання останнього здебільшого застосовують схеми випрямлячів, основними елементами яких є:

*трансформатор* призначений для перетворення (зменшення) величини напруги, яку отримують від електричної мережі до значення, необхідного для забезпечення роботи випрямляча. Він також забезпечує електричне (гальванічне) розв'язання мережі та навантаження;

*вентильна схема* (група напівпровідникових елементів або тиристорів) призначена для отримання напруги на навантаженні та струму в ньому у вигляді пульсацій;

*конденсатор великої ємності* застосовується як елемент фільтра нижніх частот, призначений для зменшення (згладжування) пульсацій напруги на навантаженні (перетворення пульсуючої напруги на навантаженні в постійну напругу);

*стабілізатор постійної напруги* призначений для отримання стабільного значення напруги на навантаженні, при змінах у заданих межах його опору або напруги мережі.

*Класифікація схем випрямлення змінного струму:*

за кількістю фаз – однофазні та багатофазні (найчастіше трифазні);

за принципом дії в однофазному колі живлення – однокітні (однопівперіодні) та двокітні (двопівперіодні);

за потужністю – малої (до 1 *кВТ*), середньої (до 100 *кВТ*), великої (більше 100 *кВТ*) потужності.

В однопівперіодній схемі випрямлення використовується тільки одна за період півхвилі вхідної напруги (струм у вторинній обмотці трансформатора протікає один раз за період напруги мережі живлення й лише в одному напрямку) (рис. 1.1.69).

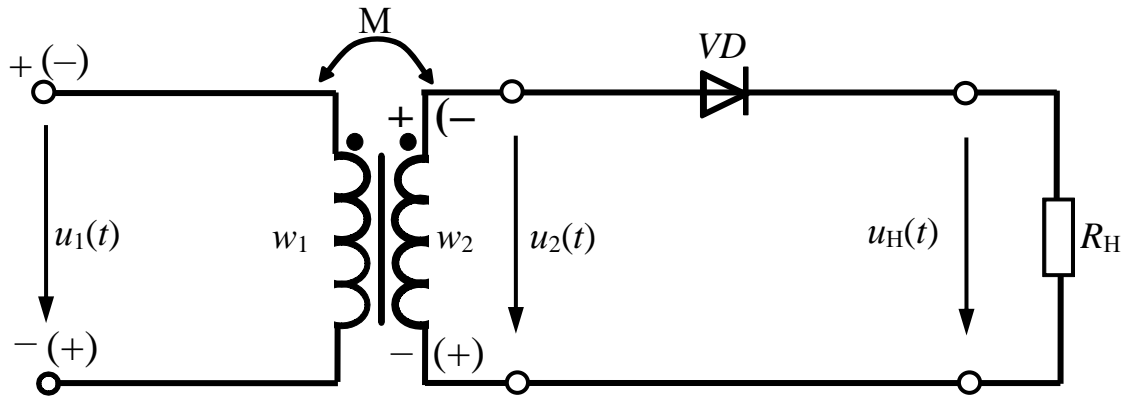


Рис. 1.1.69. Однопівперіодна схема випрямлення змінного струму без згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$

У двопівперіодній схемі випрямлення використовуються обидві півхвилі вхідної напруги (струм у вторинній обмотці трансформатора за період напруги мережі живлення протікає двічі у різних напрямках).

*Основні параметри випрямлячів на напівпровідникових діодах:*

середні значення випрямленої напруги та струму  $I_{\text{СЕР}}$ ,  $U_{\text{СЕР}}$  (випрямлену випрямлячем (пульсуючу) напругу (струм), можна розкласти в ряд Фур'є. Першим членом розкладання буде постійна складова, або середнє значення випрямленої напруги (струму), яка діє (протікає) за період на (в) навантаженні;

коефіцієнт пульсацій  $K_{\text{П}}$  характеризує величину пульсацій випрямленої напруги і є відношенням амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги  $U_{\text{мГ}}$  до середнього значення випрямленої напруги  $U_{\text{СЕР}}$ :  $K_{\text{П}} = U_{\text{мГ}} / U_{\text{СЕР}}$ ;

зовнішня характеристика  $U_{\text{СЕР}} = f(I_{\text{СЕР}})$ .

### **1.1.11.2. Однофазна однопівперіодна схема випрямлення змінного струму**

Принцип дії однофазної однопівперіодної схеми випрямлення змінного струму без згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$  (рис. 1.1.69, 1.1.70).

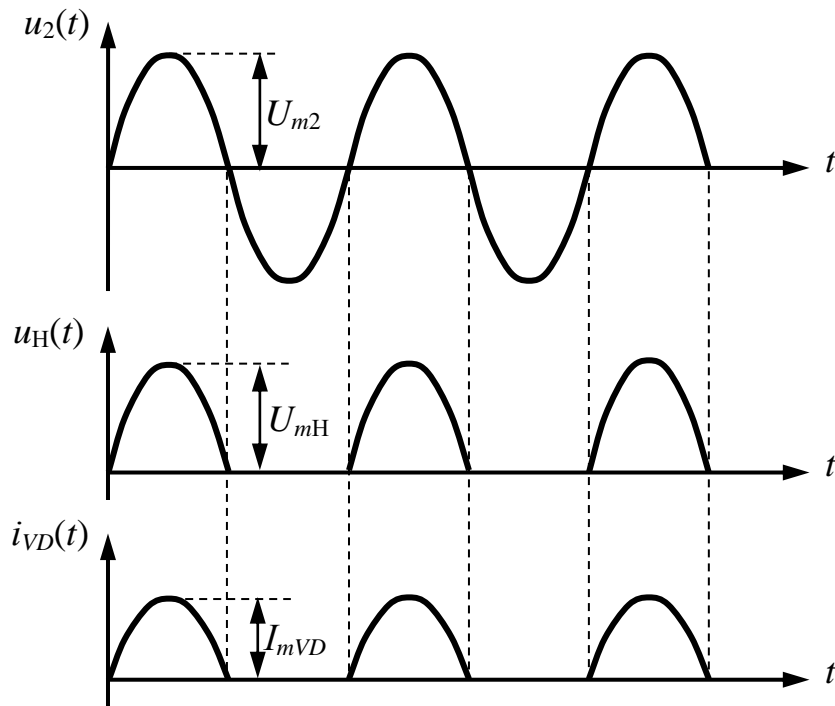


Рис. 1.1.70. Епюри напруг та струмів однопівперіодного випрямляча змінного струму без згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$

При дії позитивного півперіоду вхідної гармонічної напруги (напруги у вторинній обмотці трансформатора  $u_2(t)$ )  $p$ - $n$ -перехід діода зміщується в прямому напрямку, і в разі, якщо миттєве значення вхідного сигналу  $u_2(t)$  перевищить контактну різницю потенціалів або величину потенціального бар'єру ( $u_2(t) > \phi_K$ ), заперний шар зникне і опір діода стане незначним (буде визначатися опорами  $p$ - та  $n$ -областей напівпровідникового матеріалу). Через діод буде протікати прямий струм  $i_{\text{пр}}(t)$ , який за відсутності конденсатора  $C_{\Phi}$  буде створювати на навантаженні  $R_H$  спад напруги  $u_H(t)$ , закон зміни якої буде повторювати закон зміни вхідного сигналу  $u_2(t)$ , з амплітудою

$$U_{mI} = U_{m2} - U_{\text{від}VD}, \quad (1.1.45)$$

Де  $U_{mI}$  – амплітуда пульсуючої напруги на навантаженні;  $U_{m2}$  – амплітуда вхідної гармонічної напруги;  $U_{\text{від}VD}$  – падіння напруги на відкритому діоді.

При дії негативного півперіоду вхідної напруги  $u_2(t)$   $p$ - $n$ -перехід зміщується у зворотному напрямку, площа заперного шару зростає. При цьому через закритий діод буде протікати незначний за величиною зворотний струм  $I_{\text{звор}}$ , зумовлений рухом неосновних носіїв заряду  $p$ - та  $n$ -областей напівпровідника, величина якого залежить від температури. На навантаженні буде виділятися напруга, величина якої буде набагато меншою за амплітуду напругив позитивний півперіод дії вхідної напруги  $u_2(t)$ . Отже, струм через

діод  $i_{VD}(t)$  буде протікати короткими імпульсами із частотою вхідної напруги  $u_2(t)$ , за період дії якої на навантаженні буде виділятися пульсуюча напруга  $u_H(t)$  з позитивними миттєвими значеннями.

Діодний однопівперіодний випрямляч змінного струму якісно функціонує, якщо опір навантаження  $R_H$  й опори діода при його прямому  $R_{VD \text{ ПР}}$  та зворотному  $R_{VD \text{ ЗВОР}}$  ввімкненнях задовольняють вимоги

$$R_{VD \text{ ПР}} \ll R_H \ll R_{VD \text{ ЗВОР}}.$$

Для однопівперіодного випрямляча (без згладжувального конденсатора  $C_\phi$ ) характерні такі співвідношення:

середнє значення випрямленого струму в навантаженні:

$$I_{\text{СЕР}} = 0,318 \cdot I_{m2},$$

де  $I_{m2}$  – амплітуда імпульсів струму, який протікає через діод;

середнє значення випрямленої напруги на навантаженні:

$$U_{\text{СЕР}} = 0,318 \cdot I_{m2} \cdot R_H = 0,318 \cdot U_{m2} = 0,45 \cdot U_2,$$

де  $U_2$  та  $U_{m2}$  – діюче та амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора;

максимальна зворотна напруга, яка буде діяти на діоді при негативному півперіоді вхідної напруги:  $U_{\text{ЗВОР max}} = U_{m2} = 3,14 \cdot U_{\text{СЕР}}$ ;

частота пульсацій випрямленої напруги дорівнює частоті мережі:

$$f_{\text{П}} = f_{\text{мережі}};$$

коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на навантаженні:

$$K_{\text{П}} = U_{m1} / U_{\text{СЕР}} = U_{m2} / (2 \cdot U_{\text{СЕР}}) = 3,14 \cdot U_{\text{СЕР}} / (2 \cdot U_{\text{СЕР}}) = 1,57.$$

Підбираючи діоди для даної схеми необхідно дотримуватися таких співвідношень:

$$U_{\text{ЗВОР max ДОП}} > U_{\text{ЗВОР max}} = U_{m2} = 3,14 \cdot U_{\text{СЕР}},$$

Де  $U_{\text{ЗВОР max ДОП}}$  – довідникове значення максимально допустимої зворотної напруги вибраного діода;

$I_{\text{СЕР max}} > I_{\text{СЕР}}$  – довідникове значення максимально допустимого (середньовипрямленого) прямого струму вибраного діода.

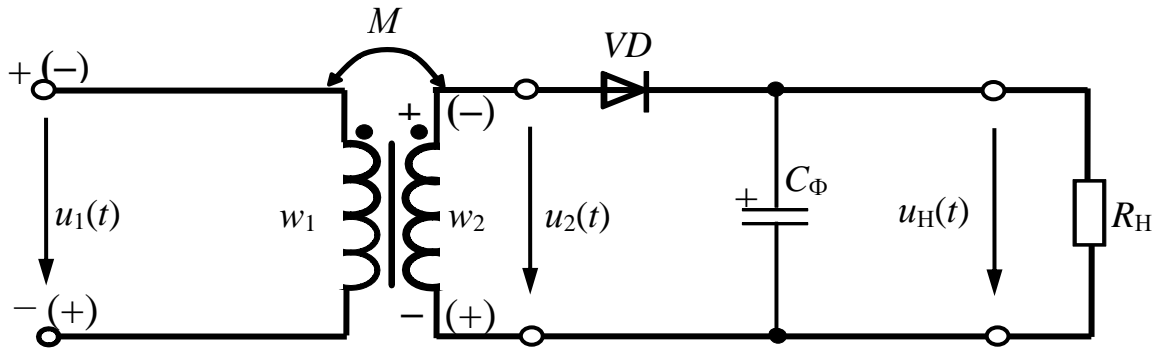


Рис. 1.1.71. Однопівперіодна схема випрямлення змінного струму зі згладжувальним конденсатором  $C_{\Phi}$

За наявності згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$  (рис. 1.1.71) в позитивний півперіод вхідної напруги він буде заряджатися через невеликий опір прямозмщеного діода  $R_{\text{ПР}}$ , а в інтервалі між позитивними імпульсами конденсатор буде розряджатися через навантаження та великий опір зворотно зміщеного діода  $R_{\text{ЗВОР}}$ . Заряджання конденсатора  $C_{\Phi}$  буде відбуватися (струм через діод буде протікати) тільки за умови, що напруга на вторинній обмотці  $u_2(t)$  перевищить напругу на конденсаторі  $u_{\text{ВИХ}}(t)$ , оскільки тільки тоді діод буде ввімкнений у прямому напрямку. Тобто наявність конденсатора  $C_{\Phi}$  суттєво зменшує пульсації, швидко заряджаючись через діод у позитивний півперіод вхідної напруги  $u_2(t)$  та повільно віддаючи частину запасеної енергії в навантаження в негативний (рис. 1.1.72). Через це впродовж періоду змінної напруги, напруга на навантаженні буде зменшуватися на величину  $dU_{\text{П}}$ . Дана зміна напруги пов'язана зі струмом у навантаженні  $I_{\text{Н}}$ , ємністю конденсатора  $C_{\Phi}$  та періодом коливань вхідної напруги  $T_{\text{П}}$  таким аналітичним виразом:  $dU_{\text{П}} = I_{\text{Н}} \cdot T_{\text{П}} / C_{\Phi}$ .



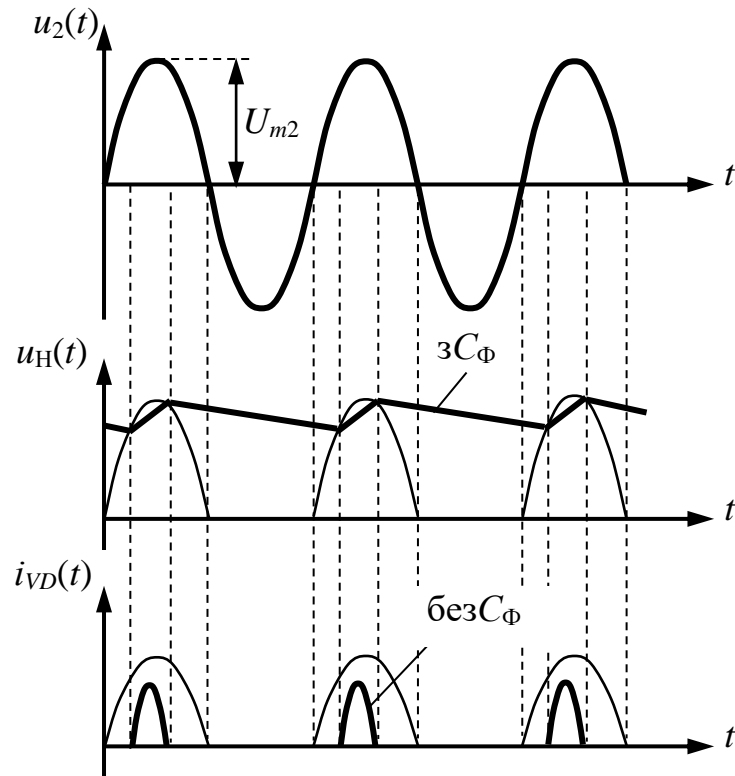


Рис. 1.1.72. Епюри напруг та струмів однопівперіодного випрямляча змінного струму з конденсатором  $C_\phi$

Якість згладжування вихідної напруги оцінюється за допомогою коефіцієнта пульсацій:  $K_{\dot{U}} = 0,5 \cdot dU_{\dot{U}} \cdot 100\% / U_{\dot{U}}$ .

На практиці ємність згладжувального конденсатора  $C_\phi$  вибирається на підставі співвідношення:  $C_\phi = 50 \cdot I_H / U_H$ .

За наявності згладжувального конденсатора  $C_\phi$  повинна виконуватися нерівність:  $U_{\dot{U}} \geq U_{\dot{U}} = 2 \cdot U_{m2}$ .

### 1.1.11.3. Однофазні двопівперіодні схеми випрямлення змінного струму

Недоліки однопівперіодної схеми випрямлення змінного струму:  
 значна величина пульсацій випрямленої напруги, оскільки за значний інтервал часу між зарядними імпульсами струму, згладжувальний конденсатор встигає суттєво розрядитися;

невеликий коефіцієнт корисної дії (ККД), оскільки через навантаження струм протікає тільки половину періоду напруги мережі, тобто з користю використовується тільки половина його потужності.

Шляхи зменшення величини пульсацій випрямленої напруги на навантаженні:

застосування згладжувальних конденсаторів із великими значеннями номінальних ємностей;

додаткове застосування дроселів для згладжування пульсацій або активних фільтрів;

підвищення частоти пульсацій.

Вищезазначені недоліки усувають однофазні двопівперіодні схеми випрямлення змінного струму, у яких можуть бути задіяні два або чотири діоди. При цьому вхідна напруга  $u_2(t)$  створює струм через навантаження в кожен півперіод, що забезпечує збільшення ККД та зменшення пульсацій випрямленої напруги на навантаженні.

Однофазні двопівперіодні схеми випрямлення змінного струму дають удвоє менші пульсації напруги, затієї самої ємності  $C_\Phi$  завдяки подвоєній частоті пульсацій (конденсатор підзаряджається у два рази частіше) і тому мають перевагу в застосуванні.

Двopівперіодні схеми випрямлення змінного струму бувають з виводом від середньої точки вторинної обмотки трансформатора та мостові.

Випрямлячі з виводом від середньої точки вторинної обмотки трансформатора фактично складаються з двох однопівперіодних, що працюють у протифазі (рис. 1.1.73). Для цього кінецьоднієї половини обмотки з'єднується з початком іншої її половини.

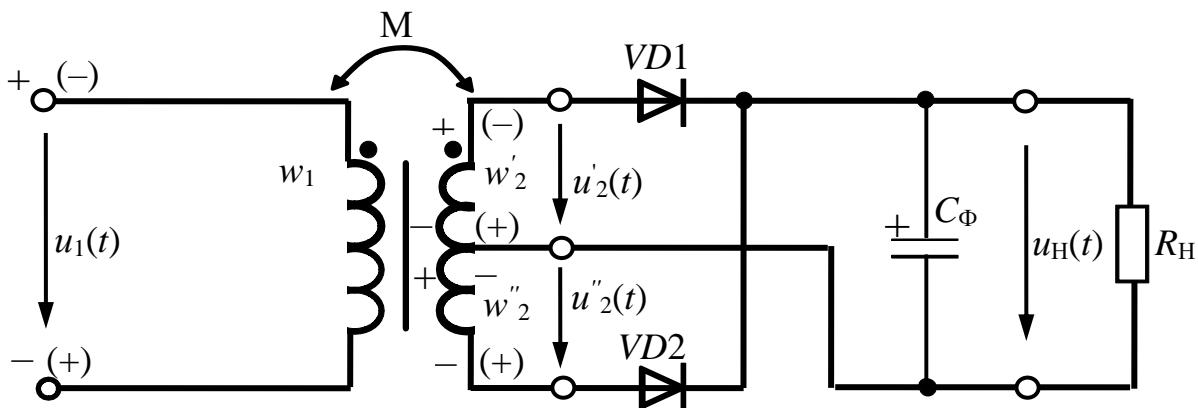


Рис. 1.1.73. Двopівперіодна схема випрямлення змінного струму з виводом від середньої точки вторинної обмотки трансформатора

Тут, згладжувальний конденсатор  $C_\Phi$  заряджається до амплітудного значення напруги половини вторинної обмотки трансформатора  $U'_{m2} (U''_{m2})$ , за винятком спаду напруги на одному відкритому діоді  $U_{VD}$  пр (рис. 1.1.74), тобто як в однопівперіодному випрямлячі. Середній випрямлений струм  $I_{СЕР}$  через кожен діод виявляється у два рази меншим за струм у навантаженні  $I_H$ . Одночасно до кожного діода підводиться максимальна зворотна напруга, яка наближено дорівнює подвоєній амплітуді напруги на половині вторинної обмотки трансформатора.

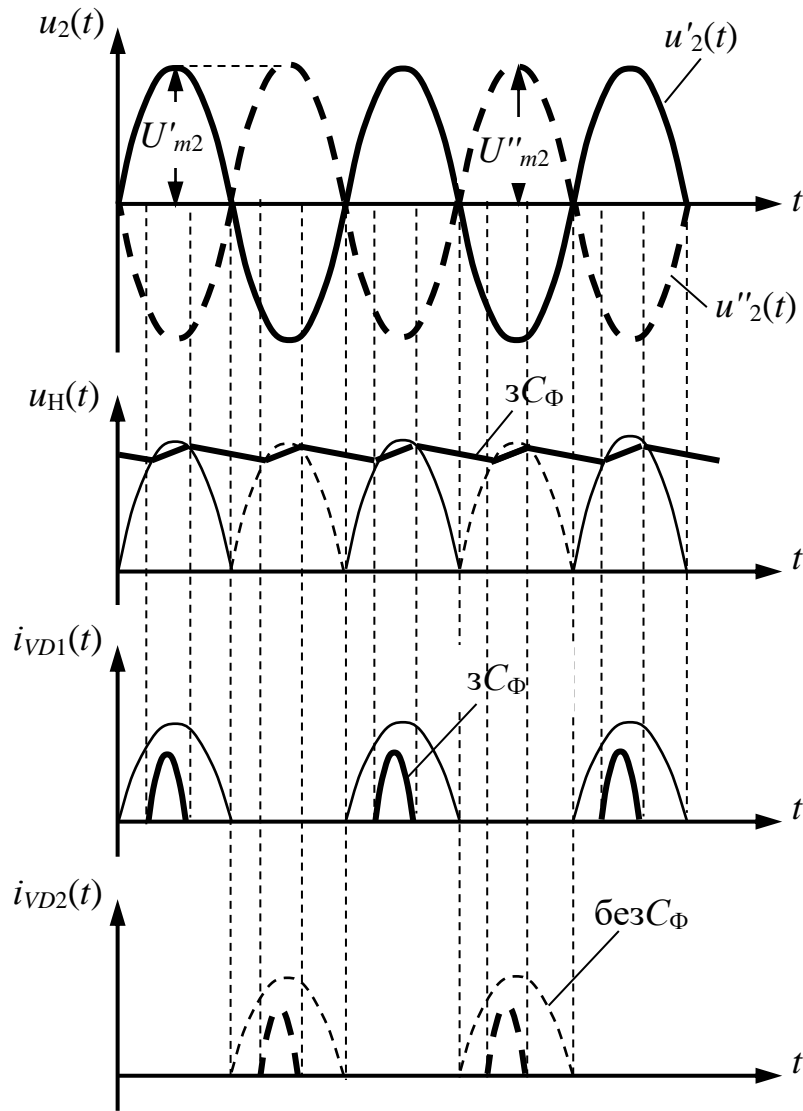


Рис. 1.1.74. Епюри напруг та струмів двопівперіодної схеми випрямлення змінного струму з виводом від середньої точки вторинної обмотки трансформатора

Для даної схеми випрямляча без згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$  характерні такі співвідношення:

$$I_{\text{СЕР}} = 0,63 \cdot I_{m2};$$

$$U_{\text{СЕР}} = 0,636 \cdot I_{m2} \cdot R_{\text{H}} = 0,636 \cdot U'_{m2};$$

$$I_{\text{VD СЕР}} = 0,5 \cdot U_{\text{СЕР}} / R_{\text{H}} = 0,5 \cdot I_{\text{СЕР}};$$

$$U_{\text{ЗВОР max}} = 2 \cdot U'_{m2} = 3,14 \cdot U_{\text{СЕР}};$$

$$f_{\text{П}} = 2f_{\text{С}};$$

$$K_{\text{П}} = 0,6.$$

На практиці ємність згладжувального конденсатора  $C_{\Phi}$  вибирається на підставі співвідношення:  $C_{\Phi} = 25 \cdot I_{\text{H}} / U_{\text{H}}$ .

Вибір трансформатора здійснюється за його повною потужністю  $S = 1,48 \cdot U_{\text{СЕР}} \cdot I_{\text{СЕР}}$ .

В останньому випадку діоди вмикаються за мостовою схемою (рис. 1.1.75).

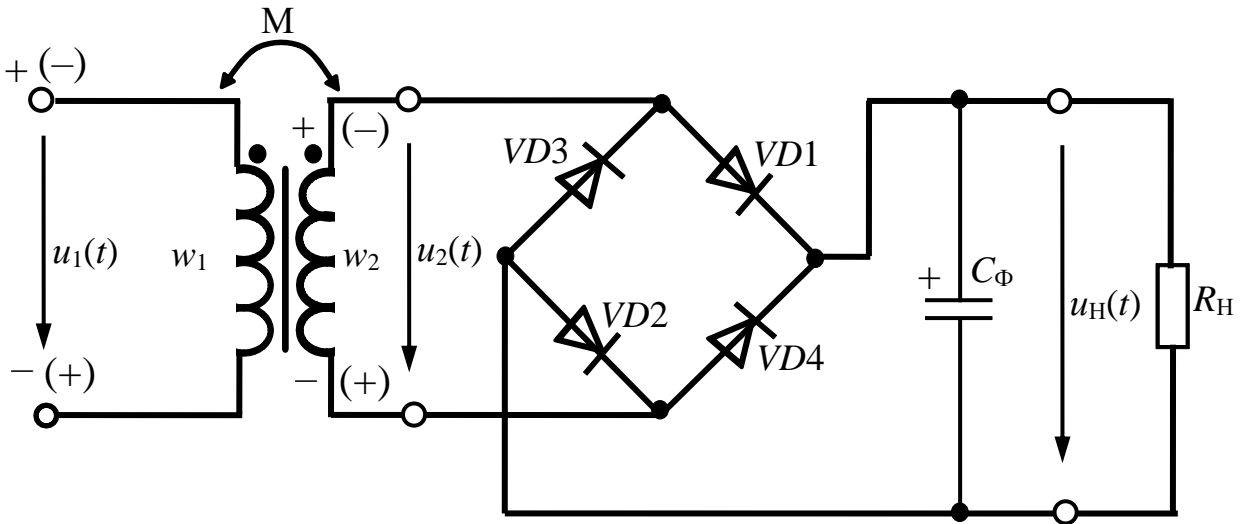


Рис. 1.1.75. Двопівперіодна мостова схема випрямлення змінного струму

Мостова схема випрямлення містить більше діодів, але має простіший трансформатор. Тут, в позитивний півперіод входної напруги  $u_2(t)$  з вторинної обмотки трансформатора струм протікає від верхнього (додатного) кінця обмотки трансформатора через діод  $VD1$ , навантаження та діод  $VD2$  до нижнього (від'ємного) кінця обмотки (рис. 1.1.76). У другий негативний півперіод струм протікає від нижнього (додатного) кінця обмотки трансформатора через діод  $VD3$ , навантаження та діод  $VD4$  до верхнього (від'ємного) кінця обмотки. Отже, напрямок струму через навантаження не змінюється, а напруга на ньому пульсує з подвоєною частотою. Одночасно до кожного з діодів прикладається вдвічі менша зворотна напруга, ніж у попередніх випадках, тобто  $U_{звор} = U_{m2}$ .

Для даної схеми випрямляча без  $C_\phi$  характерні такі співвідношення:

$$U_{\text{СЕР}} = 0,636 \cdot U_{m2} = 0,9 \cdot U_2;$$

$$I_{\text{СЕР}} = U_{\text{СЕР}} / R_H = 0,636 \cdot I_{m2} = 0,9 \cdot I_2;$$

$$I_{VD \text{ СЕР}} = 0,5 \cdot U_{\text{СЕР}} / R_H = 0,5 \cdot I_{\text{СЕР}};$$

$$U_{\text{звор max}} = U_{m2} = 1,57 \cdot U_{\text{СЕР}};$$

$$f_{\Pi} = 2 \cdot f_C;$$

$$K_{\Pi} = 0,67.$$

На практиці ємність згладжувального конденсатора  $C_\phi$  вибирається на підставі співвідношення:  $C_\phi = 25 \cdot I_H / U_H$ .

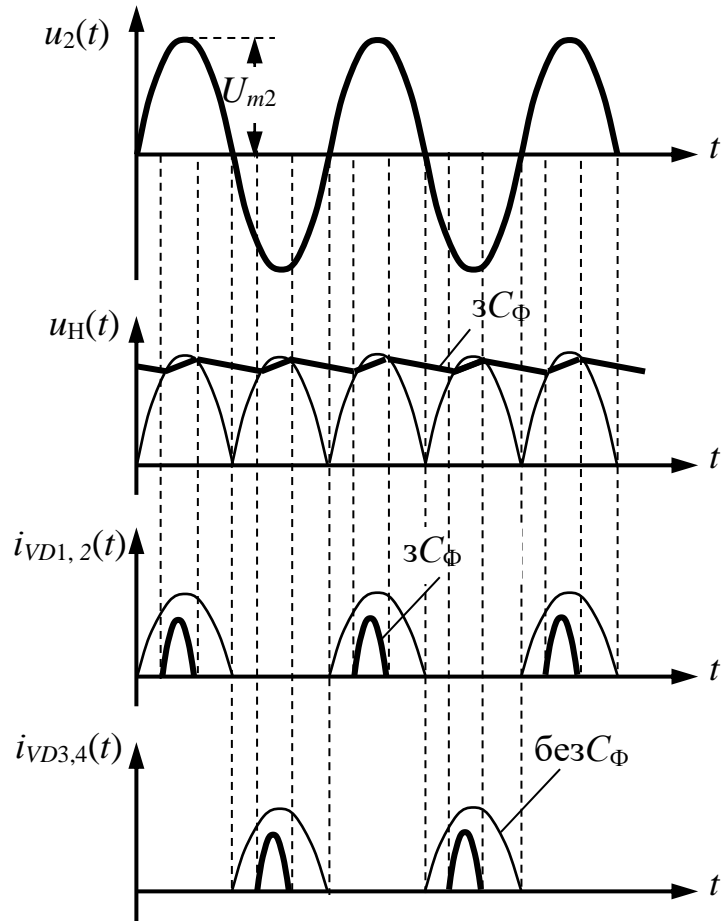


Рис. 1.1.76. Епюри напруг та струмів двопівперіодної мостової схеми випрямлення змінного струму

Вибір трансформатора здійснюється за його повною потужністю  $S = 1,23 \cdot U_{\text{СЕР}} \cdot I_{\text{СЕР}}$ .

Для розширення можливостей напівпровідникових діодів за максимальними випрямленим струмом  $I_{\text{СЕР max}}$  та максимальною зворотною напругою  $U_{\text{ЗВОР max}}$  застосовуються схеми, показані на рис. 1.1.77.

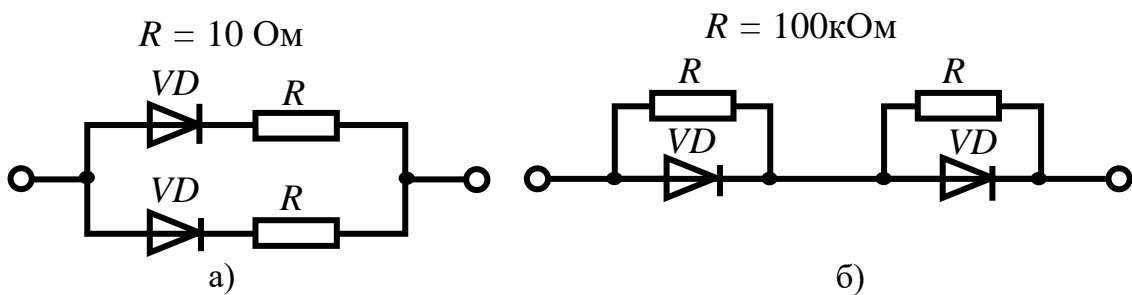


Рис. 1.1.77. Схеми розширення можливостей напівпровідникових діодів:  
 а) за максимальними прямим струмом;  
 б) за максимальною зворотною напругою

#### 1.1.11.4. Параметри та маркування напівпровідникових діодів для випрямлення змінного струму

**Основні параметри напівпровідникових діодів для випрямлення змінного струму:**

допустимий середній випрямлений струм  $I_{\text{СЕР}}$  – середнє за період значення прямого струму;

допустима постійна зворотна напруга  $U_{\text{ЗВОР max}}$ ;

*параметри граничних режимів:*

максимально допустимий прямий струм – постійний  $I_{\text{ПР max}}$  та короткоімпульсний –  $I_{\text{ПР I max}}$ ;

максимально допустима постійна зворотна напруга  $U_{\text{ЗВОР max ДОП}}$  та короткоімпульсна –  $U_{\text{ЗВОР I max ДОП}}$ ;

максимально допустима температура корпусу  $T_{\text{max}}$ ;

*допоміжні:*

постійна пряма напруга на діоді  $U_{\text{ПР}}$  за вказаного прямого струму  $I_{\text{ПР}}$ ;

середній зворотний струм  $I_{\text{ЗВОР СЕР}}$ ;

диференційний опір  $R_{\text{ДИФ}} = du / di$ ;

діапазон робочих частот (максимальна робоча частота)  $F_{\text{max}}$ ;

загальна ємність за вказаної напруги  $C$ .

**Система маркування напівпровідникових приладів для випрямлення змінного струму:**

1-й елемент – позначення матеріалу: цифра вказує на матеріал для пристроїв спеціального (військового), а буква – загального призначення:

1 (Г) – германій; 2 (К) – кремній; 3 (А) – сполуки арсеніду галію;

2-й елемент – літера:

Д – діоди для випрямлення змінного струму, універсальні або імпульсні діоди; Ц – стовпи або мости для випрямлення змінного струму;

3-й елемент – цифра (стосується діодів для випрямлення змінного струму):

1 – малої потужності,  $I_{\text{Д}} < 0,3 \text{ A}$ ; 2 – середньої потужності,  $I_{\text{Д}} < 0,3 \dots 10 \text{ A}$ .

*Приклади маркування:*

КД102А – кремнієвий діод для випрямлення змінного струму, загального призначення, малої потужності, порядковий номер розробки № 02, група параметрів А;

2Д2997В – кремнієвий діод для випрямлення змінного струму, спеціального призначення, середньої потужності, порядковий номер розробки № 997, група параметрів В;

КЦ402В – діодний кремнієвий міст середньої потужності, загального призначення, розробка № 02, група параметрів В;

КЦ109А – діодний стовп, загального призначення, малої потужності, порядковий номер розробки № 09, група параметрів А.

## 1.1.12. Напівпровідникові діоди для стабілізації напруги

### 1.1.12.1. Принцип дії, умовні графічні зображення, вольт-амперна характеристика стабілітронів і стабісторів

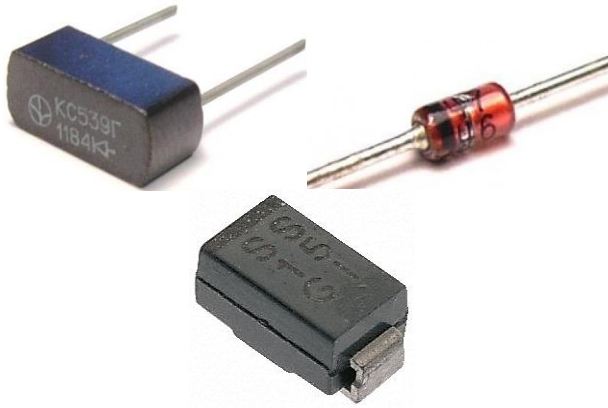


Рис. 1.1.78. Напівпровідникові діоди для стабілізації напруги – стабілітрони

стабілітронах з високоомною базою (високовольтних) – електричний лавинний пробій.

За зростання від нуля зворотної напруги на діоді  $U_{ЗВОР}$  швидкість руху неосновних носіїв заряду через  $p-n$ -перехід зростає. При  $U_{ЗВОР} = U_{ПРОБ}$  швидкість рухливих неосновних носіїв зарядів буде такою, що їх енергії вистачить для виникнення в матеріалі ударної іонізації – вибивання з атомів, в області  $p-n$ -переходу, додаткових носіїв заряду (пар електрон-дірка). Зі свого боку, ці носії, прискорені зовнішнім електричним полем, викликають іонізацію наступних атомів. Це явище називається *електричним лавинним пробоем  $p-n$ -переходу*,

а  $U_{ПРОБ}$  – *напругою пробою*. Воно є характерним для слабо легованих (з малою концентрацією домішок) областей  $p$ - та  $n$ -типу монокристала напівпровідника.

Якщо за лавинного електричного пробою  $p-n$ -перехід ефективно буде охолоджуватися, різке зростання потужності ( $P_{ЗВОР} = I_{ЗВОР} \cdot U_{ЗВОР}$ ) не призведе до суттєвих змін температури структури напівпровідника й електричний пробій буде протікати за незмінної напруги – явище буде мати зворотний характер. Тобто за зниженої зворотної напруги  $U_{ЗВОР}$  запірні властивості  $p-n$ -переходу будуть відновлюватися. При лавинному електричному пробію напруга на  $p-n$ -переході буде майже незмінною.

Явище тунельного пробою виникає в сильно легованих (з великою концентрацією домішок) областях  $p$ - та  $n$ -типу монокристала з дуже тонким запірним шаром, і за досить незначних зворотних напруг. Завдяки цьому вже за

Принцип дії стабілітронів (рис. 1.1.78) оснований на використанні явища електричного пробою заввімкнення  $p-n$ -переходу діода у зворотному напрямку. Механізм пробою може бути тунельним, лавинним та мішаним, залежно від питомого опору бази. У стабілітронах з низькоомною базою (низковольтних, з напругами електричного пробою до 5,7 В) відбувається тунельний пробій, а в

напруги в одиниці вольт нар-*n*-переході будеспостерігатися така велика напруженість електричного поля, що енергія електронів валентної зони напівпровідника *p*-типу стає такою самою, що й енергія вільних електронів зони провідності напівпровідника *n*-типу. Внаслідок чого буде відбуватися перехід електронів з області *p*-типу в область *n*-типу, тобто виникає тунельний струм. Початок тунельного пробою оцінюється за десятикратним перевищенням тунельного струму над зворотним. За збільшення температури напруга тунельного пробою буде зменшуватися.

*Стабілітроном* називається напівпровідниковий діод, який призначений для параметричної стабілізації напруги в резистивних електричних колах, іншими словами напруга на ньому зберігається незмінною з визначеною точністю за зміни струму, який через нього протікає в заданому діапазоні.

Термін «параметрична» вказує на те, що величина напруги стабілізації  $U_{CT}$  є параметром стабілітрона. Для стабілізації напруги використовується ефект сильної залежності струму від прикладеної напруги, що виникає при лавинному електричному пробі *p-n*-переходу прикладеною до нього у зворотному напрямку напругою.

ВАХ стабілітрона та його УГЗ показано на рис. 1.1.79.

За досягнення зворотної напруги зовнішнього нестабільного джерела живлення  $U_{Ж}$  («+» до катода, «-» до анода стабілітрона) рівня напруги стабілізації  $U_{Ж} = U_{CT}$  в стабілітроні виникає електричний пробій й подальше незначне зростання напруги живлення викликає стрімке зростання зворотного струму стабілітрона  $I_{CT}$ . ВАХ набуває вигляду майже вертикальної лінії. Однак, якщо зворотний струм стабілітрона перевищить максимально допустимий  $I_{CT\max}$ , то на ньому виділиться велика потужність, стабілітрон перегріється й відбудеться його тепловий пробій. Стабілітрон вийде з ладу. Це неприпустимо.



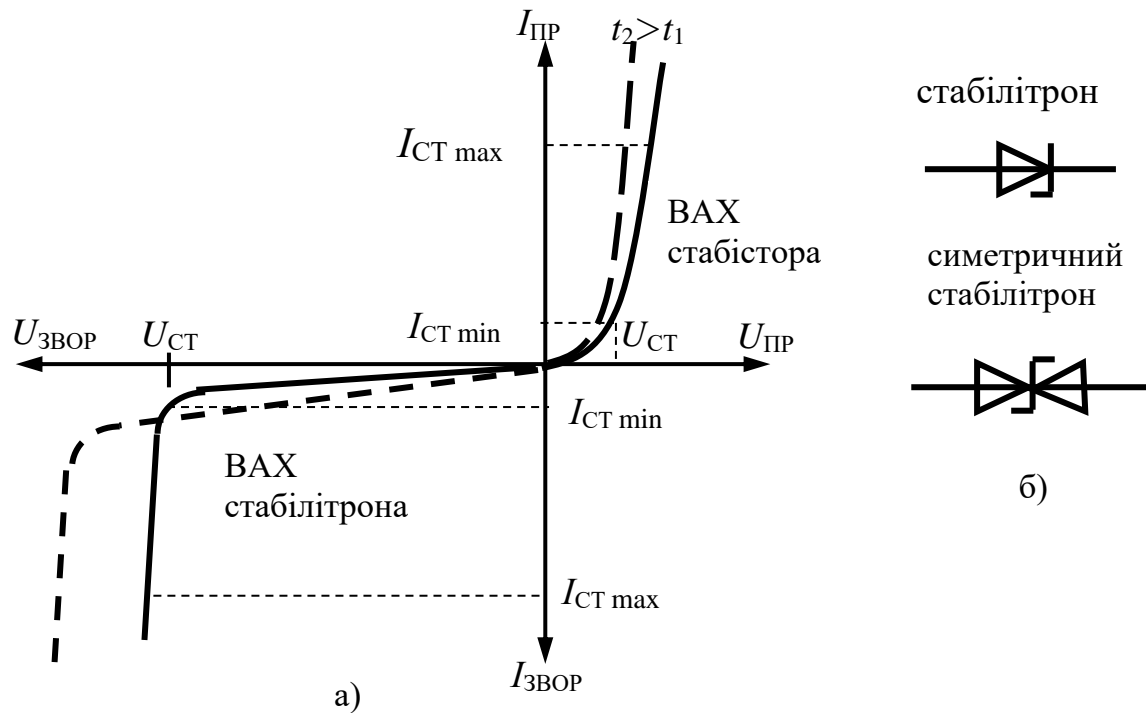


Рис. 1.1.79. ВАХ стабілітрона (а) та його УГЗ (б)

Тепловий пробій виникає внаслідок розігрівання  $p$ - $n$ -переходу, коли кількість тепла, що виділяється зворотним струмом при його протіканні через  $p$ - $n$ -перехід, більша за кількість тепла, що відводиться від останнього (неефективне тепловідведення). При розігріванні  $p$ - $n$ -переходу відбувається інтенсивна генерація пар електрон-дірка, наслідком чого буде подальше збільшення зворотного струму через  $p$ - $n$ -перехід. Це, своєю чергою, призводить до подальшого збільшення температури. Як наслідок зворотний струм через  $p$ - $n$ -перехід лавиноподібно зростає та відбувається тепловий пробій.

Тепловий пробій є незворотним явищем, оскільки в разі його виникнення матеріал напівпровідника розплавляється, а  $p$ - $n$ -перехід руйнується.

Отже, всі напівпровідникові діоди мають ділянку зворотної гілки ВАХ, на якій виникає лавинний або тунельний пробій, при цьому тільки стабілітрони характеризуються нормованою напругою пробою  $U_{\text{ПР}} = U_{\text{СТ}}$ . За підвищення температури стабілітрона зростає кількість вільних носіїв зарядів і напруга лавинного пробою зростає, внаслідок чого ВАХ зміщується ліворуч і вниз (див. рис. 1.1.79).

Для стабілізації різнополярної напруги використовуються симетричні стабілітрони – два зустрічно ввімкнених послідовно з'єднаних стабілітрони. Вони мають симетричну вольт-амперну характеристику.

Іноді для стабілізації напруги використовують той факт, що пряме падіння напруги на діоді слабо залежить від величини струму, що протікає через  $p$ - $n$ -перехід. Напівпровідникові прилади, у яких використовується цей ефект, на відміну від стабілітронів, називаються *стабісторами*. Вони використовуються

для стабілізації малих напруг ( $< 2\text{ В}$ ). У стабілісторах робочою ділянкою ВАХ є пряма гілка підвищеної крутості з нормованими параметрами.

### 1.1.12.2. Принцип параметричної стабілізації напруги

Схема параметричного стабілізатора (рис. 1.1.80). обов'язково повинна містити такі елементи: стабілітрон  $VD$ , резистор гасіння  $R_{\Gamma}$  та нестабільне джерело живлення  $U_{\text{Ж}} > U_{\text{СТ}}$ .

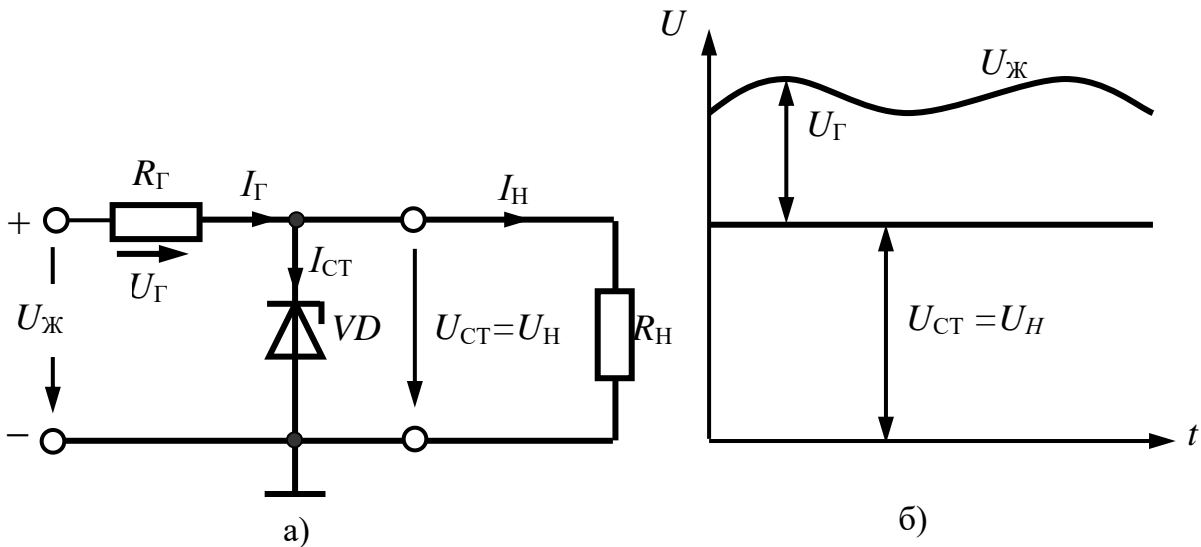


Рис. 1.1.80. Схема (а) та епюри напруг (б) найпростішого параметричного стабілізатора напруги

#### Пояснення принципу параметричної стабілізації напруги

За збільшення напруги живлення  $U_{\text{Ж}}$  також буде зростати напруга на резисторі гасіння  $U_{\Gamma}$  та на навантаженні  $U_{\text{Н}}$ . Незначне зростання напруги на стабілітроні призведе до стрімкого зростання струму через нього  $I_{\text{СТ}}$  (через дуже малий диференційний опір стабілітрона), а це, своєю чергою, сильно вплине на збільшення струму через резистор гасіння  $I_{\Gamma}$ . Завдяки чому, майже весь приріст вхідної напруги живлення виділиться на резисторі гасіння. Скорочено це записується так:

$$U_{\text{æ}} \uparrow \rightarrow U_{\text{і}} \uparrow = U_{\text{пд}} \uparrow \rightarrow I_{\text{пд}} \uparrow \uparrow (\delta^3 \zeta \hat{\epsilon} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ}) \rightarrow I_{\text{а}} \uparrow \uparrow (\delta^3 \zeta \hat{\epsilon} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ}) \rightarrow U_{\text{а}} \uparrow \uparrow (\delta^3 \zeta \hat{\epsilon} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ}) \rightarrow U_{\text{пд}} = U_{\text{і}} = (U_{\text{æ}} \uparrow - U_{\text{а}} \uparrow \uparrow) \approx \text{const} (\zeta \hat{\epsilon} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ} \hat{\zeta} \hat{\delta} \hat{\eta} \hat{\delta} \hat{\alpha} \hat{\alpha}^{\circ}).$$

Отже, стабілітрон для змінної напруги являє собою незначний диференційний опір  $R_{\text{диф}} = dU_{\text{СТ}} / dI_{\text{СТ}} \rightarrow 0$ . Це забезпечує зміни струму через стабілітрон протилежні змінам струму через навантаження  $dI_{\text{СТ}} \approx -dI_{\text{Н}}$ .

Для того, щоб стабілітрон міг стабілізувати напругу, струм через нього повинен бути в певних робочих межах: більше мінімального, за якого виникне електричний пробій, але менше максимально допустимого рівня, за якого можлива поява теплового пробою, тобто

$$I_{CT \min} < I_{CT} < I_{CT \max}. \quad (1.1.46)$$

Значення максимального струму ділянки стабілізації напруги обмежується допустимою потужністю розсіювання

$$I_{CT \max} < P_{CT \max} / U_{CT}.$$

Згідно з першим законом Кірхгофа, струм через резистор гасіння  $I_{\Gamma}$  дорівнює сумі струмів стабілітрона  $I_{CT}$  та навантаження  $I_{H}$ . Згідно з другим законом Кірхгофа, напруга нестабільного джерела живлення  $U_{Ж}$  дорівнює сумі напруг на резисторі гасіння  $U_{\Gamma}$  і напрузі на навантаженні  $U_{H}$

$$\begin{aligned} I_{\Gamma} &= I_{CT} + I_{H}; \\ U_{Ж} &= U_{\Gamma} + U_{CT}. \end{aligned} \quad (1.1.47)$$

Оскільки стабілітрон увімкнений паралельно навантаженню, то  $U_{CT} = U_{H}$

Тоді

$$U_{Ж} = U_{\Gamma} + U_{CT} = (I_{CT} + I_{H}) \cdot R_{\Gamma} + U_{CT}, \quad (1.1.48)$$

звідки

$$R_{\Gamma \max} = \frac{U_{\Gamma}}{I_{\Gamma}} = \frac{U_{Ж} - U_{CT}}{I_{CT} + I_{H}}. \quad (1.1.49)$$

Умовою вибору опору резистора гасіння  $R_{\Gamma}$  є

$$\frac{U_{Ж \min} - U_{CT}}{I_{CT \min} + I_{H \max}} = R_{\Gamma \max} > R_{\Gamma} > R_{\Gamma \min} = \frac{U_{Ж \max} - U_{CT}}{I_{CT \max} + I_{H \min}}. \quad (1.1.50)$$

Потужність розсіювання резистора гасіння  $P_{R_{\Gamma}}$  визначають, виходячи з умови:

$$P_{R_{\Gamma}} > \frac{(U_{Ж \max} - U_{CT})^2}{R_{\Gamma}}. \quad (1.1.51)$$

Відношення відносної зміни напруги на вході схеми параметричного стабілізатора  $(\Delta U_{ВХ} / U_{ВХ})$  до відносної зміни напруги на його виході  $(\Delta U_{ВИХ} / U_{ВИХ})$  називають *коефіцієнтом стабілізації* ( $K_{CT}$ )

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{ВХ}} : \frac{\Delta U_{ВИХ}}{U_{ВИХ}} = \frac{\Delta U_{ВХ} \cdot U_{ВИХ}}{\Delta U_{ВИХ} \cdot U_{ВХ}} = \frac{\Delta U_{ВХ} \cdot U_{CT}}{\Delta U_{ВИХ} \cdot U_{ВХ}}. \quad (1.1.52)$$

### 1.1.12.3. Параметри та система маркування стабілітронів та стабісторів

#### Параметри стабілітронів та стабісторів:

*основні:*

середня напруга стабілізації,  $U_{CT}$  – значення напруги на стабілітроні при протіканні струму стабілізації  $I_{CT}$ ;

струм стабілізації значення постійного струму, який протікає через стабілітрон у режимі стабілізації  $I_{CT}$ ;

*максимально допустимі:*

максимально допустимий струм стабілізації  $I_{CT \max}$  ;

мінімально допустимий струм стабілізації  $I_{CT \min}$  ;

максимально допустимий прямий струм стабілітрона  $I_{PP \max}$  ;

максимально допустима потужність, яку здатен розсіяти стабілітрон  $P_{\max}$  ;

*допоміжні:*

температурний коефіцієнт напруги стабілізації, ТКНС – це величина, яка визначає відносну зміну напруги стабілізації стабілітрона за зміни його температури на  $1 K$  або  $1 ^\circ C$  від номінального значення  $293 K$  або  $20 ^\circ C$ :

$$\text{ТКНС} = \frac{dU_{CT}}{dT \cdot U_{CT}}. \quad (1.1.53)$$

Середнє значення ТКНС ( $\alpha_{U_{\tilde{U}}}$ ) в інтервалі температур  $T - T_0$ , в області лінійної залежності напруги стабілізації від температури, можна визначити за допомогою формули:

$$\alpha_{U_{\tilde{U}}} = \frac{\Delta U_{\tilde{U}}}{\Delta \dot{O} \cdot U_{\tilde{U} \dot{1}}} = \frac{U_{\tilde{U}} - U_{\tilde{U} \dot{1}}}{(\dot{O} - \dot{O}_0) \cdot U_{\tilde{U} \dot{1}}}, \quad (1.1.54)$$

вказується в мільйонних частках з урахуванням знака приросту напруги стабілізації за зростання температури, при цьому стабілітрони з лавинним пробоем із зростанням температури збільшують напругу пробоем  $\alpha_{U_{\tilde{U}}} > 1$ , а з тунельним – зменшують  $\alpha_{U_{\tilde{U}}} < 1$ ;

диференційний опір стабілітрона  $R_{\text{диф}}$  – це відношення зміни напруги на стабілітроні до зміни струму через нього

$$R_{\text{диф}} = \frac{dU_{CT}}{dI_{CT}} \rightarrow 0. \quad (1.1.55)$$

#### Система маркування вітчизняних стабілітронів і стабісторів

Маркування напівпровідникових стабілітронів відповідає загальній системі маркування напівпровідникових приладів:

2-й елемент маркування – літера «С»;

Значення цифри3-го елемента маркування наданов табл.1.1.10.

Таблиця 1.1.10

Малої потужності, $P = 0,3Вт$	1	2	3
Середньої потужності, $P = 0,3-5 Вт$	4	5	6
Великої потужності, $P > 5Вт$	7	8	9
Напруга стабілізації ( $V$ ) вказується цифрами4-го елемента маркування в наведених межах	від 0,1 до 9,9	від 10 до 99	До вказаної напруги додається 100

*Приклади маркування напівпровідникових стабілітронів:*

КС147В – кремнієвий стабілітрон загального призначення, малої потужності, з напругою стабілізації  $U_{СТ} = 4,7 В$ ;

2С522А – кремнієвий стабілітрон спеціального призначення, середньої потужності, з напругою стабілізації  $U_{СТ} = 22 В$ .

*Приклади маркування напівпровідникових стабісторів:*

КС107В – кремнієвий стабістор загального призначення, малої потужності, з напругою стабілізації  $U_{СТ} = 0,7 В$ ;

КС119А – кремнієвий стабістор загального призначення, малої потужності, з напругою стабілізації  $U_{СТ} = 1,9 В$ .

Отже, можна констатувати, що всім напівпровідниковим діодам властиво стабілізувати напругу, при цьому тільки стабілітрони характеризуються нормованими параметрами електричного пробою, завдяки чому напруга електричного пробою (напруга стабілізації) є відомою.

### **1.1.13. Амплітудні обмежувачі електричних сигналів та фіксатори рівнів на напівпровідникових діодах**

*Амплітудними обмежувачами* або просто *обмежувачами електричних сигналів* називаються функціональні перетворювачі, у яких вихідна напруга за формою збігається з вхідною до визначеного рівня, що має назву рівня обмеження, а за досягнення його залишається незмінною. Розрізняють обмеження зверху (за максимумом), знизу (за мінімумом) та двостороннє.

Характеристики передачі амплітудних обмежувачів показано на рис.1.1.81.

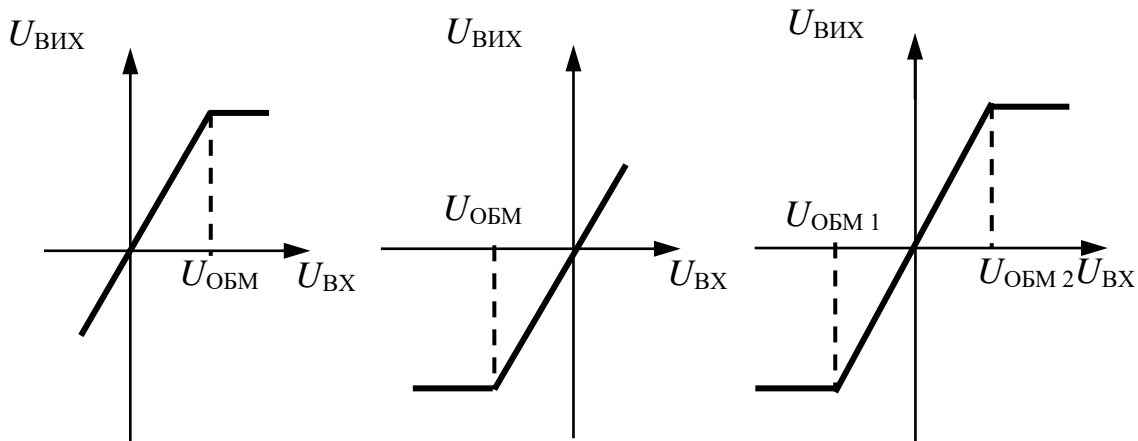


Рис. 1.1.81. Характеристики передачі амплітудних обмежувачів

Основні вимоги, які висуваються до амплітудних обмежувачів:  
 стабільність положення точки зламу передаточної характеристики;  
 стабільність рівнів обмеження;  
 малі частотні спотворення.

Розрізняють обмежувачі на пасивних компонентах та підсилювачі-обмежувачі. Обмежувачі на пасивних компонентах виконуються із застосуванням діодів та стабілітронів, які можуть вмикатися послідовно або паралельно навантаженню.

### 1.1.13.1. Послідовні амплітудні діодні обмежувачі електричних сигналів

Амплітудні обмежувачі з послідовним ввімкненням напівпровідникового(их) діода(ів) до навантаження можуть здійснювати обмеження електричних сигналів знизу, зверху та двостороннє.

Їх принцип дії ґрунтується на нелінійності ВАХ напівпровідникового діода. У відкритому стані напівпровідниковий діод вмикає навантаження до джерела електричного сигналу, а в закритому вмикає його.

Для схем одностороннього обмеження (зверху, знизу) вираз коефіцієнта передачі за напругою без її обмеження, за ЕРС джерела зміщення  $E_{ЗМ} = 0$  має вигляд

$$K = \frac{R_H}{R_H + R_{ПР VD} + R_{ДЖ}}, \quad (1.1.56)$$

де  $R_H$  – опір навантаження,  $R_{ПР VD}$  – прямий опір відкритого напівпровідникового діода,  $R_{ДЖ}$  – внутрішній опір джерела електричного сигналу.

Якщо  $R_{ПР VD} + R_{ДЖ} \ll R_H$ , тоді  $K \approx 1$ .

У закритому стані напівпровідникового діода коефіцієнт передачі за напругою за її обмеження та ЕРС джерела зміщення  $E_{ЗМ} = 0$  має вигляд

$$K_{ОБМ} = \frac{R_H}{R_H + R_{ЗВОР VD} + R_{ДЖ}}, \quad (1.1.57)$$

де  $R_{звор VD}$  – зворотний опір закритого напівпровідникового діода.

Якщо  $R_{звор VD} \gg R_H$ , тоді  $K_{обм} \approx 0$ .

Із виразів (1.1.56) та (1.1.57) видно, що:

для підвищення коефіцієнта передачі  $K$  амплітудного обмежувача за напругою, без її обмеження необхідно, щоб  $R_H \gg R_{пр VD} + R_{дж}$ ;

для отримання меншої напруги на виході амплітудного обмежувача в режимі обмеження електричного сигналу – зменшення  $K_{обм}$  необхідно виконати умову:  $R_H \ll R_{звор VD} + R_{дж}$ .

При введенні в схему джерела зміщення  $E_{зм}$  і зміні величини його ЕРС та полярності можна змінювати рівень обмеження вхідного електричного сигналу.

Отже, послідовні діодні амплітудні обмежувачі електричних сигналів обов'язково повинні містити такі елементи: діод(и); джерело(а) зміщення (рис. 1.1.82, 1.1.83, 1.1.84, 1.1.85).

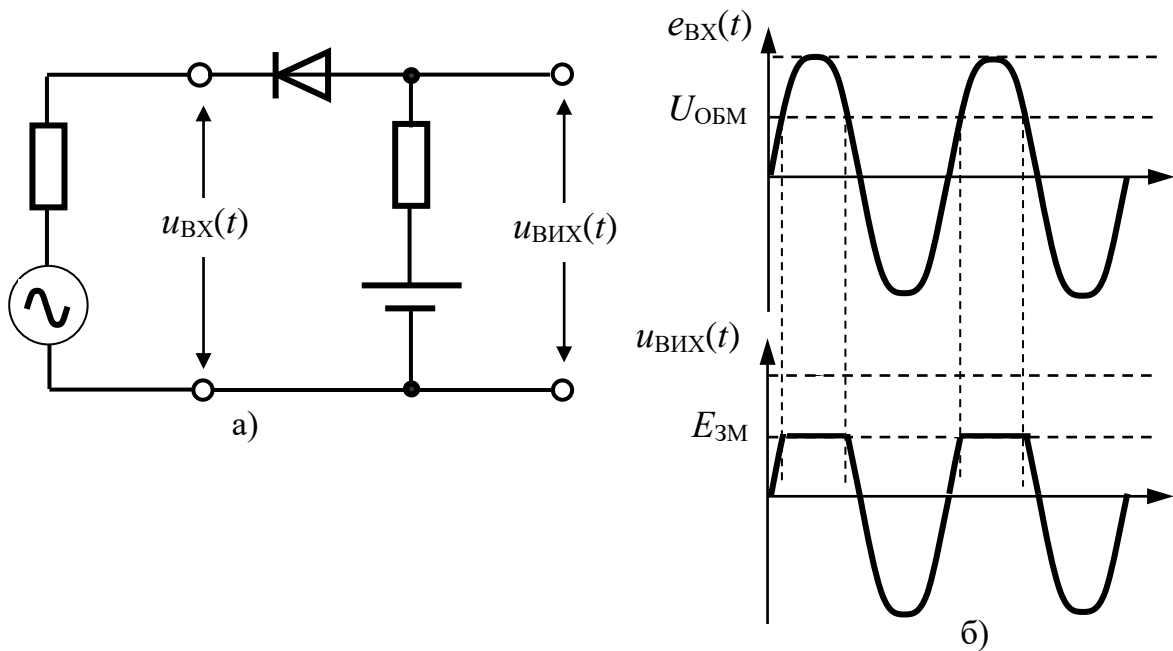


Рис. 1.1.82. Послідовний амплітудний діодний обмежувач зверху:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

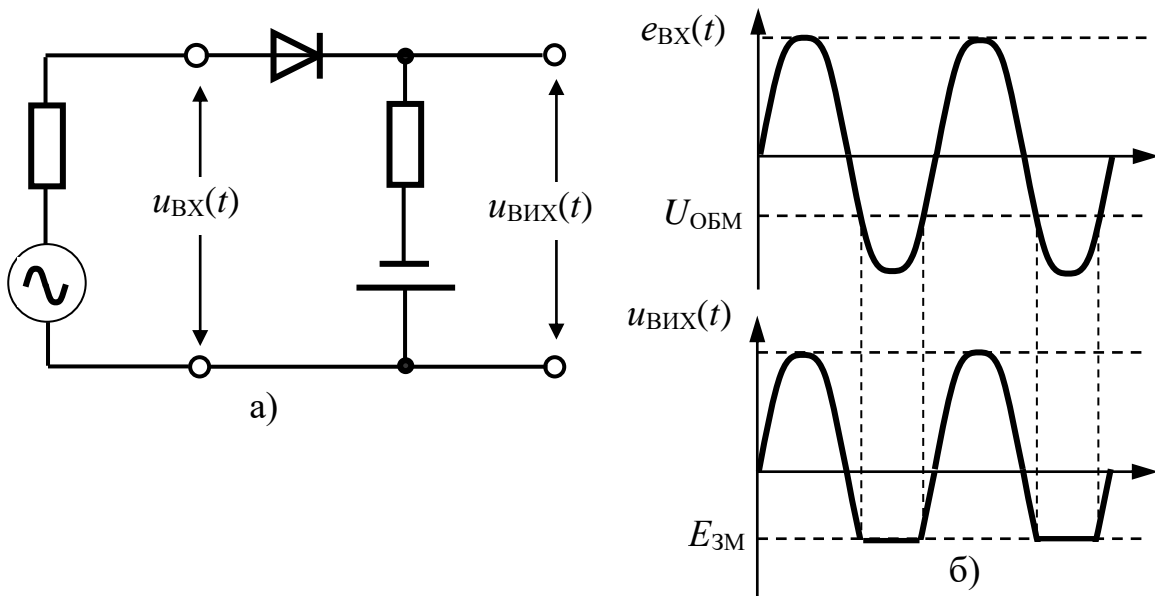


Рис. 1.1.83. Послідовний амплітудний діодний обмежувач знизу:  
 а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

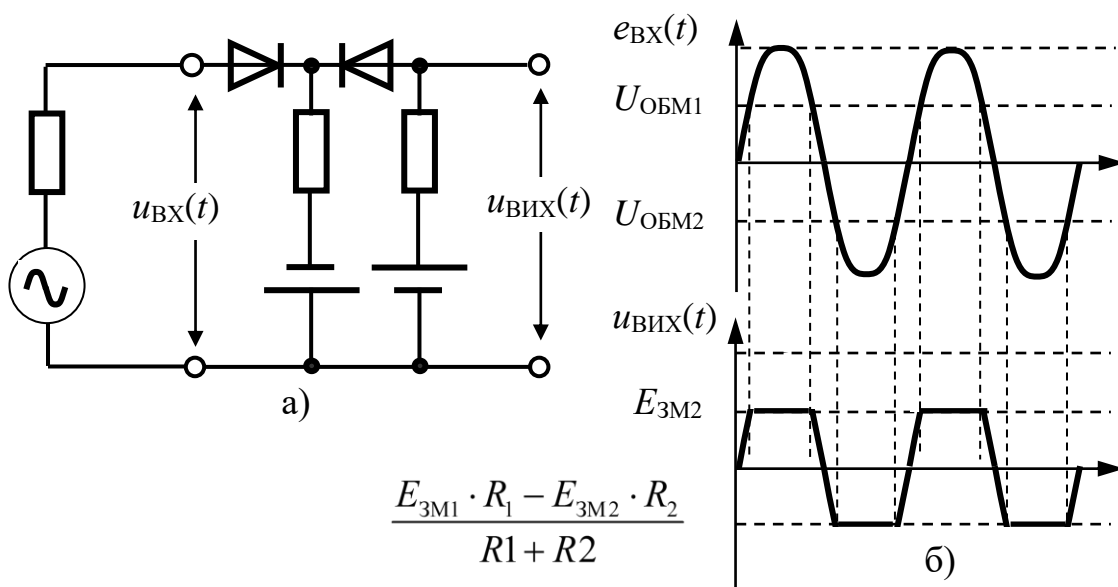


Рис. 1.1.84. Послідовний двосторонній амплітудний діодний обмежувач знизу: а)  
 схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг



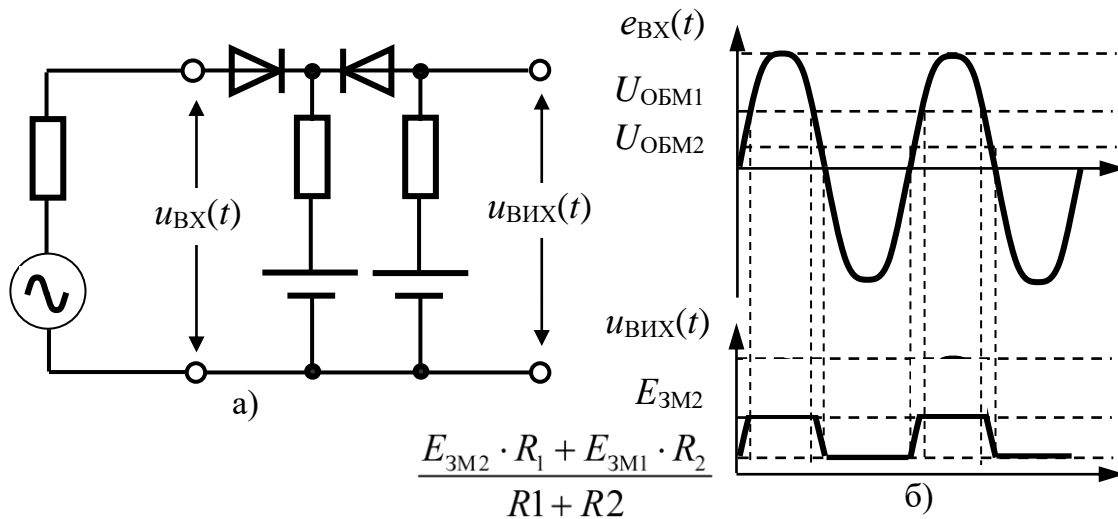


Рис. 1.1.85. Послідовний амплітудний двосторонній діодний обмежувач та епюри його роботи

### 1.1.13.2. Паралельні амплітудні діодні обмежувачі електричних сигналів

В амплітудних обмежувачах електричних сигналів із паралельним увімкненням напівпровідникового(их) діода(ів) відносно навантаження обмеження відбувається в моменти часу, коли діод зміщений у прямому напрямку (відкритий). Усі прирости входної напруги, що викликають зміни струму в колі, падають на обмежувальному резисторі  $R_{\text{ОБМ}}$ , який іноді називають *баластним* або *резистором гасіння*. Наявність даного резистора є обов'язковою для схем із паралельним увімкненням діода до навантаження (рис. 1.1.86, 1.1.87, 1.1.88).

У відкритому стані напівпровідникового діода коефіцієнт передачі за напругою за її обмеження та ЕРС джерела зміщення  $E_{3M} = 0$  має вигляд

$$K_{\text{ОБМ}} = \frac{R_{\text{Н ПР VD}}}{R_{\text{Н ПР VD}} + R_{\text{ОБМ}} + R_{\text{ДЖ}}}, \quad (1.1.58)$$

де  $R_{\text{Н ПР VD}}$  – еквівалентний опір паралельно з'єднаних навантаження та відкритого діода  $R_{\text{Н ПР VD}} = R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{ПР VD}}$ .

Якщо  $R_{\text{ОБМ}} \gg R_{\text{ПР VD}}$ , то при відкритому діоді майже вся прикладена напруга буде спадати на резисторі  $R_{\text{ОБМ}}$ .

Для схем одностороннього обмеження (зверху, знизу) вираз коефіцієнта передачі за напругою без її обмеження, за ЕРС джерела зміщення  $E_{3M} = 0$  має вигляд

$$K = \frac{R_{\text{Н ЗВОР VD}}}{R_{\text{Н ЗВОР VD}} + R_{\text{ОБМ}} + R_{\text{ДЖ}}}, \quad (1.1.59)$$

де  $R_{\text{HЗВОРVD}}$  — еквівалентний опір паралельно з'єднаних навантаження та закритого діода  $R_{\text{HЗВОРVD}} = R_{\text{H}} \parallel R_{\text{ЗВОРVD}}$ .

З достатньою точністю можна вважати, що  $R_{\text{H}} \approx R_{\text{HЗВОРVD}}$ .

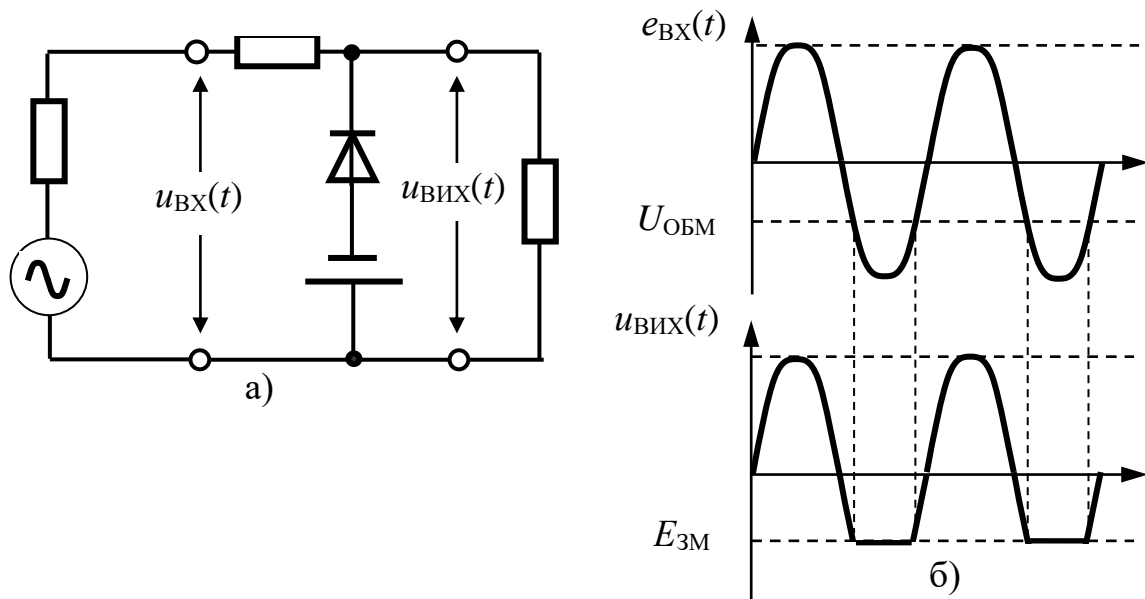


Рис. 1.1.86. Паралельний амплітудний діодний обмежувач знизу:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

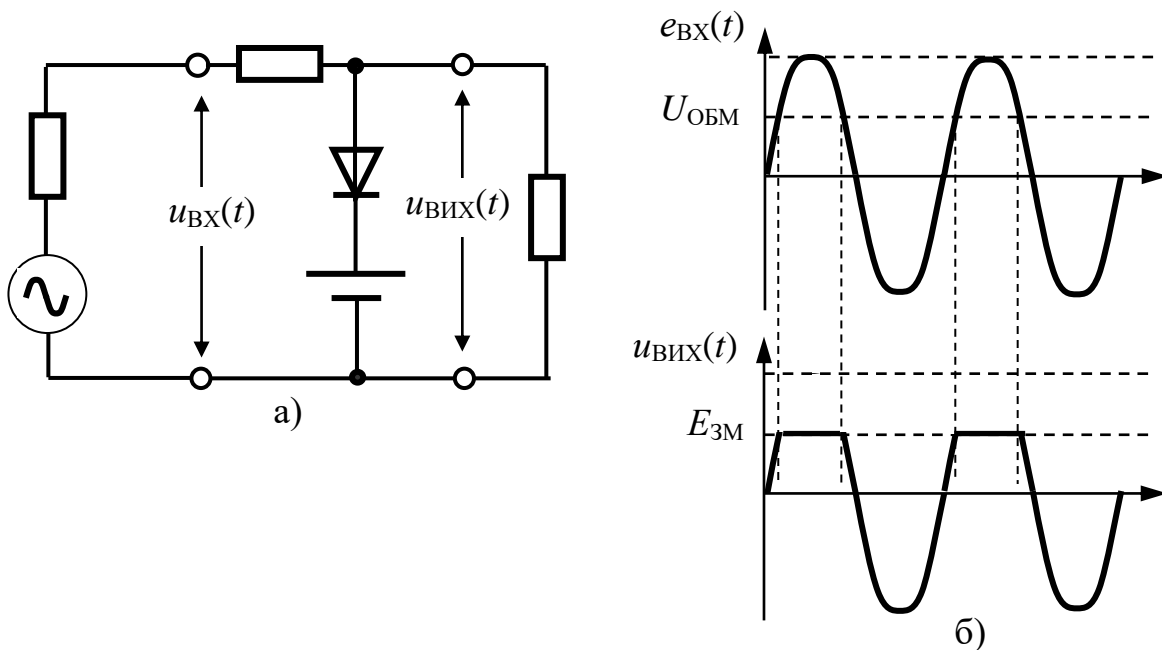


Рис. 1.1.87. Паралельний амплітудний діодний обмежувач зверху:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

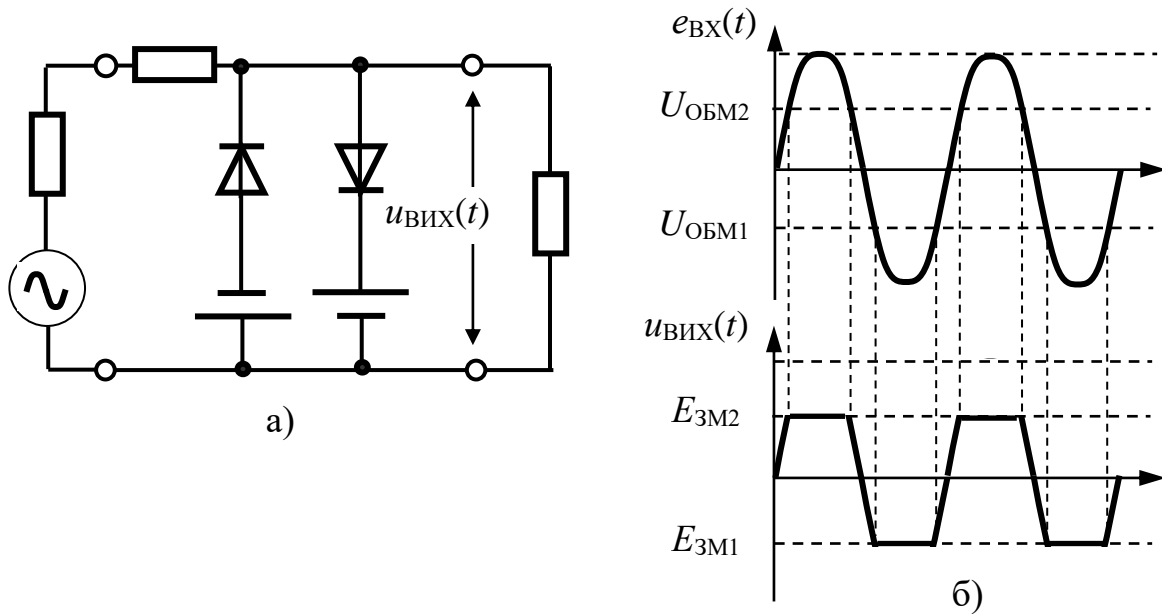


Рис. 1.1.88. Паралельний двосторонній амплітудний діодний обмежувач:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

Щоб наблизити величину коефіцієнта передачі в режимі обмеження електричного сигналу до нуля, а в режимі його неспотвореної передачі до одиниці, параметри елементів паралельного діодного обмежувача необхідно вибрати на підставі умов  $R_H \gg R_{ПРVD}$ ,  $R_H \gg R_{ДЖ} + R_{ОБМ}$ .

Рівень обмеження змінюється залежно від величини та полярності ЕРС джерела зміщення  $E_{ЗМ}$ . Резистор  $R_{ОБМ}$  захищає джерело вхідного сигналу від перенавантаження.

### 1.1.13.3. Амплітудні діодні обмежувачі електричних сигналів на стабілітронах

У схемах амплітудних обмежувачів на напівпровідникових стабілітронах, без введення додаткових джерел зміщення, можна забезпечити обмеження напруги на рівні напруги стабілізації стабілітрона  $U_{СТ}$ . Для отримання одностороннього обмеження послідовно зістабілітроном вмикається діод, причому для тієї хвилі гармонічної напруги, яка обмежується, діод вмикається в прямому напрямку, а стабілітрон – у зворотному. Режим пробою стабілітрона виникає за досягнення вхідною напругою значення  $U_{СТ}$ . Для іншої півхвилі діод увімкнений у зворотному напрямку. Він не пропускає вхідний сигнал, і обмежувач не впливає на напругу вихідного кола. Відповідним вмиканням стабілітрона та діода можна отримати обмеження зверху (рис. 1.1.89), знизу (рис. 1.1.90) та двостороннє (рис. 1.1.91).

Оскільки в режимі стабілізації (електричного пробою) диференційний опір стабілітрона невеликий (від часток ома до декількох омів), наведені схеми забезпечують стабільний рівень обмеження напруги, який мало змінюється за суттєвих змін температури навколишнього середовища.

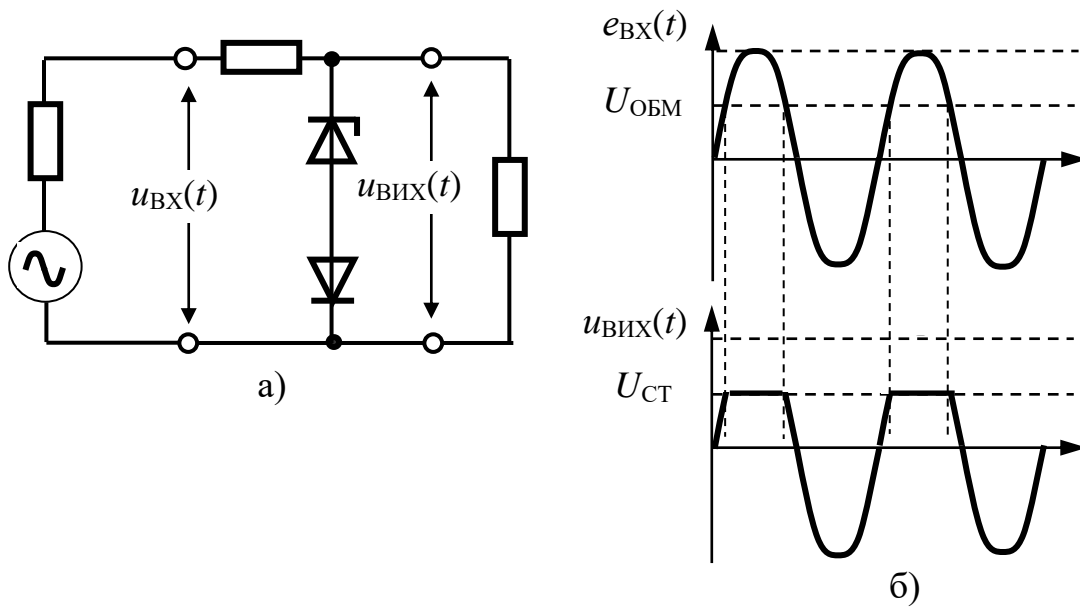


Рис. 1.1.89. Паралельний амплітудний діодний обмежувач зверху на стабілітроні:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

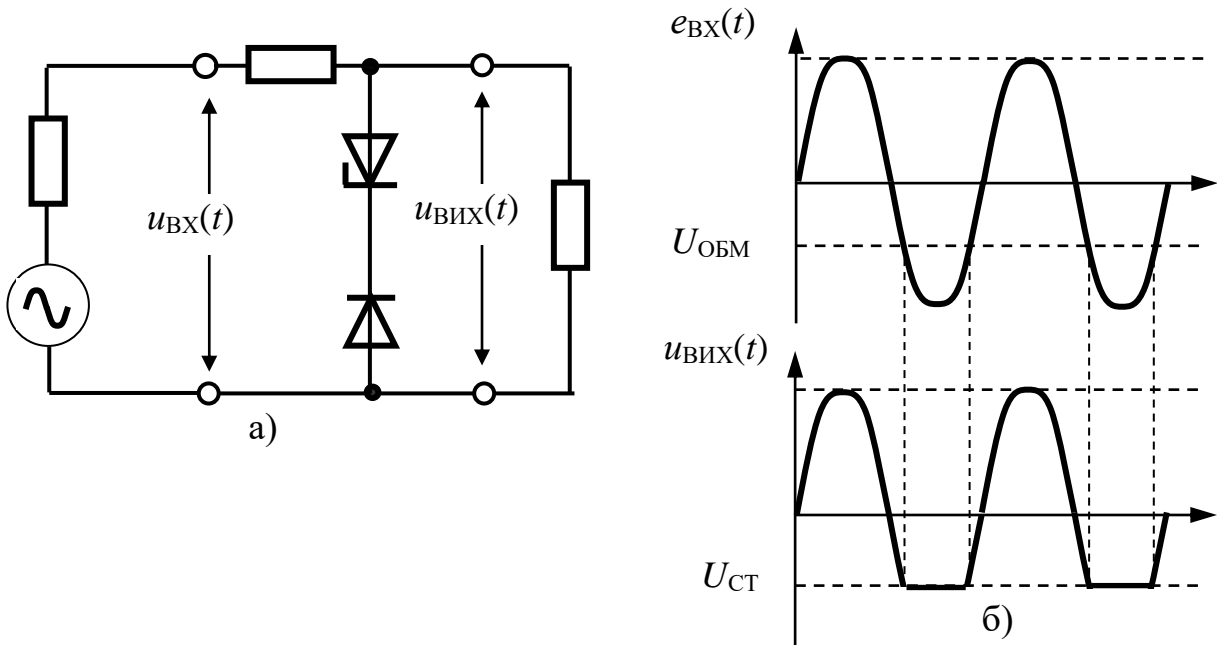


Рис. 1.1.90. Паралельний амплітудний діодний обмежувач знизу на стабілітроні:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

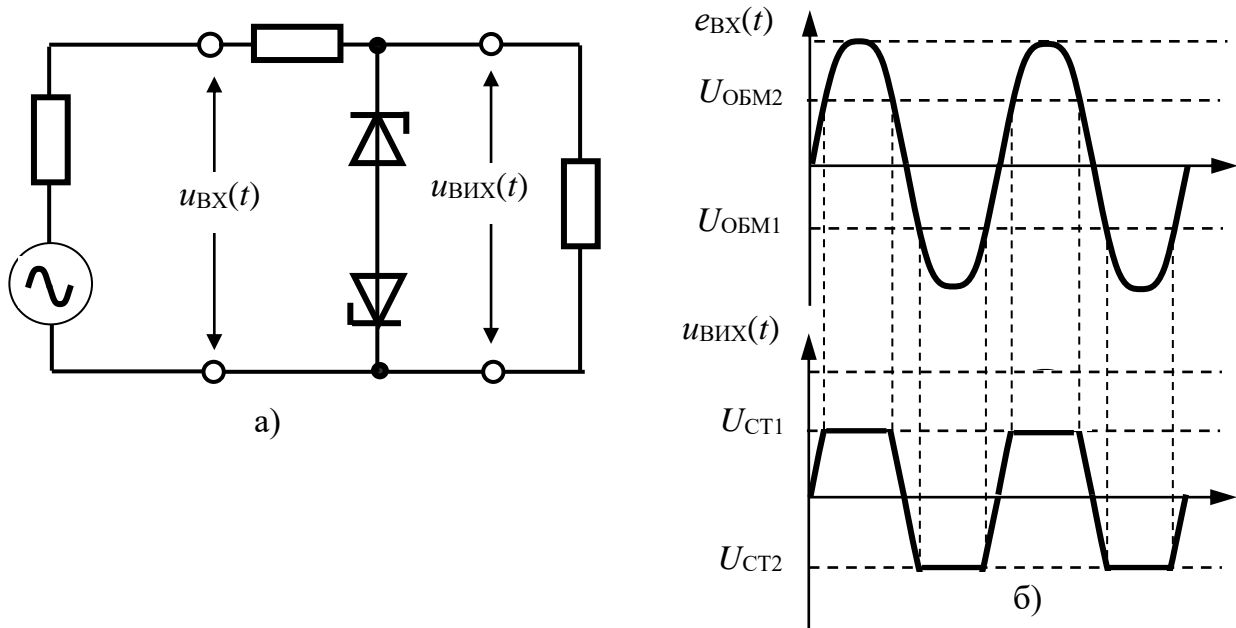


Рис. 1.1.91. Паралельний двосторонній амплітудний обмежувач зверху на стабілітронах: а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

При послідовному ввімкненні стабілітронів їх пробій відбувається тільки за напруги  $U_{СТ}$ . З моменту пробію вихідний сигнал майже повторює вхідний, завдяки малому опору пробитого стабілітрона та діода, який увімкнений в прямому напрямку. Дані схеми доцільно застосовувати тоді, коли потрібно пропустити сигнали рівня менше  $U_{СТ}$  (рис. 1.1.92, а), більше  $U_{СТ}$  (рис. 1.1.92, б), менше та більше  $U_{СТ}$  (рис. 1.1.92, в).

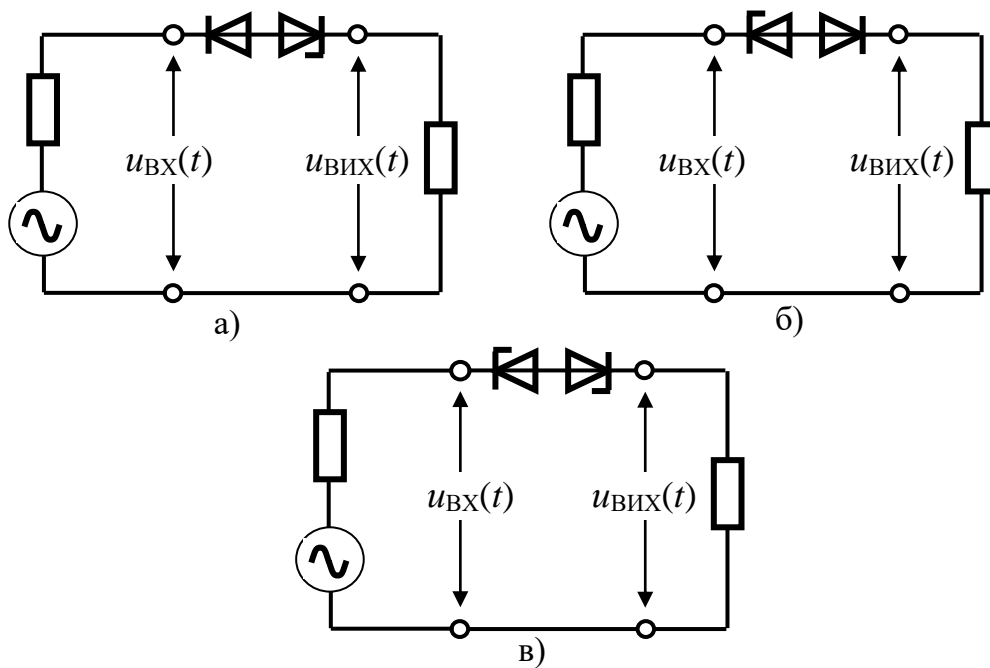


Рис. 1.1.92. Послідовні амплітудні обмежувачі на стабілітронах: а) обмежувач зверху; б) обмежувач знизу; в) двосторонній обмежувач

### 1.1.13.4. Фіксатори рівня

Електронні пристрої, призначенням яких є фіксація вихідного електричного сигналу відносно заданого рівня постійної напруги (струму), називаються **фіксаторами рівня**. Вони дозволяють, відновити постійну складову вхідного сигналу, який передається в навантаження через роздільний конденсатор, завдяки чому фіксатори рівня іноді називаються *відновлювачами початкового рівня*. Фіксатори рівня застосовуються при осцилографуванні імпульсів із змінною амплітудою або змінною шпаруватістю.

Для фіксації вихідного сигналу відносно заданого рівня, як правило, застосовують напівпровідникові діоди.

На рис. 1.1.93 та 1.1.94 зображено дві типові схеми фіксаторів рівня. У них  $e_{ВХ}(t)$  – ЕРС джерела електричного сигналу,  $R_{ДЖ}$  – його внутрішній опір,  $VD$  – напівпровідниковий діод,  $C_P$  – роздільний конденсатор,  $R_H$  – навантаження та  $E_{\Phi}$  – постійна ЕРС, що визначає рівень фіксації.

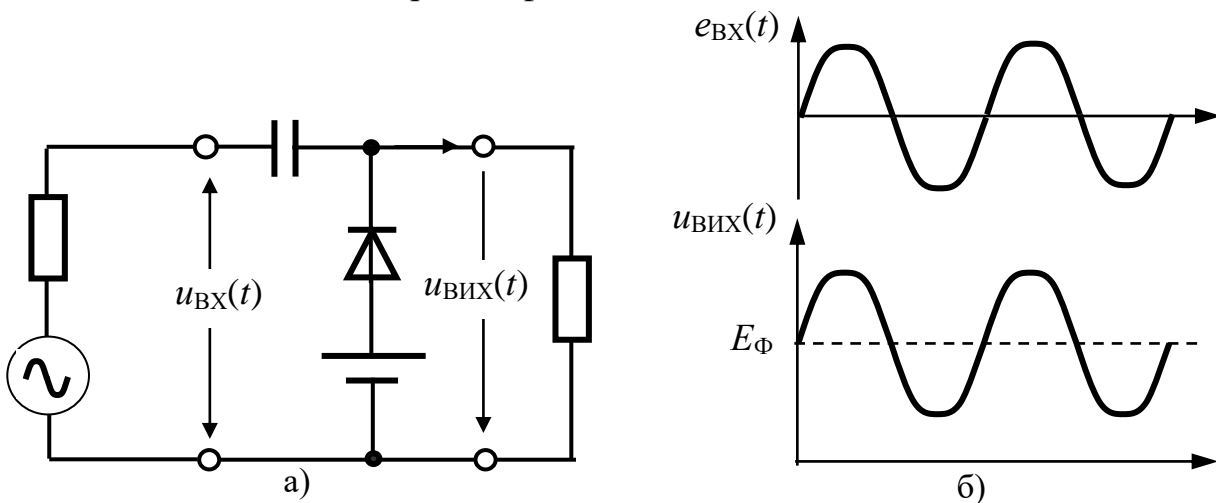


Рис. 1.1.93. Фіксатор електричного сигналу над заданим рівнем:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

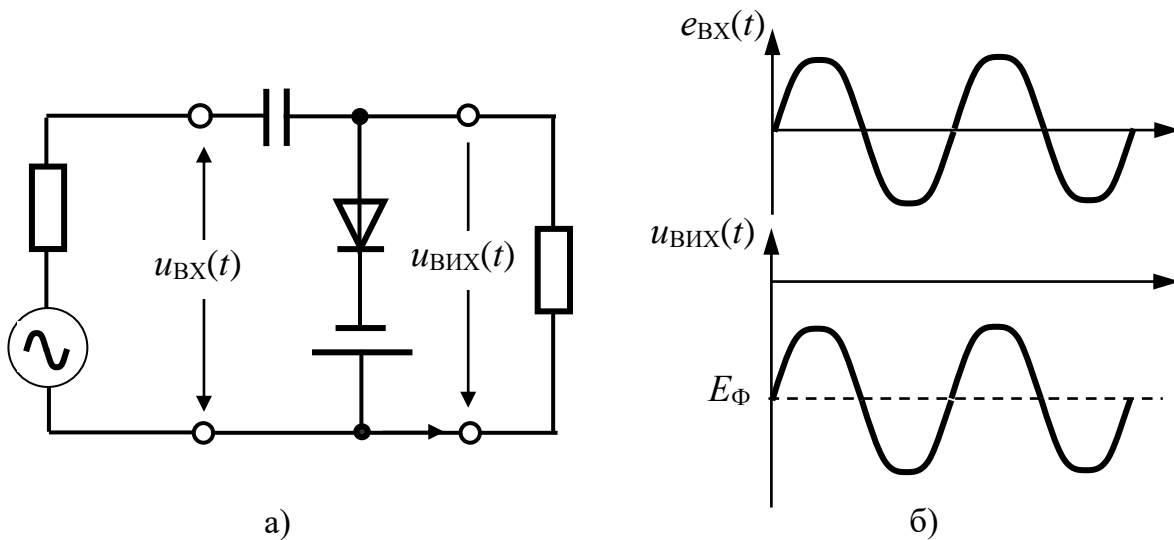


Рис. 1.1.94. Фіксатор електричного сигналу під заданим рівнем:  
а) схема; б) епюри вхідної та вихідної напруг

Дані схеми зовні не відрізняються від схем паралельних амплітудних діодних обмежувачів, якщо вони під'єднуються до джерела вхідного електричного сигналу через розділювальний конденсатор. Але за своїми функціями ці схеми різняться: в обмежувачах змінюється форма вихідних електричних сигналів відносно вхідних, а у фіксаторі рівня форма вихідних сигналів зберігається, але змінюється їх постійна складова. Така різниця функцій у схемах досягається завдяки різниці у величинах опорів  $R_{\text{ОБМ}}$  та  $R_{\text{Н}}$ . В амплітудному обмежувачі достатньо великий опір  $R_{\text{ОБМ}}$  є необхідним; у фіксаторі рівня його величина повинна бути рівною нулю. Роздільний конденсатор  $C_{\text{Р}}$  є принципово необхідним для роботи фіксатора рівня, тоді як в обмежувачі він не відіграє суттєвої ролі в процесі обмеження електричних сигналів.

*Принцип роботи фіксатора рівня.* З наданих на рис. 1.1.93 та 1.1.94 схем видно, що постійна складова струму  $I_0$  напівпровідникового діода замикається через навантаження  $R_{\text{Н}}$  (струм через конденсатор не містить постійної складової). Залежно від напрямку протікання струму  $I_0$  вихідний сигнал або піднімається або опускається відносно нульового рівня, обумовлюючи тим самим фіксацію вихідного сигналу над заданим рівнем (рис. 1.1.93) або під заданим рівнем (рис. 1.1.94).

## 1.1.14. Спеціальні типи напівпровідникових діодів

### 1.1.14.1. Імпульсні діоди

У цифровій електроніці широко використовуються імпульсні електричні сигнали, у яких може різко змінюватися як величина напруги (струму) так і її (його) полярність (напрямок). При цьому починають проявлятися інерційні властивості  $p$ - $n$ -переходів. Зовнішній вигляд імпульсних діодів наведений на рис. 1.1.95.



Рис. 1.1.95. Імпульсні діоди

Якщо в початковому стані на вході електричного кола (рис. 1.1.96) діє напруга негативної полярності, тоді в  $p$ - $n$ -переході збільшується запірний шар іонів (позитивних у напівпровіднику  $n$ -типу та негативних у напівпровіднику  $p$ -типу) й через діод протікає тільки невеликий зворотний (дрейфовий) струм  $I_{\text{ЗВОР}}$ , який обумовлений дрейфом неосновних носіїв заряду (у напівпровіднику  $n$ -типу це дірки, у напівпровіднику  $p$ -типу – електрони) та залежить переважно від температури.

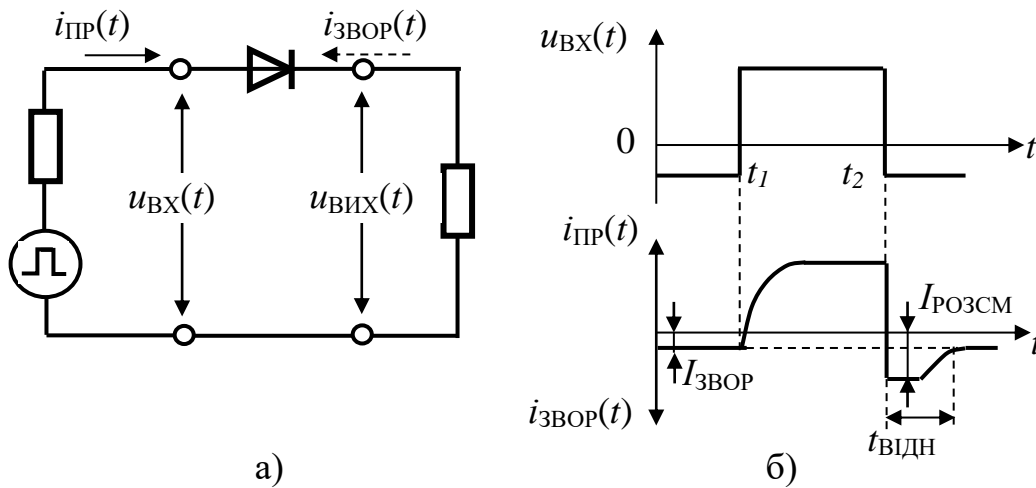


Рис. 1.1.96. Ілюстрація інерційних властивостей напівпровідникового діода:  
а) схема; б) епюри напруги та струму

З появою на вході схеми в момент часу  $t_1$  позитивного стрибка напруги заперний шар діода ліквідується шляхом його заповнення основними носіями заряду (у напівпровіднику  $n$ -типу це електрони, у напівпровіднику  $p$ -типу – дірки). Оскільки швидкість носіїв заряду кінцева, то зростання струму через діод буде відбуватися за експоненціальним законом і з деякою затримкою (рис. 1.1.96, б).

Після закінчення позитивного імпульсу (момент часу  $t_2$ ) на аноді діода буде негативний стрибок напруги та буде відновлюватися заперний шар, шляхом розсмоктування основних носіїв заряду, що накопичилися в області  $p$ - $n$ -переходу(заперного шару). Тому, з моменту часу  $t_2$  через діод буде протікати зворотний струм розсмоктування  $I_{РОЗСМ}$ , який із часом зменшується за експоненціальним законом до величини дрейфового  $I_{ЗВОР}$ . Внаслідок цього на навантаженні виникає напруга зворотної полярності, яка з часом поступово зменшується.

Отже, в електричних колах з напівпровідниковими діодами виникають спотворення імпульсних сигналів, які обумовлені експоненціальним законом зростання прямого струму  $i_{ПР}(t)$  та появою зворотного струму розсмоктування  $i_{РОЗСМ}(t)$ . Чим меншим є час розсмоктування носіїв заряду, тим швидше буде відновлюватися заперний шар й тим кращим є імпульсний діод. Тому, для імпульсних діодів одним із найважливіших параметрів є час відновлення заперного шару або зворотного опору  $t_{ВІДН}$ . З цього боку кращими є діоди Шоттки, у яких, завдяки використанню лише основних носіїв заряду, відсутнє їх накопичення.

### Маркування імпульсних діодів

Маркуються імпульсні діоди, як і діоди для випрямлення змінного струму, буквою Д; 3-й елемент маркування цифри 5, 6, 7, 8 або 9, які означають підгрупу параметрів за часом відновлення зворотного опору від 150 нс до однієї наносекунди:

- «5»– час  $t_{ВІДН}$  більше 150нс;
- «6»– час  $t_{ВІДН}$  від 30до 150нс;



«7»– час  $t_{\text{ВІДН}}$  від 5 до 30нс;

«8»– час  $t_{\text{ВІДН}}$  від 1 до 5нс;

«9»– час  $t_{\text{ВІДН}}$  менше 1нс.

*Основні параметри імпульсних діодів:*

час відновлення зворотного опору діода,  $t_{\text{ВІДН}}$ – інтервал часу від моменту проходження струму через нуль, після перемикаання діода із заданого прямого струму в стан заданої зворотної напруги, до моменту досягнення зворотним струмом заданого низького значення;

заряд перемикаання,  $Q_{\text{ПК}}$ – частина накопиченого заряду, що переноситься в зовнішнє коло за зміни напрямку струму з прямого на зворотний;

загальна ємність,  $C_{\text{Д}}$  – ємність, виміряна між выводами діода за заданих напруги зміщення та частоти;

імпульсна пряма напруга,  $U_{\text{ПР}}$ – пікове значення прямої напруги на діоді за заданого імпульсу прямого струму;

імпульсний прямий струм,  $I_{\text{ПР}}$ – пікове значення імпульсу прямого струму за заданих тривалості, шпаруватості та форми.

Для імпульсних діодів вказують також величини:

прямої постійної напруги  $U_{\text{ПР}}$  при протіканні прямого постійного струму  $I_{\text{ПР}}$ ;

величину зворотного струму  $I_{\text{ЗВОР}}$  за заданої величини зворотної напруги  $U_{\text{ЗВОР}}$ .

Граничні режими роботи імпульсних діодів визначаються:

величинами максимально допустимих зворотних напруг: постійної  $U_{\text{ЗВОР max}}$  та імпульсної  $U_{\text{ЗВОР I max}}$  ;

величинами максимально допустимих прямих струмів: постійного  $I_{\text{ПР max}}$  та імпульсного  $I_{\text{ПР I max}}$  .

*Приклад маркування: КД508А.*

### 1.1.14.2. Високочастотні (універсальні) діоди

Для детектування, змішування та інших нелінійних перетворень електричних сигналів у діапазоні частот до 600МГц використовуються високочастотні (універсальні) діоди (рис. 1.1.97).

На функціонування будь-якого напівпровідникового діода впливає паразитна ємність  $C_{\text{ПАР}}$ , яка створюється ємністю  $p$ - $n$ -переходу та паразитною ємністю його выводів (рис. 1.1.98). Тому, струмом напівпровідникового діода є не тільки випрямлений струм  $p$ - $n$ -переходу  $i_{\text{ВИПР}}(t)$ , а й високочастотний струм через його паразитну ємність  $i_{\text{ВЧ}}(t)$ .

Чим більшими є паразитна ємність  $C_{\text{ПАР}}$  і частота сигналу  $f_{\text{СИГН}}$ , тим меншою буде величина реактивного ємнісного опору паразитної ємності



Рис. 1.1.97. Високочастотні (універсальні) діоди

( $x_{C_{\text{ПАР}}} = 1 / 2\pi \cdot f_{\text{СИГН}} \cdot C_{\text{ПАР}}$ ) та частка випрямленого струму  $i_{\text{ВИПР}}(t)$ , що протікатиме через  $p$ - $n$ -перехід і тим більшою буде частка високочастотного струму  $i_{\text{ВЧ}}(t)$ , що буде протікати через паразитну ємність.

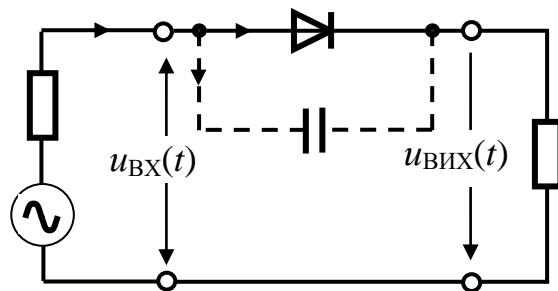


Рис. 1.1.98. Ілюстрація впливу паразитної ємності на функціонування напівпровідникового діода

Частота, на якій частка випрямленого струму  $i_{\text{ВИПР}}(t)$  через високочастотний діод становить не менше 70% (0,707) від загального струму  $i_{\text{ЗАГ}}(t)$ , називається *граничною частотою*  $f_{\text{ГР}}$ .

Зменшення паразитної ємності високочастотних діодів досягається вибором конструкції (дуже мала площа контакту між  $p$ - та  $n$ -областями напівпровідника), матеріалу та способом введення домішок.

Внаслідок малої площі контакту між  $p$ - та  $n$ -областями напівпровідника, високочастотні діоди не дозволяють розсіювати великі потужності та характеризуються малим зворотним струмом.

Для оцінювання властивостей високочастотних напівпровідникових діодів застосовуються такі параметри:

загальна ємність діода,  $C_{\text{Д}}$  – ємність, виміряна між виводами діода, за заданих напруги зміщення та частоти;

диференційний опір,  $r_{\text{ДИФ}}$  – опір діода змінному струму, визначається як відношення приросту змінної напруги на діоді до приросту струму;

робочий діапазон частот або смуга пропускання,  $\Delta f$  – різниця значень граничних частот, на яких середній випрямлений струм через діод буде не менше рівня 0,707 від заданого на найнижчій частоті.

У маркуванні високочастотних (універсальних) напівпровідникових діодів 3-м елементом є цифра 4.

*Приклад маркування:* КД403Г – кремнієвий загального призначення високочастотний (універсальний) діод.

### 1.1.14.3. Варикапи

Варикапом називається напівпровідниковий діод, у якому використовується нормована бар'єрна ємність закритого  $p-n$ -переходу, величина якої залежить від величини прикладеної до діода зворотної напруги. Зовнішній вигляд електронно-керованих ємностей наведений на рис. 1.1.99.



Рис. 1.1.99. Електронно-керовані ємності: а) варикапи; б) вариконд

У напівпровідниковому діоді заперний шар  $p-n$ -переходу можна вважати діелектриком, який розділяє області високої електропровідності  $p$ - та  $n$ -типу. Дана конструкція аналогічна будові конденсатора.

Чим більшої величини буде діяти зворотна напруга на напівпровідниковому діоді, тим ширшим буде його заперний шар (більша відстань між пластинами умовного конденсатора) та меншою бар'єрна ємність. Тобто варикап – це електронно-керована бар'єрна ємність його  $p-n$ -переходу:

$$C_B = \epsilon_r \cdot S / 4 \cdot \pi \cdot d, \quad (1.1.60)$$

де  $\epsilon_r$  – відносна діелектрична проникність напівпровідникового матеріалу;  $S$  – площа  $p-n$ -переходу;  $d$  – ширина  $p-n$ -переходу.

Аналогічне призначення мають вариконди. Електронне керування ємністю вариконда відбувається внаслідок зміни параметрів діелектрика між його металевими пластинами, шляхом зміни напруженості зовнішнього електричного поля між ними.

Залежність ємності варикапа чи вариконда від напруги на ньому називається *вольт-фарадною характеристикою*,  $C=f(U)$ .

УГЗ варикапа й вариконда та їх вольт-фарадну характеристику наведено на рис. 1.1.100.

Ширина заперного шару, відповідно, ємність варикапа значно залежить від його матеріалу, розподілу домішок та напруги на ньому.

На практиці застосовують апроксимацію вольт-фарадної характеристики

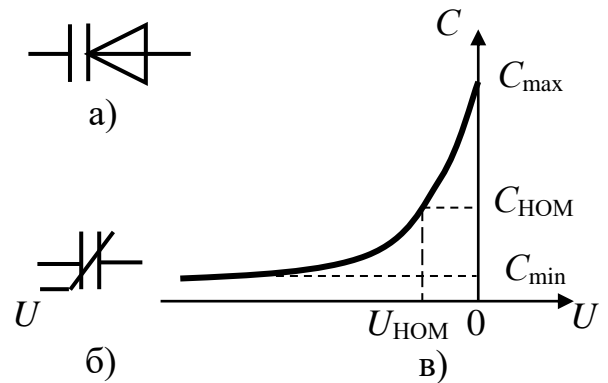


Рис. 1.1.100. Варикапта вариконд: а) УГЗ варикапа; б) УГЗ вариконда; в) вольт-фарадна характеристика

$$C(U) = C(0) \cdot n \sqrt{\frac{U_K}{U_K + U_{ЗВОР}}}, \quad (1.1.61)$$

де  $U_K$  або  $\phi_K$  – контактна різниця потенціалів  $p$ - $n$ -переходу;  $n$  – показник, що

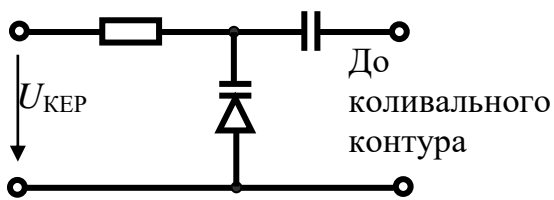


Рис. 1.1.101. Типова схема ввімкнення варикапа

за ємність варикапа. До кола керування варикап вмикається через резистор зі значним (близько 100 кОм) опором для запобігання взаємного впливу кіл керування та вихідного.

*Основними параметрами варикапів є:*

ємності: максимальна  $C_{\max}$ , мінімальна  $C_{\min}$  та номінальна  $C_{\text{ном}}$  (за заданої зворотної напруги, як правило, за  $U_{\text{звор}} = 4B$ );

коефіцієнт перекриття ємності  $K_C = C_{\max} / C_{\min}$ ;

добротність  $Q$  характеризує величину втрат варикапа, і є відношенням його реактивного опору до повного опору втрат, виміряному на номінальній частоті за температури 20 °С;

температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ);

максимально допустима потужність,  $P_{\max}$ .

### Маркування варикапів

Маркування варикапів відповідає загальній системі маркування напівпровідникових (НП) приладів, причому 2-м елементом є літера  $B$ .

Вони поділяються на дві підгрупи за призначенням: 1 – для регулювання ємності; 2 – для перетворень сигналів.

*Приклад маркування: KB109A* – подільники та помножувачі сигналів.

### 1.1.14.4. Тунельні діоди

В основі принципу дії *тунельного діода* (рис. 1.1.102) лежить тунельний ефект (ефект Зенера) – явище електростатичної емісії зарядів, яке виникає в напівпровіднику при створенні в них дуже великої напруженості електричного поля (рис. 1.1.103, а).

Спеціальними технологіями виробництва тунельних діодів можна досягти

тунельного ефекту, не створюючи «горба» на ВАХ. Такі тунельні діоди називаються оберненими (рис. 1.1.103, б). Вони мають зворотну гілку ВАХ, дуже круту за напруги десятків мілівольт. Обернені тунельні діоди використовуються



Рис. 1.1.102. Тунельні діоди

для випрямлення (детектування) дуже малих напруг. Для виготовлення тунельних діодів використовується германій, арсенід та антимонід галію. Сучасні тунельні діоди можуть функціонувати на частотах до  $10^{11}$  ГЦ. Оскільки при тунельному ефекті електрони майже не витрачають своєї енергії, тунельні діоди можуть працювати за дуже низьких температур. Їх перевагами є дуже мала потужність, яка ними споживається (не більше 1 % потужності, що споживається звичайними напівпровідниковими приладами) та їх здатність функціонувати за вищих температур.

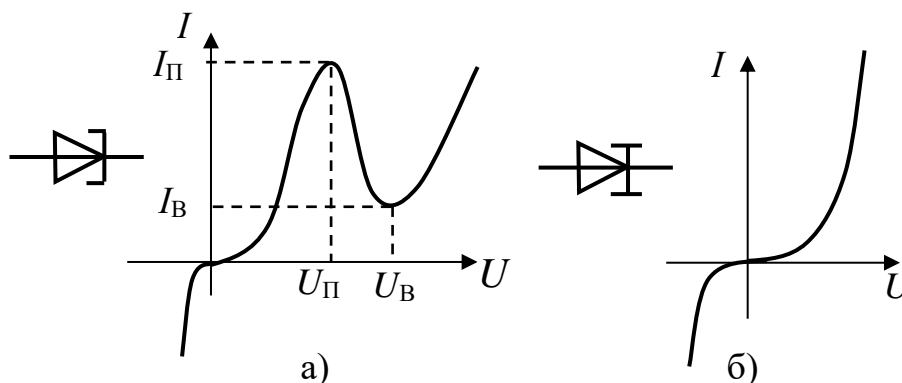


Рис. 1.1.103. Умовні графічні зображення та вольт-амперні характеристики:  
а) тунельного діода; б) оберненого тунельного діода

*Основні параметри тунельних діодів:*

- піковий струм,  $I_P$ – прями́й струм у точці максимуму ВАХ;
- струм впадини,  $I_V$ – прями́й струм у точці мінімуму ВАХ;
- пікова напруга,  $U_P$ – прями́а напруга, що відповідає струму  $I_P$ ;
- напруга западини,  $U_V$ – прями́а напруга, що відповідає струму  $I_V$ ;
- напруга розчину,  $U_R$ – прями́а напруга на другій зростаючій гілці, за струму, який дорівнює піковому;
- ємність діода,  $C_D$ – сумарна ємність переходу та корпусу діода за заданої напруги зміщення.

За призначенням тунельні діоди поділяються на три основні групи: підсилювальні, генераторні та перемикачі.

### **Маркування тунельних діодів**

Маркування тунельних діодів відповідає загальним правилам маркування напівпровідникових приладів, причому другим елементом є літера И, наприклад – ЗИ402Б.

#### **1.1.14.5. Діоди з бар'єром Шотткі**

##### **Контакт метал-напівпровідник**

При контакті металу й напівпровідника можливі дві ситуації:

1. Створення омичних контактів, які забезпечують проходження струму в обох напрямках.

Такі контакти використовуються при створенні виводів (електродів) напівпровідникових приладів. Вони виникають, якщо забезпечити контакт напівпровідника з металом, верхній енергетичний рівень електронів якого вище верхнього енергетичного рівня валентних електронів напівпровідника *n*-типу або нижче нижньої межі енергетичного рівня зони провідності напівпровідника *p*-типу. У цьому випадку приграничні ділянки напівпровідників збагачуються вільними носіями заряду із шару металу і їх провідність зростає.



Рис. 1.1.104. Діоди з бар'єром Шотткі

Такі контакти називаються *омічними*.

2. Створення контакту, що проводить струм тільки в одному напрямку, тобто контакту з утворенням запірного шару, який називається *бар'єром Шотткі* (рис. 1.1.104) (від прізвища німецького фізика В. Шотткі). Бар'єр Шотткі виникне, якщо енергія вільних електронів металу більше енергії валентних електронів напівпровідника *p*-типу або енергія вільних електронів напівпровідника *n*-типу більше енергії вільних електронів металу. У першому випадку відбудеться дифузія вільних електронів з металу в матеріал напівпровідника з подальшою їх рекомбінацією з дірками. Внаслідок чого утвориться шар негативних іонів і зумовлене цим внутрішнє електричне поле. Це поле буде протидіяти подальшому руху зарядів, тому струму через перехід не буде. У другому випадку відбудеться утворення на поверхні напівпровідника шару позитивних іонів.

Прикладаючи до бар'єру Шотткі зовнішню напругу, залежно від її полярності можна або підсилити внутрішнє (запірне) електричне поле або, навпаки, послабити його. У першому випадку процес буде супроводжуватися незначним струмом завдяки зрідка народжуваним зарядам теплового походження, у другому – струм може набувати значної сили.

Отже, контакт напівпровідників різного типу або контакт металу з напівпровідниковим бар'єром Шотткі мають суттєво відмінну провідність за зміни полярності прикладеної напруги.

Переваги діодів з бар'єром Шотткі над напівпровідниковими діодами з *p-n*-переходом:

відсутній час накопичення та розсмоктування неосновних носіїв заряду. Швидкодія залежить лише від процесу перезаряду бар'єрної ємності ( $\leq 0,01$  ПФ); діапазон робочих частот діодів із бар'єром Шотткі становить, від 5 до 220 ГГц, а час перемикання 0,1 нс;

є можливість отримання менших значень прямого опору;

зворотні струми становлять декілька мікроампер;

зворотні напруги лежать в межах від 10 до 1000 В.

Діоди з бар'єром Шотткі застосовуються в пристроях надвисоких частот, найпоширенішими з них є АА529А, 3А530А, 3А531А.

### 1.1.14.6. Регулюючі *p-i-n*-діоди

*Регулюючими* називають діоди, які використовуються для перемикання, обмеження та модуляції сигналів надвисоких частот. Принцип їх дії полягає в тому, що для підвищення рівня потужності, яка комутується, потрібно збільшувати площу *p-n*-переходу, але це призводить до збільшення бар'єрної ємності, що обмежує частотний діапазон. Тому між областями напівпровідників *p*-та *n*-типів електропровідності розташовують шар напівпровідника з власною електропровідністю *i*-типу, де *i* – аббревіатура від лат. слова *intrinsic* – власний.

При прямому зміщенні в шар *i*-типу потрапляють електрони з *n*-області та дірки з *p*-області, при цьому опір діода різко зменшується. За зворотного ввімкнення діода, опір шару *i* та, відповідно, опір регулюючого *p-i-n*-діода різко зростають.

*Приклад маркування:* КА507А – надвисокочастотні перемикальні *p-i-n*-діоди; КА 534А – надвисокочастотні обмежувальні *p-i-n*-діоди; 2Д420А – високочастотні перемикальні *p-i-n*-діоди.

#### Контрольні питання

1. Характеристика провідникових матеріалів.
2. Характеристика матеріалів високої провідності.
3. Характеристика матеріалів високого опору.
4. Загальна характеристика та класифікація резисторів.
5. Параметри та характеристики резисторів.
6. Маркування резисторів.
7. Характеристика діелектричних матеріалів.
8. Загальна характеристика та класифікація конденсаторів.
9. Параметри та характеристики конденсаторів.
10. Загальна характеристика та класифікація індуктивних радіокомпонентів.
11. Параметри котушок індуктивності.
12. Загальна характеристика й класифікація трансформаторів радіоелектронної апаратури (РЕА) та їх магнітопроводів.
13. Характеристика напівпровідникових матеріалів.
14. Поняття про електричний перехід у напівпровіднику. Фізичні процеси при формуванні *p-n*-переходу. Фізичні процеси в *p-n*-переході при приєднанні до нього джерела постійної напруги.
15. Особливості вольт-амперних характеристик напівпровідникових діодів.
16. Маркування вітчизняних напівпровідникових діодів.
17. Напівпровідникові діоди в схемах випрямлення змінного струму.
18. Принцип дії, умовні графічні зображення, ВАХ стабілітронів і стабісторів. Принцип параметричної стабілізації напруги.
19. Параметри та система маркування стабілітронів та стабісторів.
20. Амплітудні обмежувачі електричних сигналів на напівпровідникових діодах.
21. Фіксатори рівнів електричних сигналів на напівпровідникових діодах.



## Розділ 1.2. АКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

### 1.2.1. Біполярні транзистори

#### 1.2.1.1. Загальна характеристика та класифікація біполярних транзисторів

У попередньому розділі було розглянуто пасивні радіокомпоненти, за допомогою яких є можливість виконувати перетворення сигналів без їх підсилення. Але для побудови сучасних електронних пристроїв пасивних радіокомпонентів недостатньо – потрібні ще й активні, за допомогою яких можна підсилювати електричні сигнали. У теперішній час існує багато різноманітних активних радіокомпонентів. Здебільшого вони виконуються з напівпровідникових матеріалів і мають три виводи, один з яких приєднується до вхідного сигнального кола, другий до вихідного, а третій є спільним для цих кіл. Звідси виникла перша назва подібних радіокомпонентів – *тріоди*. Із часом напівпровідникові тріоди почали називати *транзисторами*, підкреслюючи їх здатність збільшувати (трансформувати) потужність електричного сигналу при передачі його з вхідного до вихідного кола.

Активний напівпровідниковий радіокомпонент, який має три або більше виводів і є здатним збільшувати (трансформувати) потужність сигналів називається **транзистором**.

Розрізняють дві основні групи транзисторів:

транзистори, у яких для формування вихідного струму використовуються напівпровідники одного типу електропровідності, а керування здійснюється вхідною напругою, при цьому вхідний струм є незначним або взагалі відсутній називаються *польовими транзисторами*;

транзистори, у яких для формування струмів в електродах використовуються напівпровідники двох протилежних типів електропровідності, а керування здійснюється вхідним струмом, що зазвичай залежить від вхідної напруги на вході, називаються *біполярними транзисторами* (рис. 1.2.1).

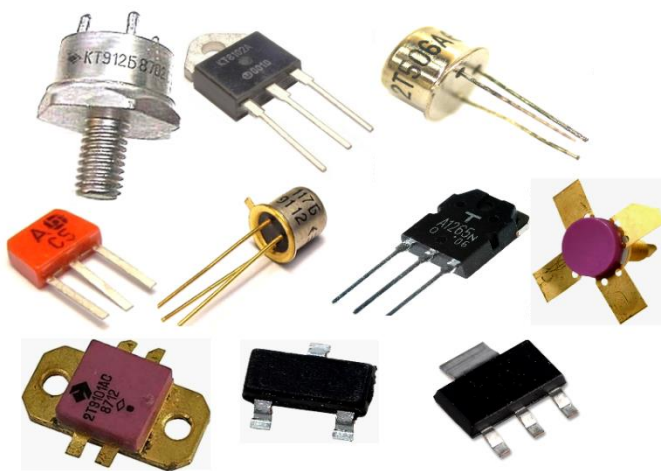


Рис. 1.2.1. Біполярні транзистори

#### 1.2.1.2. Будова, режими роботи, умовні графічні зображення, основні параметри та маркування біполярних транзисторів

**Біполярний транзистор** – це активний радіокомпонент, який складається з трьох шарів напівпровідникового матеріалу з протилежними типами електропровідності, що чергуються. При цьому утворюються два *p-n*-переходи. Технологічно це може бути виконано шляхом введення (вплавленням,



дифузією чи епітаксією) з двох боків пластини напівпровідника одного типу напівпровідників іншого типу.

Середній шар біполярного транзистора, який призначений для перехоплення частини зарядів, що постачаються емітером, називається *базою* (Б). База відрізняється від двох інших шарів тим, що є слабо легованою – в матеріалі напівпровідника присутня мала концентрація домішок.

Крайній шар, який призначений для інжекції (емітування) зарядів у базу називається *емітером* (Е) (лат. *emittere* – випромінювати, випускати).

Інший крайній шар із площею, більшою за площі двох попередніх, призначенням якого є збирання носіїв зарядів, що пройшли базу та не рекомбінувалися з її основними зарядами, називається *колектором* (К) (лат. *collector* – той, що збирає).

До шарів напівпровідника надійно приєднуються металеві виводи.

Між крайніми та середнім шарами напівпровідника утворюються два *p-n*-переходи. Причому конструктивно площу переходу колектор-база виготовляють більшою за площу переходу база-емітер ( $S_{К-Б} > S_{Б-Е}$ ), а шар напівпровідника бази дуже тонким та зі значно меншою концентрацією рухомих зарядів, ніж у крайніх шарах.

Залежно від порядку чергування шарів напівпровідникового матеріалу розрізняють біполярні транзистори *n-p-n*- та *p-n-p*-типів.

Схематичне зображення біполярних транзисторів *n-p-n*- та *p-n-p*-типів, їх УГЗ та діодні схеми заміщення наведено на рис. 1.2.2, де  $E_{ВН КБ}$ , ( $E_{ВН БК}$ ),  $E_{ВН ЕБ}$  ( $E_{ВН БЕ}$ ) – напруженості внутрішніх електричних полів відповідних *p-n*-переходів.

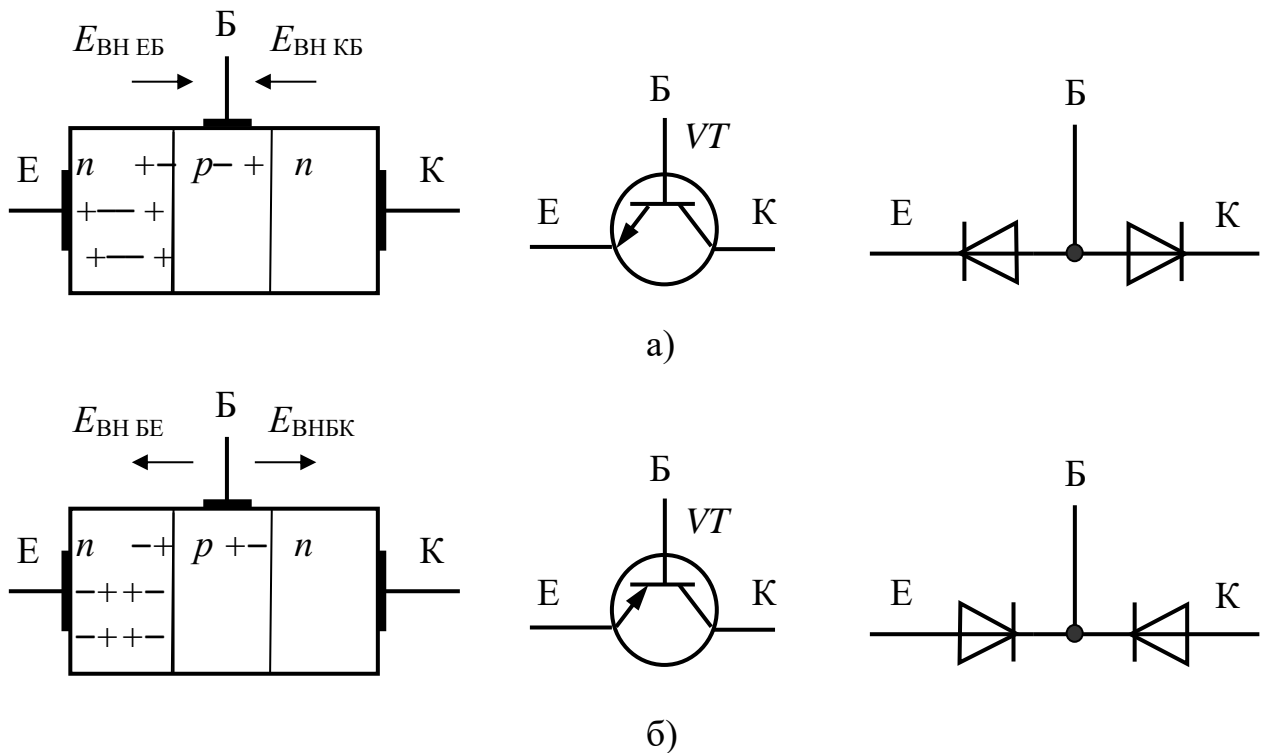


Рис. 1.2.2. Будова, умовні графічні зображення,  
діодні схеми заміщення біполярних транзисторів:  
а) *n-p-n*-типу; б) *p-n-p*-типу

Залежно від способу увімкнення напруг зовнішніх джерел живлення до *p-n*-переходів (пряме зміщення – перехід відкритий, зворотне зміщення – перехід закритий), розрізняють такі стани біполярних транзисторів (табл. 1.2.1): активний, насичення, відсічки та інверсний активний.

Таблиця 1.2.1

Стан <i>p-n</i> -переходу база-емітер	Стан <i>p-n</i> -переходу колектор-база	Режим роботи біполярного транзистора
відкритий	відкритий	насичення
відкритий	закритий	активний
закритий	відкритий	інверсний
закритий	закритий	відсічки

Активний режим роботи біполярного транзистора використовується для підсилення електричних сигналів. Стани відсічки (біполярний транзистор закритий, його опір максимальний) та насичення (біполярний транзистор відкритий, його опір мінімальний) використовуються для забезпечення ключового режиму роботи цифрових пристроїв. В інверсному активному режимі біполярні транзистори використовуються рідко, оскільки при цьому функції емітера та колектора транзистора міняються, а їх підсилювальні властивості погіршуються.

До параметрів біполярних транзисторів належать:

максимально допустимі параметри визначають величини конкретних режимів біполярних транзисторів, які не повинні перевищуватися за будь-яких умов експлуатації і за яких забезпечується задана їх надійність:

$U_{KB \max}$  – максимально допустима постійна напруга між колектором та базою;

$U_{KE \max}$  – максимально допустима постійна напруга між колектором та емітером;

$U_{EB \max}$  – максимально допустима постійна напруга між емітером та базою;

$I_{K \max}$  – максимально допустимий постійний струм колектора;

$I_E \max$  – максимально допустимий постійний струм емітера;

$I_B \max$  – максимально допустимий постійний струм бази;

$P_{K \max}$  – максимально допустима постійна потужність, що розсіюється на колекторі;

$P_{\max}$  – максимально допустима постійна потужність, що розсіюється на біполярному транзисторі;

теплові параметри характеризують стійкість біполярних транзисторів під час роботи в широкому діапазоні температур і визначають зв'язок між

потужністю, що розсіюється на біполярному транзисторі та температурою його областей:

$T_{\max}$  – максимальна температура  $p-n$ -переходу (для германієвого  $T_{\max Ge} = 80 \div 100$  °C, для кремнієвого  $T_{\max Si} = 150 \div 200$  °C);

$T_{\min}$  – мінімальна негативна температура;

$R_{\text{ТПС}}$  – загальний тепловий опір біполярних транзисторів (для біполярних транзисторів малої потужності) – відношення різниці температур між переходом колектор-база та навколишнім середовищем до потужності, що розсіюється на біполярному транзисторі в усталеному режимі, °C/Вт;

$R_{\text{ТПК}}$  – внутрішній тепловий опір біполярного транзистора (для біполярного транзистора великої потужності) – відношення різниці температур між переходом колектор-база та корпусом біполярного транзистора до потужності, що розсіюється на біполярному транзисторі в усталеному режимі, °C/Вт;

$R_{\text{ТКС}}$  – тепловий опір корпус біполярного транзистора-навколишнє середовище;

максимально допустима потужність, що розсіюється на біполярному транзисторі, із зростанням температури навколишнього середовища визначається з виразів:

для біполярного транзистора без тепловідведення:

$$P_{\max} = (T_{\max} - T) / R_{\text{ТПК}};$$

для біполярного транзистора з тепловідведенням:

$$P_{\max} = (T_{\max} - T) / (R_{\text{ТПК}} + R_{\text{ТКС}});$$

*частотні параметри* характеризують здатність біполярних транзисторів функціонувати на високих частотах:

$f_{\text{ГР}}$  – гранична частота – це частота, вище якої підсилювальні властивості біполярних транзисторів погіршуються;

$f_{\max}$  – максимальна частота генерації – найбільша частота, за якої транзистор здатен генерувати в схемі автогенератора.

За всіма параметрами граничних режимів рекомендується мати запас не менше 20%.

**Маркування біполярних і польових транзисторів** відповідає загальній системі маркування напівпровідникових приладів. 2-й елемент маркування – літера «Т» для біполярних і літера «П» для польових транзисторів. Із 1972 р. маркування транзисторів може містити шість або сім елементів. У будь-якому випадку 3-й елемент маркування – це цифра, що вказує підклас транзисторів за граничною частотою й допустимою потужністю (табл. 1.2.2).

Таблиця 1.2.2

Кількість елементів маркування	Максимально допустима потужність, Вт	Гранична частота, $f_{\text{ГР}}$ МГц				
		< 3	< 30	> 30	30–300	>300

6	мала: $P_{\max} < 0,3$ ;	1	2	3	–	–
	середня: $P_{\max} = 0,3-1,5$ ;	4	5	6	–	–
	велика: $P_{\max} > 1,5$	7	8	9	–	–
7	мала: $P_{\max} < 1$	–	1	–	2	3
	велика: $P_{\max} > 1$	–	7	–	8	9

*Приклади маркування:*

КТ315А – кремнієвий біполярний транзистор загального призначення, малої потужності ( $P_{\max} < 0,3 \text{ ВТ}$ ), високої частоти ( $f_{\text{ГР}} > 30 \text{ МГц}$ ), розробка № 15, група параметрів А;

2Т605А – кремнієвий біполярний транзистор спеціального призначення, середньої потужності ( $P_{\max} = 0,3 \div 1,5 \text{ ВТ}$ ), високої частоти ( $f_{\text{ГР}} > 30 \text{ МГц}$ ), розробка № 05, група параметрів А;

КТ3127В – кремнієвий біполярний транзистор загального призначення, малої потужності ( $P_{\max} < 1 \text{ ВТ}$ ), високої частоти ( $f_{\text{ГР}} > 300 \text{ МГц}$ ), розробка № 127, група параметрів В (маркування семизначне);

1Т8216Б – германієвий біполярний транзистор спеціального призначення, великої потужності ( $P_{\max} > 1 \text{ ВТ}$ ), середньої частоти ( $f_{\text{ГР}} = 30-300 \text{ МГц}$ ), розробка № 216, група параметрів Б (маркування семизначне).

Система маркування не дає інформації про тип транзистора, а дає лише наближене уявлення про можливості його застосування. Більш повну інформацію про параметри й характеристики транзисторів можна отримати, звернувшись до довідників.

**1.2.1.3. Принцип дії біполярного транзистора n-p-n-типу в активному режимі**

Перехід база-емітер, зміщений в прямому напрямку, – відкритий джерелом напруги  $U_{\text{БЕ}}$ , а перехід колектор-база, зміщений у зворотному напрямку, – закритий джерелом напруги  $U_{\text{КБ}}$  (рис. 1.2.3). При цьому внутрішнє електричне поле переходу база-емітер з напруженістю  $E_{\text{ВН БЕ}}$  повністю нейтралізується протилежно направленим до нього зовнішнім електричним полем з напруженістю  $E_{\text{ЗОВ БЕ}}$ , яке виникає завдяки джерелу напруги  $U_{\text{БЕ}}$ , якщо  $|E_{\text{ЗОВ БЕ}}| > |E_{\text{ВН БЕ}}|$  або  $U_{\text{БЕ}} > \varphi_{\text{К БЕ}}$ , де  $\varphi_{\text{К БЕ}}$  – контактна різниця потенціалів переходу база-емітер, тобто запірного шару у відкритому переході база-емітер не буде. Електричне поле переходу колектор-база з напруженістю  $E_{\text{КБ}}$  розшириться у глибину бази внаслідок дії однонаправленого з ним зовнішнього електричного поля  $E_{\text{ЗОВ КБ}}$ , яке виникає завдяки джерелу напруги  $U_{\text{КБ}}$ ,  $E_{\text{КБ}} = E_{\text{ВН КБ}} + E_{\text{ЗОВ КБ}}$ . Розширення поля  $E_{\text{КБ}}$  у глибину бази зумовлене переважно тим, що вона легована домішками слабше, ніж колектор.

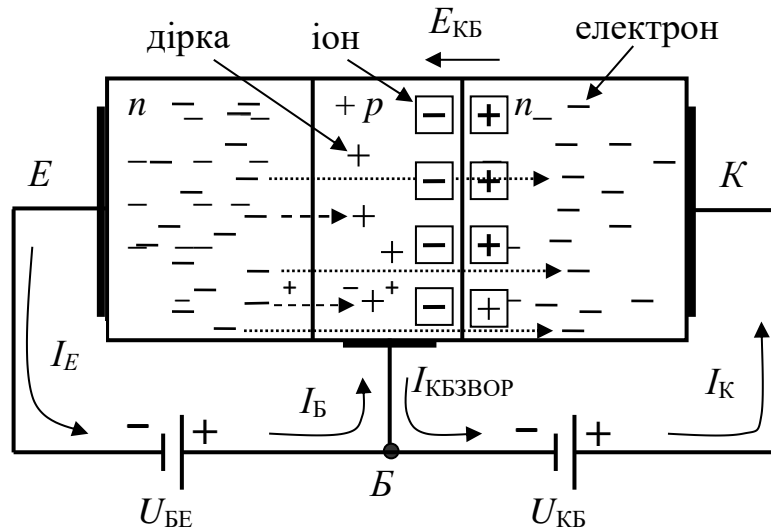


Рис. 1.2.3. Принцип дії біполярного транзистора

У запірному шарі рухомі електричні заряди майже відсутні, тому його опір дуже великий. Під дією напруги джерела  $U_{BE}$  електрони будуть емітуватися в базу. При цьому зона напівпровідника емітера  $n$ -типу буде поповнюватися електронами від джерела живлення  $U_{BE}$ . Направлений рух електронів від негативного полюса джерела  $U_{BE}$  в емітер буде створювати струм емітера  $I_E$ . Електрони, які будуть попадати з емітера  $n$ -типу в базу  $p$ -типу, будуть ставати в останній неосновними рухомими зарядами. Оскільки концентрація основних рухомих зарядів у базі – дірок – невелика, то із загальної кількості електронів, що будуть попадати в базу з емітера, тільки незначна їх частина буде рекомбінувати з дірками й буде утворювати струм бази  $I_B$ . Більшість електронів, емітованих у базу, як неосновні для неї заряди будуть попадати під дію прискорюючого для них електричного поля переходу колектор-база  $E_{KB}$  і втягуватися останнім у колектор, створюючи таким чином струм колектора  $I_K$ .

Чим більшою буде напруга  $U_{KB}$ , тим ширшим буде ставати запірний шар переходу база-колектор, тим глибше він буде проникати в базу (внаслідок більш слабкої її легованості) й тим більшим буде вплив електричного поля  $E_{KB}$  на електрони, що емітували в базу з емітера. Тоді більша частина емітованих з емітера в базу електронів будуть втягуватися в колектор, тобто за  $U_{KB} \uparrow \rightarrow E_{KB} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow I_B \downarrow$ , оскільки  $I_E = I_K + I_B = \text{const}$ . Отже, в активному режимі роботи біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу електрони рухаються з емітера в колектор, але незначна їх частина рекомбінує в базі з дірками. Кількість рекомбінацій буде залежати від ширини напівпровідника бази і від легованості її домішками.

Крім перерахованих струмів у транзисторі протікає некерований зворотний струм переходу колектор-база  $I_{KB \text{ ЗВОР}}$ . Він створюється власними зарядами напівпровідника, що виникають у запірному шарі під дією тепла, та неосновними рухомими зарядами напівпровідників. Цей струм суттєво залежить від якості напівпровідника та його температури. Отже, вираз колекторного струму біполярного транзистора буде мати вигляд

$$I_K = \alpha \cdot I_E + I_{KB \text{ ЗВОР}}, \quad (1.2.1)$$

де  $\alpha = \frac{I_K}{I_E} < 1$  – статичний коефіцієнт передачі постійного струму емітера в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою; для сучасних біполярних транзисторів  $\alpha = 0,95 \div 0,999$ .

Оскільки  $I_E = I_K + I_B$ , то  $I_K = \alpha \cdot (I_K + I_B) + I_{КБ\text{ЗВОР}}$ , а звідси  $I_K \cdot (1 - \alpha) = \alpha \cdot I_B + I_{КБ\text{ЗВОР}}$ . Тоді струм колектора  $I_K$  визначається як

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B + \frac{I_{КБ\text{ЗВОР}}}{1 - \alpha} = \beta \cdot I_B + (1 + \beta) \cdot I_{КБ\text{ЗВОР}}, \quad (1.2.2)$$

де  $\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \gg 1$  – статичний коефіцієнт передачі постійного струму бази в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером або статичний коефіцієнт підсилення за постійним струмом біполярного транзистора, увімкненого за тією самою схемою; для сучасних біполярних транзисторів  $\beta = 20 \div 1000$ .

Для того щоб некерований зворотний струм переходу колектор-база не впливав на роботу біполярного транзистора, у каскадах апаратури вибирають такий його режим роботи, за якого  $I_B \gg I_{КБ\text{ЗВОР}}$ , тоді

$$I_K \approx \beta \cdot I_B, \quad (1.2.3)$$

а

$$I_A \approx (1 + \beta) \cdot I_B. \quad (1.2.4)$$

#### 1.2.1.4. Схеми ввімкнення біполярних транзисторів

Біполярний транзистор є активним нелінійним радіокомпонентом, і тому він здатен, за наявності під'єднаних(ого) джерел(а) постійних(ої) напруг(и) підсилювати електричні сигнали. Для забезпечення підсилення джерело вхідного змінного сигналу (напруги, струму) вмикається в коло база-емітер біполярного транзистора, а вихідний сигнал знімають з кола емітера або колектора. Отже, один з електродів біполярного транзистора є спільним як для вхідного, так і для вихідного кіл. Залежно від того, який електрод біполярного транзистора є спільним у конкретній схемі, розрізняють три схеми його ввімкнення зі спільними: базою (рис. 1.2.4, а); емітером (рис. 1.2.4, б); колектором (рис. 1.2.4, в).

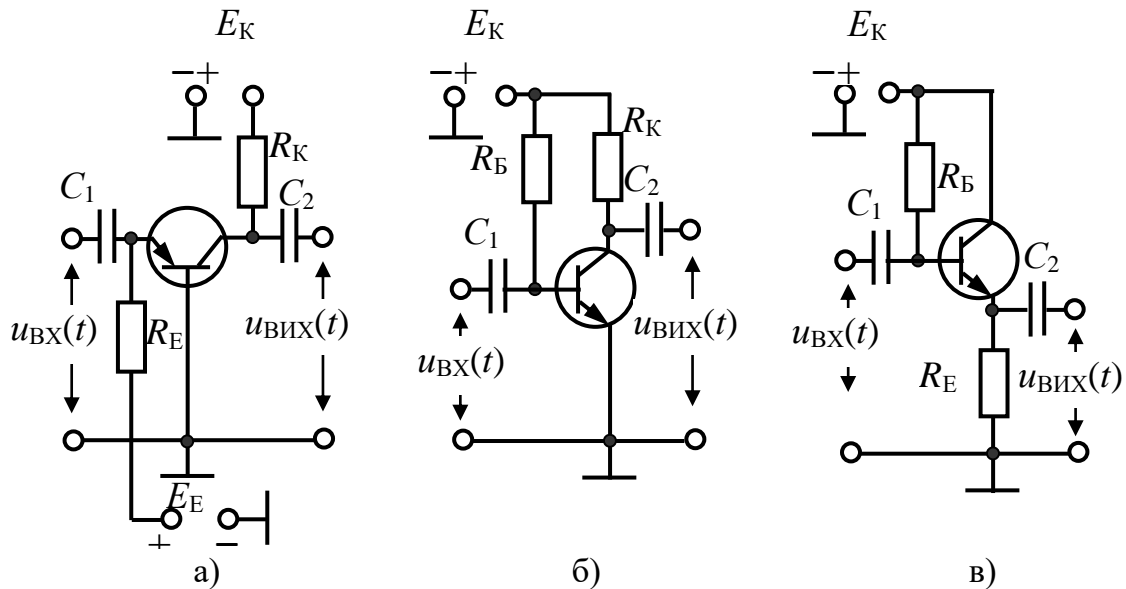


Рис. 1.2.4. Схеми ввімкнення біполярних транзисторів зі спільними:  
а) базою; б) емітером; в) колектором

У схемі біполярного транзистора зі спільною базою (рис. 1.2.4, а) вхідним струмом є струм емітера  $I_E$ , а вихідним – струм колектора  $I_K$ , вхідною напругою є напруга між емітером та базою  $U_{EB}$ , а вихідною – напруга між колектором та базою  $U_{KB}$ . Схема ввімкнення біполярного транзистора зі спільною базою характеризується найменшим із трьох схем вхідним опором, найбільшим вихідним опором та коефіцієнтом передачі струму

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E} = \frac{\beta}{\beta + 1} < 1.$$

У порівнянні з іншими схемами вона здатна забезпечити підсилення електричних сигналів за напругою та потужністю, найменші нелінійні спотворення електричних сигналів та їх підсилення на більш високих частотах.

Основною особливістю схеми біполярного транзистора зі спільним емітером (рис. 1.2.4, б) є те, що вхідним струмом у ній є малий за величиною струм бази  $I_B$ , а вихідним, як і в схемі зі спільною базою, – струм колектора  $I_K$ . Тому коефіцієнт передачі струму в цій схемі  $\beta = \frac{I_K}{I_B} \gg 1$ . Вхідною напругою є напруга між базою

та емітером  $U_{BE}$ , а вихідною – напруга між колектором та емітером  $U_{KE}$ . Вхідний опір схеми біполярного транзистора зі спільним емітером більший, ніж у схемі зі спільною базою, та менший ніж у схемі зі спільним колектором. Вихідний опір схеми біполярного транзистора зі спільним емітером, навпаки, більший, ніж у схемі зі спільним колектором, і менший за вихідний опір у схемі зі спільною базою. Позитивним для схеми біполярного транзистора зі спільним емітером є те, що живлення її можна здійснювати від одного джерела, оскільки на базу та на колектор подаються напруги одного знака. Також, на відміну від інших схем, вона здатна забезпечити підсилення електричного сигналу за напругою, струмом

та потужністю. Саме через вищезазначене схема зі спільним емітером на сьогодні є найбільш поширеною.

У схемі біполярного транзистора зі спільним колектором (рис 1.2.4, в) навантаження ввімкнене не тільки у вихідне, а й у вхідне коло. Тому

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}; I_{\text{ВИХ}} = I_{\text{Е}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}} = (1 + \beta) \cdot I_{\text{Б}} = (1 + \beta) \cdot I_{\text{ВХ}} \quad (1.2.5)$$

Отже, струм через навантаження в  $(1 + \beta)$  разів більший, ніж вхідний, тобто схема зі спільним колектором забезпечує значне підсилення за струмом. Водночас вихідна напруга дещо менша за вхідну. Зважаючи на те, що напруга  $U_{\text{БЕ}}$  відносно невелика й змінюється незначно, можна стверджувати, що вихідна напруга майже повторює вхідну. Тому схема на біполярному транзисторі зі спільним колектором має іншу назву – емітерний повторювач напруги. Схема ввімкнення біполярного транзистора зі спільним колектором забезпечує найбільший вхідний та найменший вихідний опори у порівнянні з іншими схемами ввімкнення. Схема ввімкнення біполярного транзистора зі спільним емітером займає проміжне положення, але використовується найчастіше, оскільки забезпечує підсилення не тільки за напругою, а й за струмом.

Біполярний транзистор суттєво відрізняється від розглянутих двохелектродних радіокомпонентів. На його основі можна будувати вузли з двома різними електричними колами – вхідним та вихідним. Струм вхідного кола забезпечує керування струмом вихідного кола. Завдяки цьому біполярний транзистор є активним радіо компонентом і використовується як для підсилення електричних сигналів, так і для їх формування та комутації. Як і напівпровідникові діоди, транзистори належать до класу нелінійних радіокомпонентів, тобто струм, що протікає через транзистор, змінюється не пропорційно до величини зміни напруги, яка до нього прикладається.

### ***1.2.1.5. Статичні характеристики біполярних транзисторів***

**Статичними характеристиками біполярного транзистора** називаються експериментально зняті графіки залежності напруг та струмів у вхідному та вихідному колах біполярного транзистора за вказаної схеми його ввімкнення.

Для кожної схеми ввімкнення біполярного транзистора можна побудувати чотири типи таких характеристик, але на практиці використовуються дві – вхідна та вихідна.

*Вхідна статична характеристика* біполярного транзистора – це залежність струму вхідного кола  $I_{\text{ВХ}}$  від напруги у вхідному колі  $U_{\text{ВХ}}$  за незмінної напруги у вихідному колі  $U_{\text{ВИХ}}$ :

$$I_{\text{ВХ}} = (1 + \beta) \cdot I_{\text{ВХ}} \quad (1.2.6)$$
$$I_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВХ}}), \text{ за } U_{\text{ВИХ}} = \text{const.}$$

*Вихідна статична характеристика* біполярного транзистора – це залежність струму у вихідному колі  $I_{\text{ВИХ}}$  від напруги вихідного кола  $U_{\text{ВИХ}}$  за незмінного значення вхідного струму  $I_{\text{ВХ}}$ :

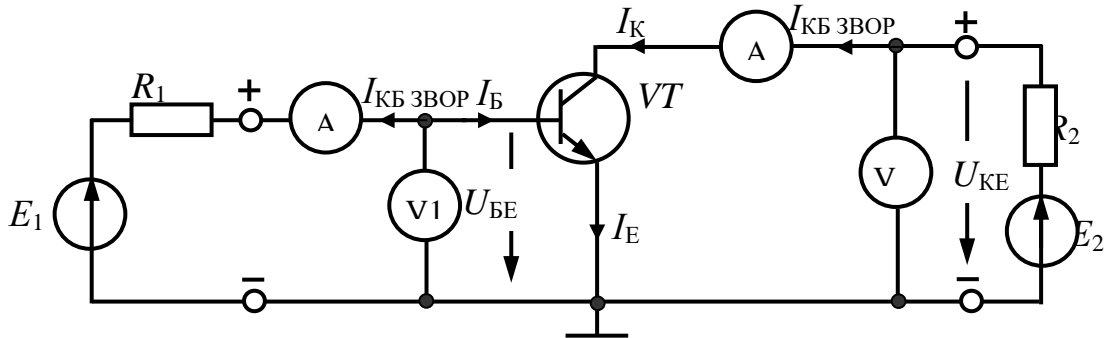


$$I_{\text{ВИХ}} = f(U_{\text{ВИХ}}), \text{ за } I_{\text{ВХ}} = \text{const.} \quad (1.2.7)$$

### Статичні характеристики біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером

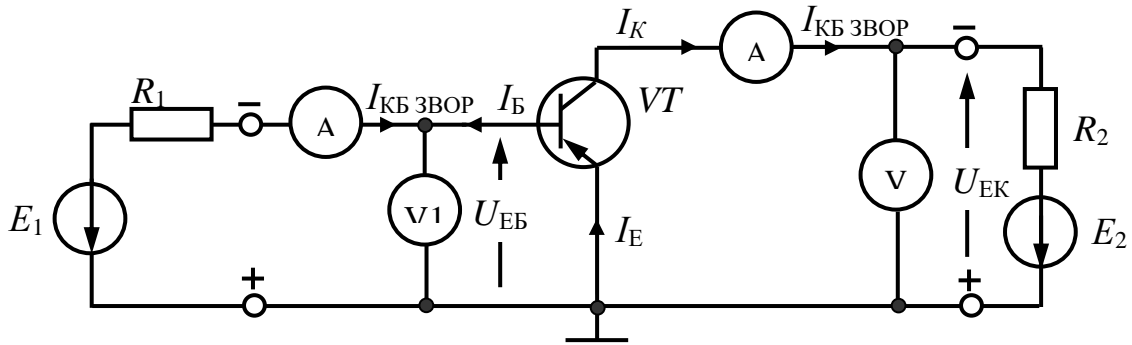
Для експериментального дослідження та побудови вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора зі спільним емітером складаються схеми для досліджень (рис. 1.2.5, а, б).

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}; I_{\text{ВИХ}} = I_{\text{К}}; U_{\text{ВХ}} = U_{\text{БЕ}}; U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{КЕ}}$$



а)

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}; I_{\text{ВИХ}} = I_{\text{К}}; U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЕБ}}; U_{\text{ВИХ}} = U$$



б)

Рис. 1.2.5. Схеми для досліджень статичних характеристик біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером:  
а) *n-p-n*-типу; б) *p-n-p*-типу

При увімкненні біполярного транзистора за схемою зі спільним емітером його вхідним струмом є струм бази  $I_{\text{Б}}$ , а вихідним – струм колектора  $I_{\text{К}}$ , вхідною напругою є напруга, що діє між базою та емітером  $U_{\text{БЕ}}$  ( $U_{\text{ЕБ}}$ ), а вихідною – напруга між колектором та емітером  $U_{\text{КЕ}}$  ( $U_{\text{ЕК}}$ ).

Вхідна статична характеристика біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером, – це залежність вхідного струму бази  $I_{\text{Б}}$  від вхідної напруги між базою та емітером  $U_{\text{БЕ}}$  за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та емітером  $U_{\text{КЕ}}$ , тобто

$$I_B = f(U_{BE}), \text{ за } U_{KE} = \text{const.} \quad (1.2.8)$$

Аналіз вхідних статичних характеристик біполярного транзистора *n-p-n*-типу, увімкненого за схемою зі спільним емітером.

Якщо напруга  $U_{KE} = 0$ , то вхідна статична характеристика біполярного транзистора – це ВАХ *p-n*-переходу база-емітер (рис. 1.2.6, а). За напруги  $U_{BE} = 0$  струм бази  $I_B = 0$  А. Із зростанням напруги  $U_{BE}$  струм бази зростає приблизно за квадратичним законом. За підвищення температури біполярного транзистора кількість вільних зарядів у напівпровіднику збільшується, що призводить до збільшення струму бази  $I_B$  за тієї самої напруги  $U_{BE}$ , тобто вхідна характеристика стане більш крутою.

Якщо напруга  $U_{KE} > 0 (|U_{KE}| \gg |U_{BE}|)$ , то за  $U_{BE} = 0$  В з'явиться струм негативної полярності, тобто з бази буде витікати зворотний струм переходу колектор-база  $I_{KB}$  звор.

За зростання напруги  $U_{KE}$  струм бази  $I_B$  за тієї самої напруги  $U_{BE}$  буде зменшуватися. Як наслідок, вхідні характеристики біполярного транзистора розташуються правіше. Причиною цього є глибше проникнення електричного поля запірного шару колектор-база в базу біполярного транзистора, внаслідок чого менша частка об'єму бази біполярного транзистора буде вільною від дії цього електричного поля. Це означає, що менша частка інжекттованих з емітера в базу зарядів рекомбінує з основними зарядами бази. Більша частина цих зарядів перекинеться в колектор електричним полем запірного шару іонів закритого переходу колектор-база. Тобто за зростання напруги  $U_{KE}$  струм бази  $I_B$  зменшується, а струм колектора  $I_K$  незначно збільшується.

Характеристики для різних напруг  $U_{KE}$  розташовані дуже близько одна до одної, тому в довідниках наводиться тільки одна характеристика для певного значення  $U_{KE} \gg 0$  В.

*Вихідна статична характеристика* біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером – це залежність вихідного струму колектора  $I_K$  від вихідної напруги між колектором та емітером  $U_{KE}$  за фіксованого значення вхідного струму бази  $I_B$ , тобто

$$I_K = f(U_{KE}), \text{ за } I_B = \text{const.} \quad (1.2.9)$$

За малих напруг  $U_{KE} (U_{KE} < U_{BE})$  перехід колектор-база біполярного транзистора відкритий напругою  $U_{BK}$ , а перехід база-емітер відкритий напругою  $U_{BE}$  (рис. 1.2.6, б), тобто біполярний транзистор перебуває в режимі насичення. Тому колектор ще не перехоплює зарядів з бази, а навіть навпаки – інжекттує їх у базу. Із зростанням напруги  $U_{KE}$  (за  $U_{KE} > U_{BE}$  й  $I_B = \text{const}$ ) струм колектора  $I_K$  зростає незначно й майже за лінійним законом. Лінійна область вихідної статичної характеристики біполярного транзистора використовується для підсилення ним електричних сигналів (активний режим біполярного транзистора).

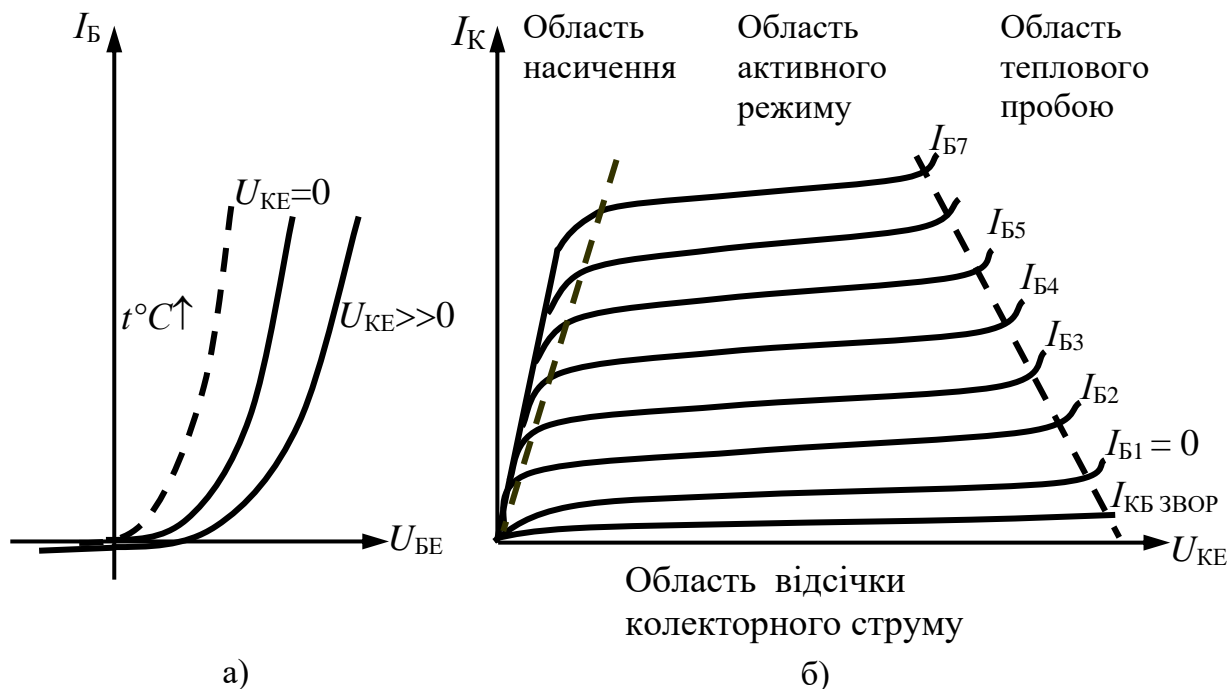


Рис. 1.2.6. Графіки статичних характеристик біполярного транзистора *n-p-n*-типу в схемі зі спільним емітером: а) вхідних; б) вихідних

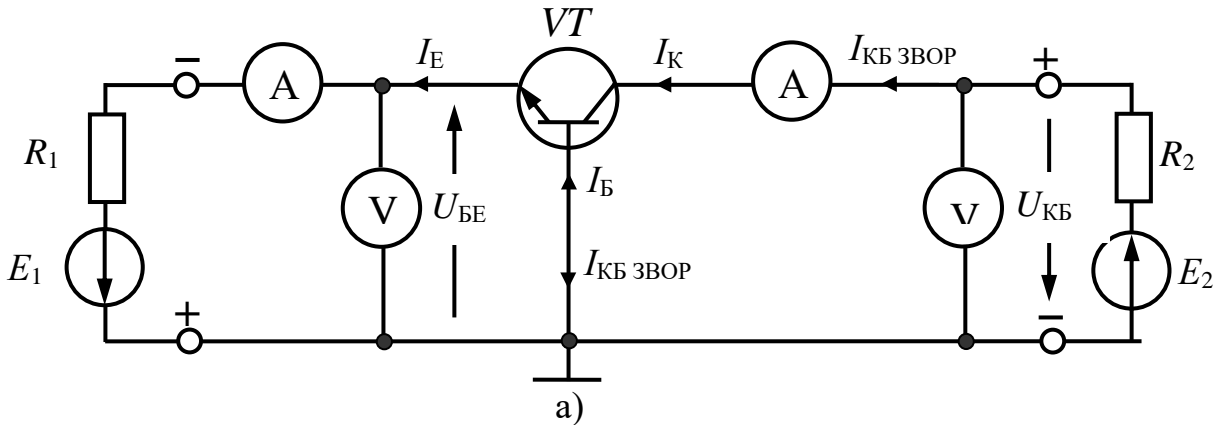
Нижче характеристики, знятої за струму бази  $I_B = 0$ , знаходиться область режиму відсічки колекторного струму  $I_K$  біполярного транзистора. Однак використовувати біполярний транзистор із розімкненим колом бази небезпечно, оскільки в цей час у колекторі протікає некерований зворотний струм переходу колектор-база  $I_{KB\text{ ЗВОР}}$ . Експериментально встановлено, що струм колектора  $I_K$  за напруги  $U_{BE} = 0\text{ В}$  дорівнює подвоєному значенню струму  $I_{KB\text{ ЗВОР}}$ , тобто  $I_K(U_{BE} = 0\text{ В}) = 2 \cdot I_{KB\text{ ЗВОР}}$ .

Для надійного закривання біполярного транзистора потрібно прикласти до переходу база-емітер закриваючу напругу – негативну – на базу відносно емітера  $U_{EB}$ . При цьому разом зі зворотним струмом переходу колектор-база  $I_{KB\text{ ЗВОР}}$  буде протікати зворотний струм переходу база-емітер  $I_{BE\text{ ЗВОР}}$ . Але  $I_{BE\text{ ЗВОР}} < I_{KB\text{ ЗВОР}}$ , оскільки площа та зворотна напруга переходу база-емітер менші за аналогічні параметри переходу колектор-база.

### Статичні характеристики біполярного транзистора в схемі зі спільною базою

Для експериментального дослідження та побудови вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора зі спільною базою складаються схеми для досліджень (рис. 1.2.7, а, б).

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Е}}; I_{\text{ВИХ}} = I_{\text{К}}; U_{\text{ВХ}} = U_{\text{БЕ}}; U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{КБ}}$$



$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Е}}; I_{\text{ВИХ}} = I_{\text{К}}; U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЕБ}}; U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{БК}}$$

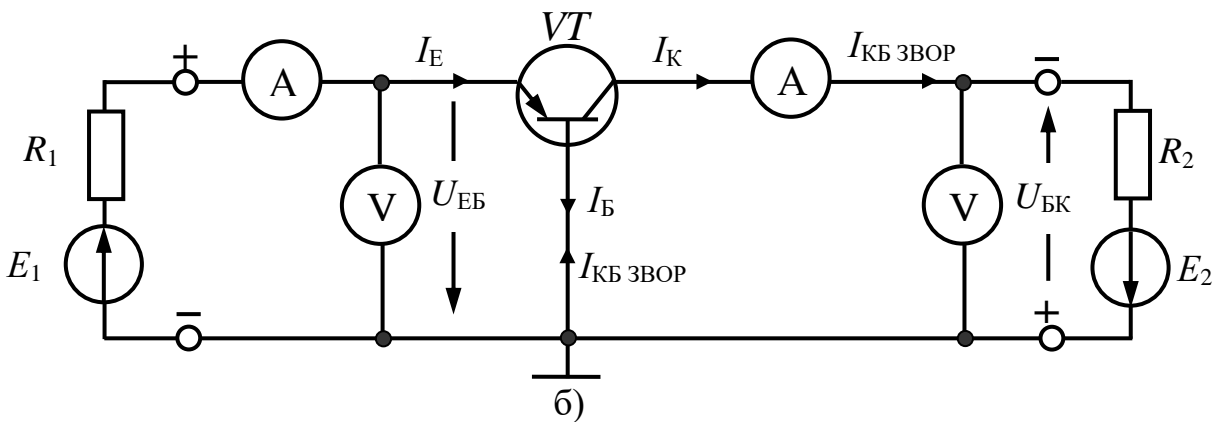


Рис. 1.2.7. Схеми для досліджень статичних характеристик біполярного транзистора в схемі зі спільною базою:  
а) *n-p-n*-типу; б) *p-n-p*-типу

При увімкненні біполярного транзистора за схемою зі спільною базою його вхідним струмом є струм емітера  $I_{\text{Е}}$ , а вихідним – струм колектора  $I_{\text{К}}$ , вхідною напругою є напруга що діє між базою та емітером  $U_{\text{БЕ}}$  ( $U_{\text{ЕБ}}$ ), а вихідною – напруга між колектором та базою  $U_{\text{КБ}}$  ( $U_{\text{БК}}$ ).

Вхідна статична характеристика біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою, – це залежність вхідного струму емітера  $I_{\text{Е}}$  від вхідної напруги між базою та емітером  $U_{\text{БЕ}}$  за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та базою  $U_{\text{КБ}}$ , тобто

$$I_{\text{Е}} = f(U_{\text{БЕ}}), U_{\text{КБ}} = \text{const.} \quad (1.2.10)$$

### Аналіз статичних характеристик біполярного транзистора *n-p-n*-типу, увімкненого за схемою зі спільною базою

За напруги  $U_{\text{КБ}} = 0 \text{ В}$  вхідна характеристика біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою (рис. 1.2.8, а), не відрізняється від прямої гілки ВАХ напівпровідникового діода, оскільки струм емітера є прямим струмом відкритого *p-n*-переходу (діода). За напруги  $U_{\text{БЕ}} = 0 \text{ В}$  характеристика

виходить із початку координат, оскільки струм емітера  $I_E = 0$  А. За напруги на переході колектор-база  $U_{КБ} > 0$  В, коли  $U_{БЕ} = 0$  В характеристика проходить дещо вище, оскільки протікає початковий струм емітера  $I_{E\text{ ПОЧ}}$ . Напруга  $U_{БЕ} = 0$  В відповідає короткому замиканню емітера й бази. За напруги  $U_{КБ} > 0$  В вхідний струм емітера  $I_E$  зростає (характеристика зміщується ліворуч). Це пояснюється спадом напруги на розподіленому опорі матеріалу бази  $r'_Б$  внаслідок незначного зворотного струму закритого переходу колектор-база  $I_{КБ\text{ ЗВОР}}$ . Ця напруга підсумовується з напругою  $U_{БЕ}$  й збільшує струм емітера  $I_E$ .

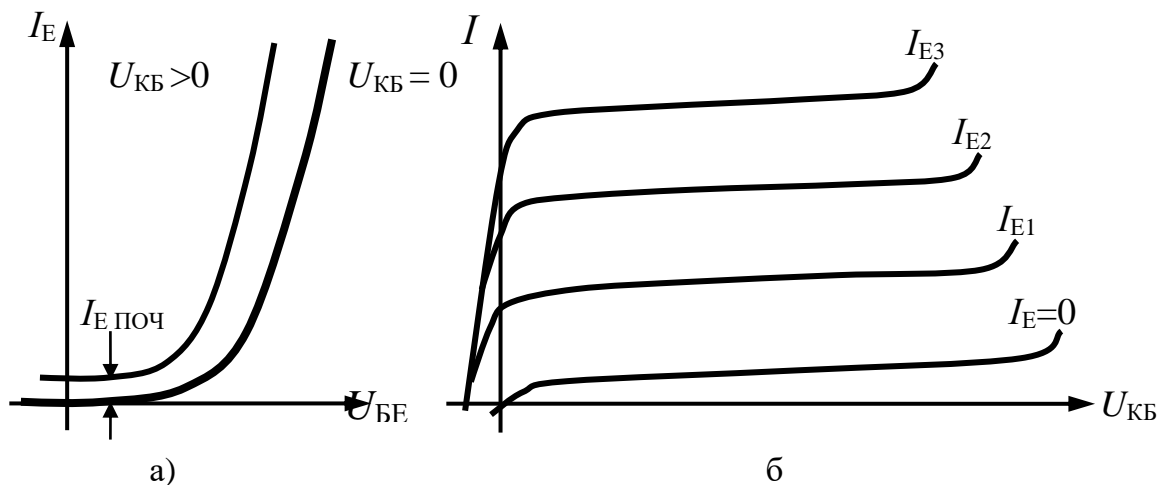


Рис. 1.2.8. Графіки статичних характеристик біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу в схемі зі спільною базою: а) вхідних; б) вихідних

Характеристики для різних напруг  $U_{КБ}$  розташовані дуже близько одна до одної, тому в довідниках наводиться тільки одна характеристика для певного значення  $U_{КБ} > 0$  В.

*Вихідна статична характеристика* біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою, – це залежність вихідного струму колектора  $I_K$  від вихідної напруги між колектором та базою  $U_{КБ}$  за фіксованого значення вхідного струму емітера  $I_E$ , тобто

$$I_K = f(U_{КБ}), U_E = \text{const.} \quad (1.2.11)$$

Особливості вихідних статичних характеристик біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу в схемі зі спільною базою (рис. 1.2.8, б):

Із зростанням напруги  $U_{КБ}$  струм колектора  $I_K$  незначно зростає, а оскільки струми колектора й емітера пов'язані між собою співвідношенням  $I_K \approx I_E \alpha$ , причому  $I_E = \text{const}$ , можна зробити висновок, що зі зростанням напруги  $U_{КБ}$  коефіцієнт  $\alpha$  збільшується. Збільшення  $\alpha$  зумовлене тим, що за підвищення напруги  $U_{КБ}$  ширина заперного шару переходу колектор-база зростає, головним чином в область слабо легованої бази, внаслідок чого площа бази зменшується, кількість основних носіїв заряду в ній (у цьому випадку дірок) зменшується, кількість їх рекомбінацій з основними носіями заряду, інжекттованих з емітера в базу (у цьому випадку електронів), зменшується. Це означає, що менша

частка інжектованих з емітера в базу зарядів рекомбінує з основними зарядами бази. Більша частина цих зарядів перекинеться в колектор електричним полем заперного шару іонів закритого переходу колектор-база. Це спричиняє незначне зростання струму колектора  $I_K$  і зменшення струму бази  $I_B$ .

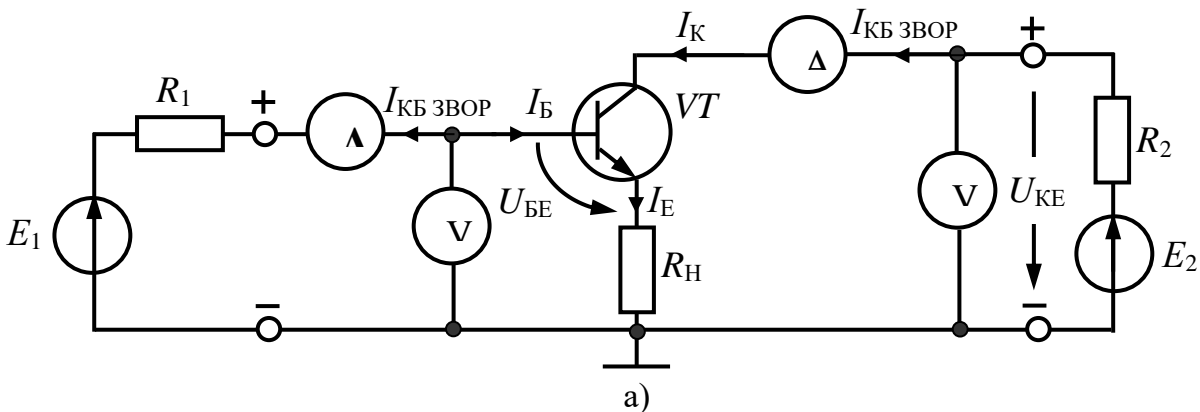
Струм у колі колектора протікає навіть тоді, коли напруга  $U_{KB} = 0 \text{ В}$ . Цей струм існує завдяки джерелу, що діє у входному (емітерному) колі.

Нижня крива вихідних характеристик (за  $I_E = 0 \text{ А}$ ) відповідає закритому стану біполярного транзистора, а криві розташовані вище, у межах робочої полярності напруги  $U_{KB}$  – активному режиму роботи біполярного транзистора.

За певних значень напруги  $U_{KB}$  колекторний струм  $I_K$  різко й некеровано зростає – виникає пробій біполярного транзистора. Головним чином, це зумовлено лавиноподібним збільшенням кількості носіїв зарядів і тому пробивна напруга із зростанням струму  $I_E$  зменшується.

Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільним колектором (рис.1.2.9) подібні до статичних характеристик біполярного транзистора у схемі зі спільним емітером, тому розглядати їх окремо є недоцільним.

$$I_{\text{ВХ}} = I_B; I_{\text{ВИХ}} = I_E; U_{\text{ВХ}} = U_{BE}; U_{\text{ВИХ}} = U_{KE}$$



$$I_{\text{ВХ}} = I_B; I_{\text{ВИХ}} = I_K; U_{\text{ВХ}} = U_{EB}; U_{\text{ВИХ}} = U_{EK}$$

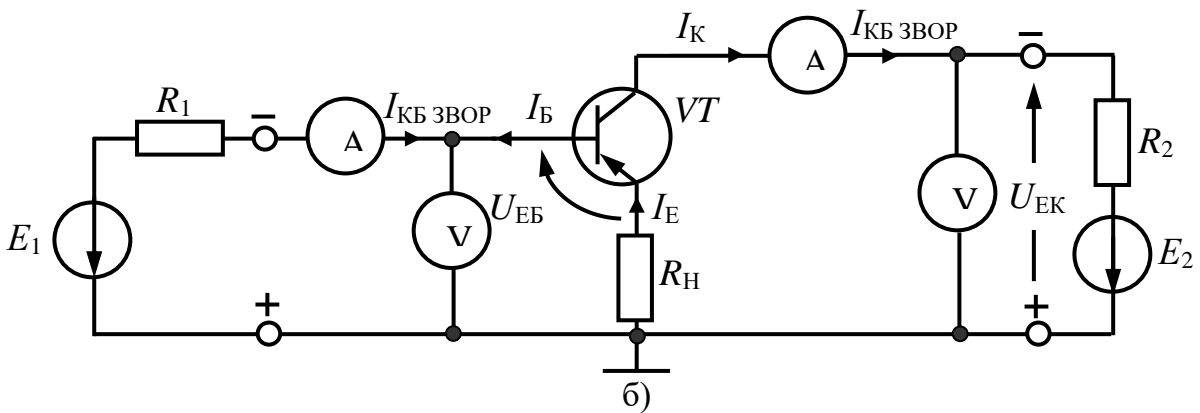


Рис. 1.2.9. Схеми для досліджень статичних характеристик біполярного транзистора в схемі зі спільним колектором:  
а) *n-p-n*-типу; б) *p-n-p*-типу

Активний режим біполярного транзистора (як і будь який інший) в підсилювачі електричних сигналів забезпечується вибором на відповідній ділянці статичних гібридних характеристик точки початкового режиму (ТПР) (рис. 1.2.10). Місцеположення останньої залежить від величин постійних початкових струмів бази  $I_{B0}$  і колектора  $I_{K0}$  та відповідних їм постійних напруг  $U_{BE0}$  і  $U_{KE0}$ , які фактично протікають та діють в біполярному транзисторі в режимі спокою (початковому режимі), що триває до подачі на вхід біполярного транзистора змінного інформаційного сигналу (змінних напруги та струму) для його подальшого підсилення. Вибір місцеположення ТПР суттєво впливає на величину енергії, яка споживається біполярним транзистором від джерела(-л) постійної(-их) ЕРС та на спотворення ним підсилених змінних інформаційних сигналів.

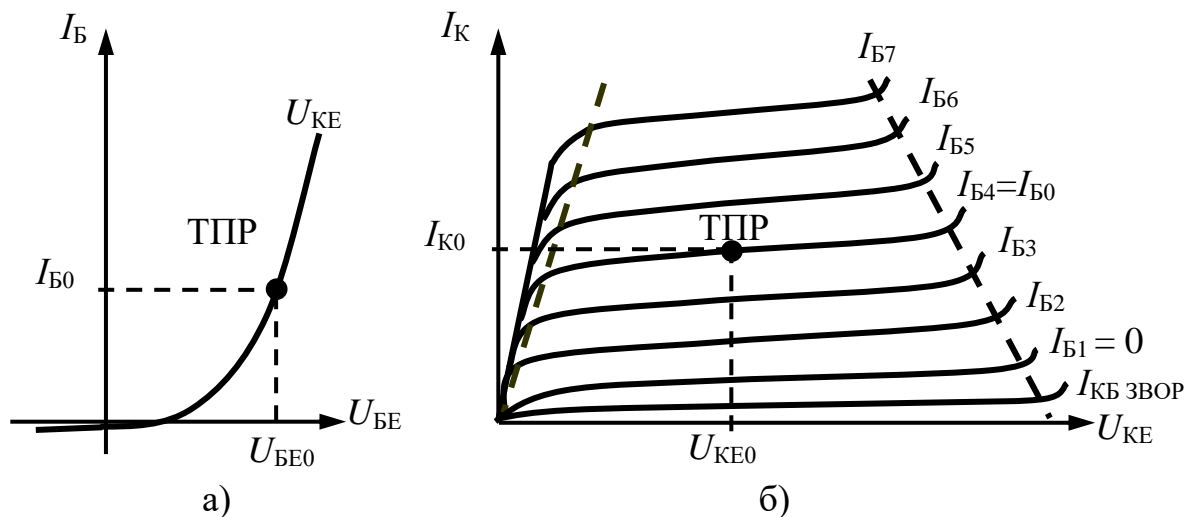


Рис. 1.2.10. Порядок вибору точки початкового режиму на статичних характеристиках біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером

Для лінійного (без спотворень) підсилення змінних інформаційних сигналів біполярний транзистор у підсилювачі повинен функціонувати в активному режимі. Для його забезпечення необхідно виконати пряме зміщення переходу база-емітер (відкрити *p-n*-перехід база-емітер) та зворотне зміщення переходу база-колектор (закрити перехід база-колектор) біполярного транзистора.

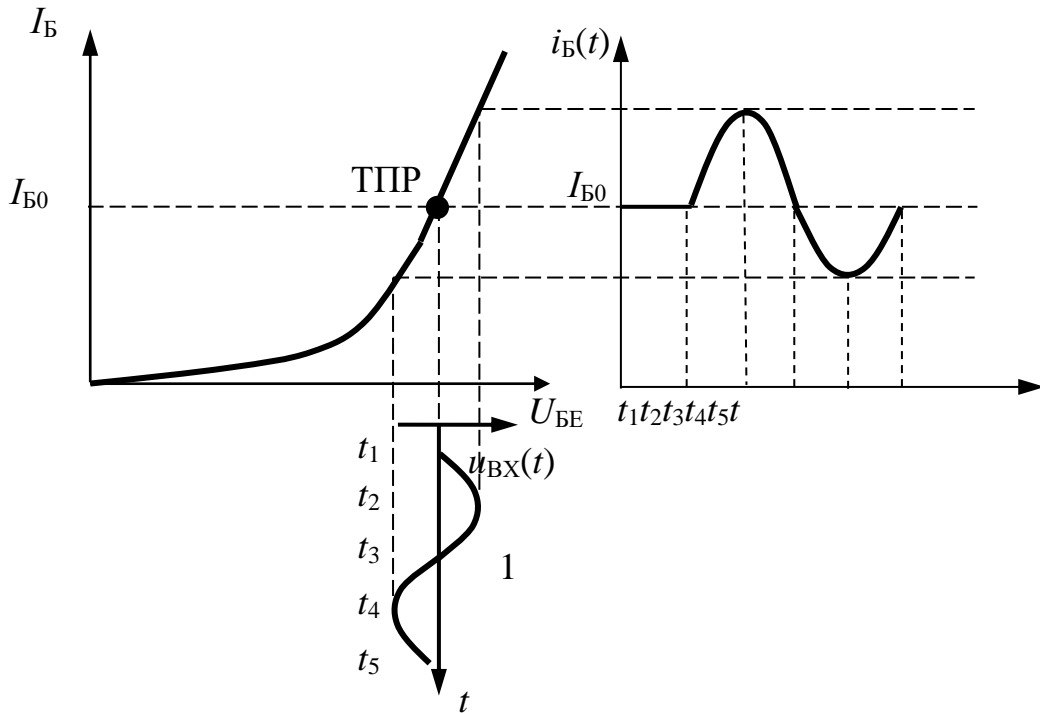


Рис. 1.2.11. Епюри вхідних напруг та струмів біполярного транзистора

При подачі з генератора змінного інформаційного сигналу на вхід біполярного транзистора змінних напруги та струму у вхідному та вихідному колах біполярного транзистора одночасно будуть діяти як постійні (початкові), так і змінні складові напруг та струмів (рис. 1.2.11 та 1.2.12).

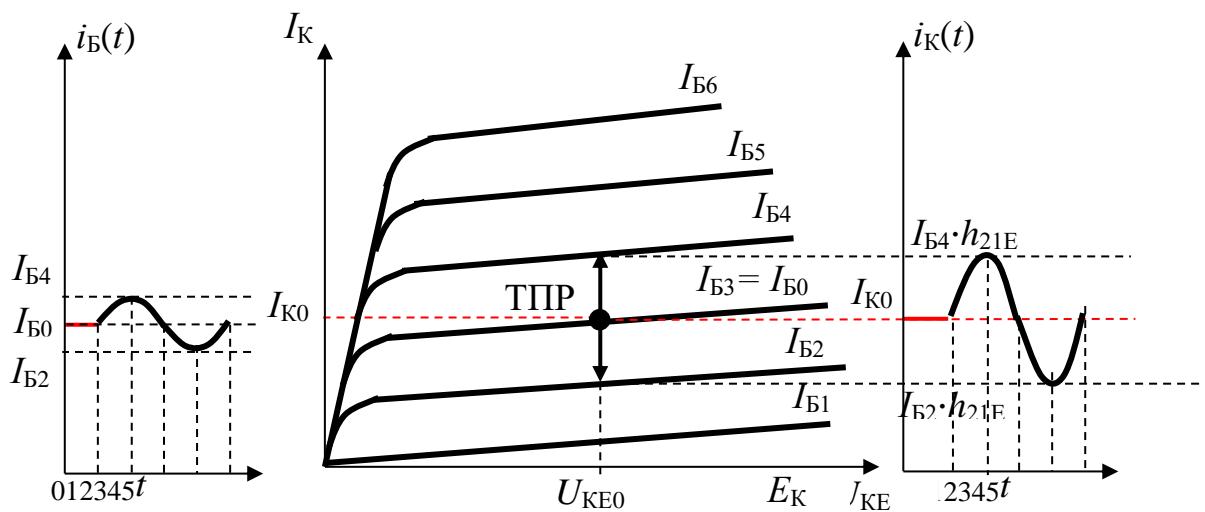


Рис. 1.2.12. Вихідні статичні характеристики біполярного транзистора та епюри його напруг та струмів



### 1.2.1.6. Система $H$ -параметрів біполярного транзистора

Для оцінювання підсилювальних властивостей біполярного транзистора при підсиленні ним змінного інформаційного сигналу немає потреби знати абсолютні (чисельні) значення струмів та напруг, що діють на його електродах, достатньо знати зв'язок між їх змінними складовими.

Цей зв'язок характеризують системою гібридних диференціальних  $H$ -параметрів. З метою їх визначення біполярний транзистор для будь-якої схеми ввімкнення подається у вигляді лінійного чотиріполюсника (рис. 1.2.13), на вході й виході якого діють прирости змінних напруг і струмів.

Взаємозв'язок між малими приростами змінних напруг та струмів у біполярному транзисторі описується системою лінійних рівнянь

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{ВХ}} = h_{11} \cdot \Delta I_{\text{ВХ}} + h_{12} \cdot \Delta U_{\text{ВИХ}}; \\ \Delta I_{\text{ВИХ}} = h_{21} \cdot \Delta I_{\text{ВХ}} + h_{22} \cdot \Delta U_{\text{ВИХ}}. \end{cases} \quad (1.2.12)$$

Гібридні малосигнальні диференціальні параметри  $h_{ij}$  цієї системи рівнянь (у подальшому диференціальні  $h_{ij}$  – параметри) здебільшого залежать від типу біполярного транзистората його схеми ввімкнення і меншою мірою від місцеположення ТПР. Вказані  $h_{ij}$  параметри є диференціальними параметрами біполярного транзистора. Їх фізичний зміст можна визначити із наведених рівнянь.

Із першого рівняння системи випливає:

1. За  $\Delta U_{\text{ВИХ}} = 0$  або  $U_{\text{ВИХ}} = \text{const}$  (режим короткого замикання вихідного кола біполярного транзистора за змінним струмом):

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}, \text{ за } U_{\text{ВИХ}} = \text{const}, \quad (1.2.13)$$

де  $h_{11}$  – вхідний диференціальний опір біполярного транзистора змінному струму за фіксованого значення напруги на виході, Ом.

2. За  $\Delta I_{\text{ВХ}} = 0$  або  $I_{\text{ВХ}} = \text{const}$  (режим холостого ходу вхідного кола біполярного транзистора за змінним струмом)

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВИХ}}}, \text{ за } I_{\text{ВХ}} = \text{const}, \quad (1.2.14)$$

де  $h_{12}$  – диференціальний коефіцієнт зворотного зв'язку біполярного транзистора за змінною напругою за фіксованого значення струму на вході.

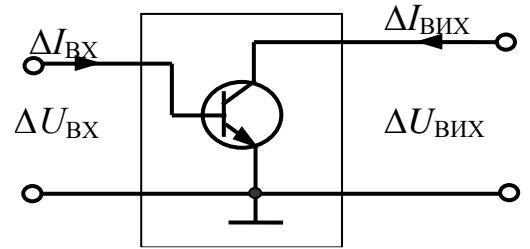


Рис. 1.2.13. Подання біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером як активного чотиріполюсника

Із другого рівняння системи випливає:

1. За  $\Delta U_{\text{ВИХ}} = 0$  або  $U_{\text{ВИХ}} = \text{const}$  (режим короткого замикання вихідного кола біполярного транзистора за змінним струмом)

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\text{ВИХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}, \text{ за } U_{\text{ВИХ}} = \text{const}, \quad (1.2.15)$$

де  $h_{21}$  – диференційний коефіцієнт передачі вхідного змінного струму у вихідне коло біполярного транзистора за фіксованого значення напруги на виході.

2. За  $\Delta I_{\text{ВХ}} = 0$  або  $I_{\text{ВХ}} = \text{const}$  (режим холостого ходу вхідного кола біполярного транзистора за змінним струмом)

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{ВИХ}}}{\Delta U_{\text{ВИХ}}}, \text{ за } I_{\text{ВХ}} = \text{const}, \quad (1.2.16)$$

де  $h_{22}$  – диференційна вихідна провідність біполярного транзистора за фіксованого значення струму на вході, См.

Диференційні  $h$ -параметри біполярного транзистора можна визначити зі статичних характеристик. Для цього потрібно відкласти симетрично від ТПР прирости струму або напруги й за характеристиками визначити відповідні їм прирости інших напруги або струму. Так, за вхідними статичними характеристиками можна визначити диференційні параметри  $h_{11}$  та  $h_{12}$ , а за вихідними –  $h_{21}$  й  $h_{22}$ .

Диференційні  $h$  - параметри позначаються індексом, який означає схему ввімкнення біполярного транзистора (літера Е – зі спільним емітером, Б – зі спільною базою, К – зі спільним колектором).

Отже, вхідні та вихідні статичні характеристики біполярного транзистора є достатньо інформативними й дають можливість визначити його статичні ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) та диференційні ( $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ ) параметри.

Для біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером як активного чотириполосника (рис. 1.2.13) система лінійних рівнянь, які встановлюють взаємозв'язок між малими приростами змінних напруг та струмів, має вигляд

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{БЕ}} = h_{11\text{Е}} \cdot \Delta I_{\text{Б}} + h_{12\text{Е}} \cdot \Delta U_{\text{КЕ}}; \\ \Delta I_{\text{К}} = h_{21\text{Е}} \cdot \Delta I_{\text{Е}} + h_{22\text{Е}} \cdot \Delta U_{\text{КЕ}}. \end{cases} \quad (1.2.17)$$

Із першого рівняння системи випливає:

1. За  $\Delta U_{\text{КЕ}} = 0$  або  $U_{\text{КЕ}} = \text{const}$  (режим короткого замикання за змінним струмом вихідного кола колектор-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером)

$$h_{11\text{Е}} = \frac{\Delta U_{\text{БЕ}}}{\Delta I_{\text{Б}}}, \text{ за } U_{\text{КЕ}} = \text{const}, \quad (1.2.18)$$

де  $h_{11E}$  – вхідний диференційний опір змінному струму біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та емітером, Ом.

2. За  $\Delta I_B = 0$  або  $I_B = \text{const}$  (режим холостого ходу за змінним струмом вхідного кола база-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером)

$$h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}}, \text{ за } I_B = \text{const}, \quad (1.2.19)$$

де  $h_{12E}$  – диференційний коефіцієнт зворотного зв'язку за змінною напругою біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером за фіксованого значення вхідного струму бази.

Із другого рівняння системи випливає:

1. За  $\Delta U_{KE} = 0$  або  $U_{KE} = \text{const}$  (режим короткого замикання за змінним струмом вхідного кола колектор-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером)

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}, \text{ за } U_{KE} = \text{const}, \quad (1.2.20)$$

де  $h_{21E}$  – диференційний коефіцієнт передачі вхідного змінного струму бази у вихідне коло колектора біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та емітером (диференційний коефіцієнт підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером). Слід зазначити, що  $h_{21E} \approx \beta \gg 1$ .

2. За  $\Delta I_B = 0$  або  $I_B = \text{const}$  (режим холостого ходу за змінним струмом вхідного кола база-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером)

$$h_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}}, \text{ за } I_B = \text{const}, \quad (1.2.21)$$

де  $h_{22E}$  – диференційна вихідна провідність біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером за фіксованого значення вхідного струму бази, См.

Графо-аналітичний метод розрахунку диференційних  $h$ -параметрів біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером показано на рис. 1.2.14.

Для біполярного транзистора в схемі зі спільною базою як активного чотириполюсника (рис. 1.2.15) система лінійних рівнянь, які встановлюють взаємозв'язок між малими приростами змінних напруг та струмів, буде мати вигляд

$$\begin{cases} \Delta U_{BE} = h_{11B} \cdot \Delta I_E + h_{12B} \cdot \Delta U_{KB}; \\ \Delta I_K = h_{21B} \cdot \Delta I_E + h_{22B} \cdot \Delta U_{KB}. \end{cases} \quad (1.2.22)$$

Із першого рівняння системи випливає:

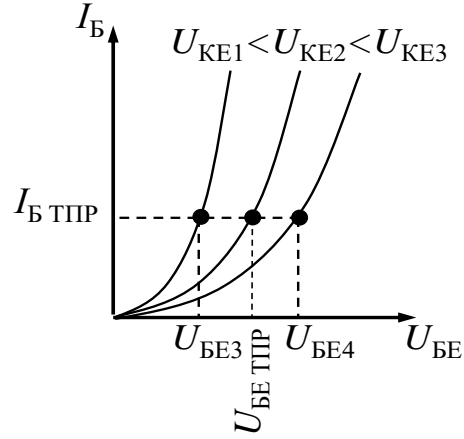
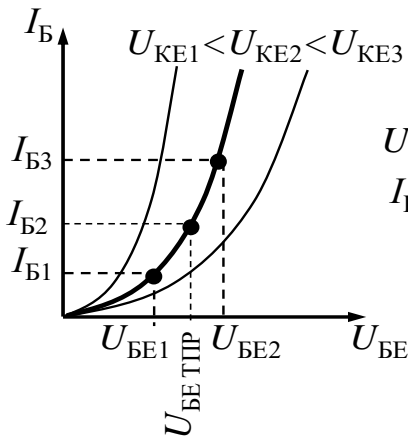
1. За  $\Delta U_{KB} = 0$  або  $U_{KB} = \text{const}$  (режим короткого замикання за змінним струмом вхідного кола колектор-база біполярного транзистора в схемі зі спільною базою)

$$h_{11B} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E}, \text{ за } U_{KB} = \text{const}, \quad (1.2.23)$$

де  $h_{11E}$  – вхідний диференційний опір змінному струму біполярного транзистора в схемі зі спільною базою за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та базою, Ом.

$$\Delta U_{BE} = h_{11E} \cdot \Delta I_B + h_{12E} \cdot \Delta U_{KE};$$

$$\Delta I_K = h_{21E} \cdot \Delta I_B + h_{22E} \cdot \Delta U_{KE},$$

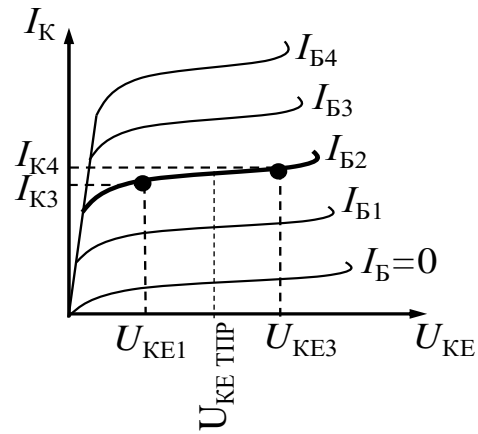
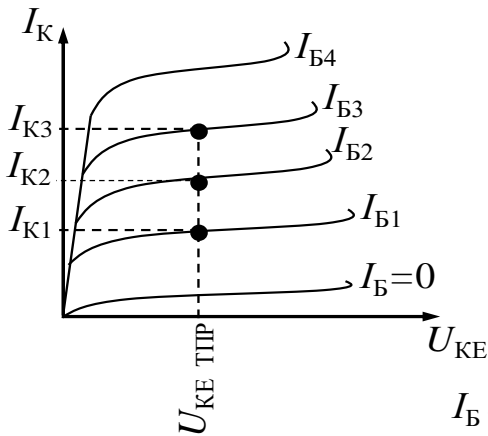


$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{I_{B3} - I_{B1}},$$

$$h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} = \frac{U_{BE4} - U_{BE3}}{U_{KE3} - U_{KE1}},$$

за  $U_{KE} = U_{KE \text{ ТПР}} = U_{KE2} = \text{const}$

за  $I_B = I_{B \text{ ТПР}} = I_{B2} = \text{const}$



$$I_{B \text{ ТПР}} = I_{B2}$$

$$I_{K \text{ ТПР}} = I_{K2}$$

$$U_{KE \text{ ТПР}} = U_{KE2}$$

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{I_{K3} - I_{K1}}{I_{B3} - I_{B1}},$$

$$h_{22E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} = \frac{I_{K4} - I_{K3}}{U_{KE3} - U_{KE1}},$$

за  $U_{KE} = U_{KE \text{ ТПР}} = U_{KE2} = \text{const}$

за  $I_B = I_{B \text{ ТПР}} = I_{B2} = \text{const}$

Рис. 1.2.14. Графо-аналітичний метод розрахунку диференційних  $h$ -параметрів біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером

2.3а  $\Delta I_E = 0$  або  $I_E = \text{const}$  (режим холостого ходу за змінним струмом

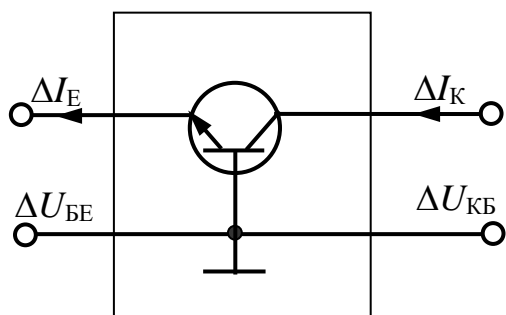


Рис. 1.2.15. Подання біполярного транзистора в схемі зі спільною базою як активного чотириполюсника

вхідного кола база-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільною базою)

$$h_{12Б} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KB}}, \text{ за } I_E = \text{const}, \quad (1.2.24)$$

де  $h_{12Б}$  – диференційний коефіцієнт зворотного зв'язку за змінною напругою біполярного транзистора в схемі зі спільною базою за фіксованого значення вхідного струму емітера.

Із другого рівняння системи впливає:

1. За  $\Delta U_{KB} = 0$  або  $U_{KB} = \text{const}$  (режим

короткого замикання за змінним струмом вихідного кола колектор-база біполярного транзистора в схемі зі спільною базою)

$$h_{21Б} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_E}, \text{ за } U_{KB} = \text{const}, \quad (1.2.25)$$

де  $h_{21Б}$  – диференційний коефіцієнт передачі вхідного змінного струму емітера у вихідне коло колектора біполярного транзистора в схемі зі спільною базою за фіксованого значення вихідної напруги між колектором та базою. Слід зазначити, що  $|h_{21Б}| \approx \alpha < 1$ .

2. За  $\Delta I_E = 0$  або  $I_E = \text{const}$  (режим холостого ходу за змінним струмом вхідного кола база-емітер біполярного транзистора в схемі зі спільною базою)

$$h_{22Б} = \frac{\Delta I_К}{\Delta U_{KB}}, \text{ за } I_E = \text{const}, \quad (1.2.26)$$

де  $h_{22Б}$  – диференційна вихідна провідність біполярного транзистора в схемі зі спільною базою за фіксованого значення вхідного струму емітера, См.

Будуючи спрощену фізичну модель (еквівалентну схему) біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу в схемі зі спільною базою в активному режимі роботи (рис. 1.2.16), виходять із того, що його переходи база-емітер та база-колектор, а також тонкий шар слаболегованого напівпровідника бази характеризуються певними опорами:

$r_{E \text{ ДИФ}}$  – диференційний опір відкритого (зміщеного в прямому напрямку)  $p$ - $n$ -переходу база-емітер;

$r_{K \text{ ДИФ}}$  – опір закритого (зміщеного у зворотному напрямку)  $p$ - $n$ -переходу колектор-база;

$r'_B$  – об'ємний опір бази.

У сучасних біполярних транзисторах в активному режимі роботи величина  $r_{E \text{ ДИФ}}$  становить десятки омів,

$r'_B$  – сотні омів, а  $r_{K \text{ ДИФ}}$  – сотні кілоомів.

Диференційні  $h$ -параметри пов'язані з власними параметрами біполярного транзистора такими співвідношеннями:

$$\begin{aligned} h_{11B} &\approx r_{E \text{ ДИФ}} + r'_B \cdot (1 - \alpha); & h_{21B} &\approx -\alpha; \\ h_{12B} &\approx r'_B / r_{K \text{ ДИФ}}; & h_{22B} &\approx 1 / r_{K \text{ ДИФ}}. \end{aligned} \quad (1.2.27)$$

Наближені значення диференційних  $h$ -параметрів для сучасних біполярних транзисторів становлять:

$h_{11B}$  – одиниці-десятки омів;

$h_{21B} = 0,95 \div 0,999$ ;

$h_{12B} = 10^{-3} \div 10^{-4}$ ;

$h_{22B}$  – від сотень кілоомів до одиниць мегаомів.

Взаємозв'язок диференційних  $h$ -параметрів біполярного транзистора у схемі зі спільним колектором з  $h$ -параметрами біполярного транзистора у схемах зі спільними базою та емітером має вигляд:

$$\begin{aligned} h_{11K} &\approx h_{11B} / (1 + h_{21B}); & h_{12K} &\approx 1; \\ h_{21K} &\approx -1 / (1 + h_{21B}); & h_{22K} &\approx h_{22B} / (1 + h_{21B}); \\ h_{11K} &\approx h_{11E}; & h_{12K} &\approx 1 / (1 + h_{12E}); \\ h_{21K} &\approx -(1 + h_{21E}); & h_{22K} &\approx h_{22E}. \end{aligned} \quad (1.2.28)$$

Отже, складна взаємозалежність струмів та напруг у біполярному транзисторі, за малих їх відхиленнях, може бути описана системою лінійних рівнянь, коефіцієнти якої є диференційними параметрами біполярного транзистора.

Вичерпну інформацію про статичні та диференційні параметри біполярного транзистора можна отримати з його вхідних та вихідних статичних характеристик.

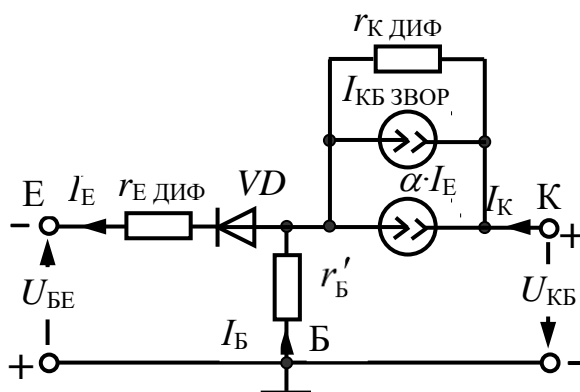


Рис. 1.2.16. Спрощена фізична модель (еквівалентна схема) біполярного транзистора  $n$ - $p$ - $n$ -типу в схемі зі спільною базою в активному режимі роботи

### 1.2.1.7. Транзисторні ключі

Для забезпечення ключового режиму роботи біполярного транзистора застосовують два його протилежні стани:

насичення колекторного струму  $I_K$  –  $p-n$ -переходи колектор-база та база-емітер відкриті (біполярний транзистор відкритий);

відсічки колекторного струму  $I_K$   $p-n$ -переходи колектор-база та база-емітер закриті (біполярний транзистор закритий).

Біполярні транзистори в ключовому режимі роботи застосовують в імпульсних та цифрових пристроях.

Умовно всі схеми транзисторних ключів поділяють на три види:

нормально-замкнений транзисторний ключ, або транзисторний ключ, який працює на розмикання (рис. 1.2.17, а);

нормально-розімкнений транзисторний ключ, або транзисторний ключ, який працює на замикання (рис. 1.2.17, б);

транзисторний ключ без визначеного початкового стану (рис. 1.2.17, в).

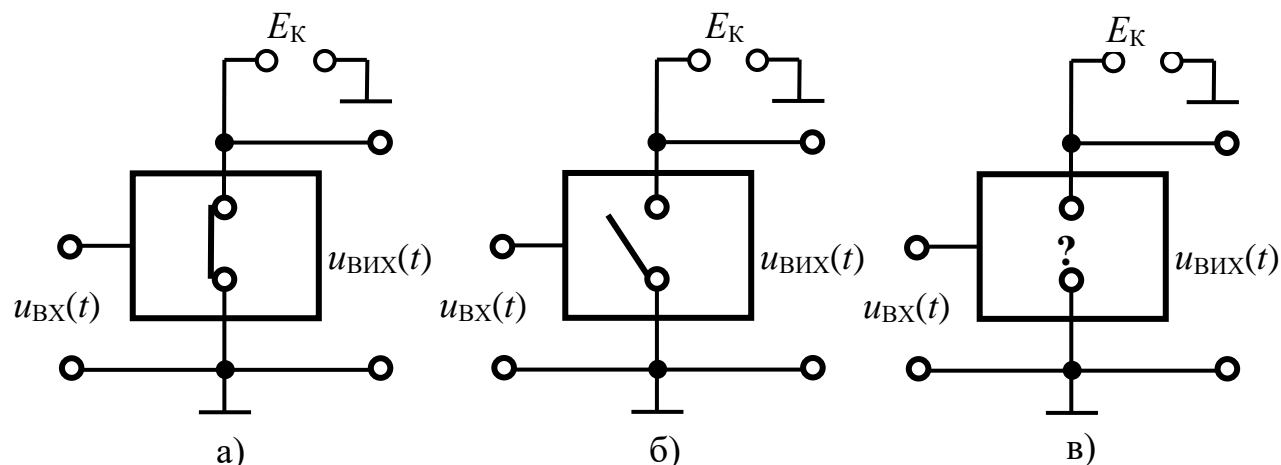


Рис. 1.2.17. Транзисторні ключі:

а) нормально-розімкнений; б) нормально-замкнений; в) без визначеного стану

Біполярний транзистор може переводитися в стан насичення чи відсічки за допомогою вхідного сигнального кола, де сигналом керування  $u_{ВХ}(t)$  є прямокутний відеоімпульс, який характеризується тільки двома значеннями напруги. Полярність та амплітуда цього імпульсу залежать від типу біполярного транзистора та параметрів схеми. Вхідний сигнал керування біполярним транзистором може подаватися:

- з гальванічним зв'язком через резистор;
- з гальванічним зв'язком через конденсатор;
- з гальванічною розв'язкою через трансформатор;
- з гальванічною розв'язкою через оптрон.

Отже, існують різновиди вхідних кіл транзисторних ключів, проте принципових відмінностей між ними не існує.

У ключовому режимі біполярний транзистор, як правило, застосовується за схемою ввімкнення спільний емітер із резистивним навантаженням у колі колектора.

Навантажувальну характеристику біполярного транзистора при його роботі в ключовому режимі показано на рис. 1.2.18.

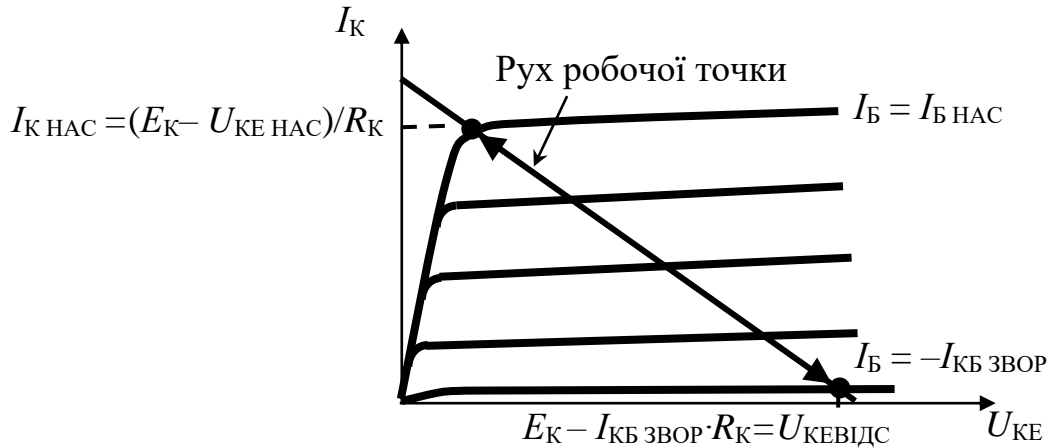


Рис. 1.2.18. Вихідна навантажувальна характеристика біполярного транзистора зі спільним емітером для ключового режиму

Для спрощення аналізу транзисторного ключа вважають, що  $U_{КЕ НАС} = 0,1 В$ .

### Нормально-розімкнений транзисторний ключ або транзисторний ключ, що працює на замикання

У нормально-розімкненому транзисторному ключі (рис. 1.2.19) початковим станом біполярного транзистора є режим відсічки:  $p-n$ -переходи база-емітер і колектор-база закриті джерелами постійних ЕРС  $E_K$  та  $E_B$ , через них протікають зворотні струми цих переходів  $I_{КБ ЗВОР}$  та  $I_{ЕБ ЗВОР}$ .

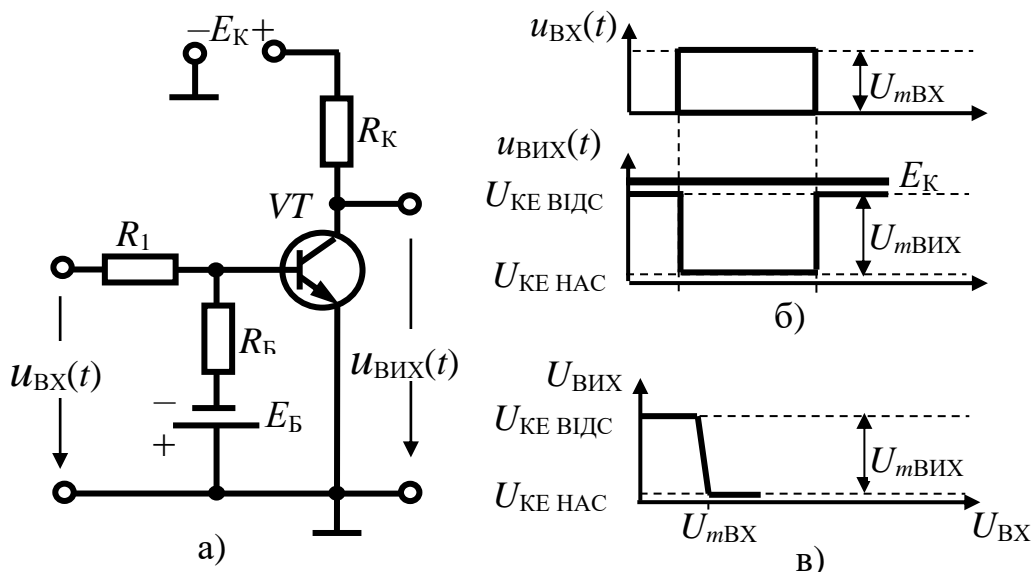


Рис. 1.2.19. Нормально-розімкнений транзисторний ключ: а) схема; б) епюри напруг; в) амплітудна характеристика



Оскільки площа переходу колектор-база набагато більша за площу переходу емітер-база ( $S_{К-Б} \gg S_{Е-Б}$ ), то  $I_{КБ\text{ЗВОР}} \gg I_{ЕБ\text{ЗВОР}}$ . Тому, аналізуючи схему, струмом  $I_{ЕБ\text{ЗВОР}}$  можна знехтувати ( $I_{ЕБ\text{ЗВОР}} \rightarrow 0$ ).

Зворотний струм  $I_{КБ\text{ЗВОР}}$ , який протікає по колу колектор-база  $\rightarrow R_B \rightarrow -E_B \rightarrow +E_B \rightarrow -E_K \rightarrow +E_K \rightarrow R_K \rightarrow$  колектор, утворює на резисторі  $R_B$  спад напруги  $U_{R_B}$ .

Її позитивний потенціал діє на базі  $p$ -типу біполярного транзистора, відкриваючи  $p$ - $n$ -перехід база-емітерта переводячи біполярний транзистор в активний режим, що є неприпустимим.

Тому, для забезпечення початкового нормально-розімкненого стану транзисторного ключа необхідно забезпечити режим відсічки біполярного транзистора, за якого повинна виконуватися умова:

величина постійної ЕРС джерела  $E_B$ , яка закриває  $p$ - $n$ -перехід база-емітер біполярного транзистора повинна бути більшою за напругу  $U_{R_B}$ , яка здатна його відкрити (напруга  $U_{R_B}$  виникає на резисторі  $R_B$  внаслідок протікання через нього зворотного струму  $I_{КБ\text{ЗВОР}}$ )

$$|E_A| > |U_{R_A}|; \quad (1.2.29)$$

$$-E_A + U_{R_A} < 0; \quad (1.2.30)$$

$$-E_B + I_{КБ\text{ЗВОР}} \cdot R_B < 0, \quad (1.2.31)$$

звідки

$$\frac{E_B}{I_{КБ\text{ЗВОР}}} > R_B. \quad (1.2.32)$$

Нерівність 1.2.32 і буде умовою знаходження біполярного транзистора в режимі відсічки, а транзисторного ключа в початковому нормально-розімкненому стані.

Вираз напруги на виході біполярного транзистора в режимі відсічки (транзисторного ключа в нормально-розімкненому стані) з урахуванням струму  $I_{КБ\text{ЗВОР}}$  має вигляд

$$U_{ВИХ} = U_{КЕ\text{ВІДС}} = E_K - U_{R_K} = E_K - I_{КБ\text{ЗВОР}} \cdot R_K. \quad (1.2.33)$$

Для того щоб резистор  $R_B$  не шунтував вхідний опір біполярного транзистора  $R_{ВХ\text{VT}}$ , необхідно дотримуватися умови  $R_B \gg R_{ВХ\text{VT}}$ .

Умовою переходу нормально-розімкненого транзисторного ключа в замкнений стан (біполярного транзистора з початкового режиму відсічки в режим насичення) буде нерівність

$$I_B > I_{Б\text{НАС}}, \quad (1.2.34)$$

де  $I_B = \frac{U_{BX}}{R_{BX}} - \frac{E_B}{R_B}$  – величина фактичного струму бази біполярного

транзистора в режимі насичення;  $I_{B\text{НАС}} = \frac{I_{K\text{НАС}}}{\beta} = \frac{E_K}{R_K \cdot \beta}$  – рівень струму бази,

при перевищенні якого біполярний транзистор перейде в режим насичення.

Тоді

$$\frac{U_{BX}}{R_{BX}} - \frac{E_B}{R_B} > \frac{E_K}{R_K \cdot \beta}, \quad (1.2.35)$$

де  $R_{BX} = R_1 + \left[ R_B \cdot R_{BXVT E} / (R_B + R_{BXVT E}) \right]$  – вхідний опір нормально розімкненого транзисторного ключа в замкненому стані;

$R_{BXVT E} = r'_B + (\beta + 1) \cdot r_{E\text{ДИФ} E}$  – вхідний опір біполярного транзистора зі спільним емітером;  $r'_B$  – омичний опір бази біполярного транзистора;  $r_{E\text{ДИФ} E}$  – диференційний опір змінному струму переходу база-емітер біполярного транзистора зі спільним емітером;  $\beta$  – статичний коефіцієнт підсилення

постійного струму біполярного транзистора зі спільним емітером  $\beta = \frac{I_{K0}}{I_{B0}} \gg 1$ ,

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

При переведенні біполярного транзистора в режим насичення його опір суттєво зменшиться, струм колектора  $I_K$  зросте до максимального значення  $I_{K\text{НАС}}$ , а напруга на колекторі (вона також вихідна напруга нормально-розімкненого ключа в замкненому стані) буде становити

$$U_{A\hat{E}\hat{O}} = U_{E\hat{A}\hat{I}\hat{A}\hat{N}} = E_{\hat{E}} - I_{\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{N}} \cdot R_{\hat{E}} \approx 0,1 \hat{A}. \quad (1.2.36)$$

Відношення величини фактичного струму бази  $I_B$  біполярного транзистора в режимі насичення до рівня струму бази, при перевищенні якого біполярний транзистор перейде в режим насичення  $I_{B\text{НАС}}$  називається *коефіцієнтом насичення*:

$$S_{\text{НАС}} = \frac{I_B}{I_{B\text{НАС}}} \geq 1. \quad (1.2.37)$$

### Нормально-замкнений транзисторний ключ або транзисторний ключ, що працює на розмикання

Для забезпечення початкового нормально-замкненого стану транзисторного ключа (рис. 1.2.20) необхідно виконати умову знаходження біполярного транзистора в режимі насичення

$$I_B > I_{B\text{НАС}}, \quad (1.2.38)$$

де  $I_B = \frac{E_K - U_{BE\text{ НАС}}}{R_B}$  – величина фактичного струму бази біполярного транзистора в режимі насичення;  $I_{B\text{ НАС}} = \frac{I_{K\text{ НАС}}}{\beta} = \frac{E_K - U_{KE\text{ НАС}}}{R_K \cdot \beta}$  – рівень струму бази, при перевищенні якого біполярний транзистор перейде в режим насичення.

Тоді

$$\frac{E_K - U_{BE\text{ НАС}}}{R_B} > \frac{E_K - U_{KE\text{ НАС}}}{R_K \cdot \beta}. \quad (1.2.39)$$

Оскільки  $E_K \gg U_{BE\text{ НАС}}, E_K \gg U_{KE\text{ НАС}}$ , умовою знаходження біполярного транзистора в режимі насичення, а транзисторного ключа в початковому нормально-замкненому стані буде нерівність

$$\frac{E_K}{R_B} > \frac{E}{R_K \cdot \beta}. \quad (1.2.40)$$

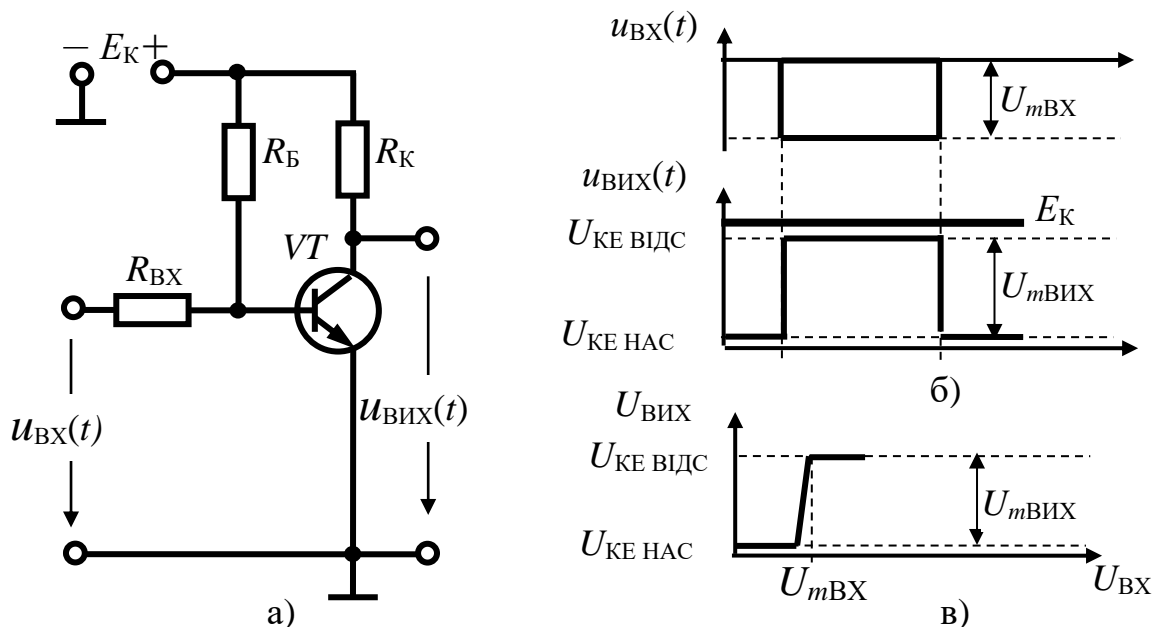


Рис. 1.2.20. Нормально-замкнений транзисторний ключ: а) схема; б) епюри напруг; в) амплітудна характеристика

Вираз напруги на виході транзисторного ключа в початковому нормально-замкненому стані буде мати вигляд

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{I}\hat{A}\hat{N}} = 0,1 \hat{A}. \quad (1.2.41)$$

Умовою переходу нормально-замкненого транзисторного ключа в розімкнений стан (біполярного транзистора з початкового режиму насичення в режим відсічки) буде:

величина вхідного струму  $I_{BХ}$ , яка забезпечить переведення нормально-замкненого транзисторного ключа в розімкнений стан (біполярного транзистора з початкового режиму насичення в режим відсічки) повинна бути більшою за

величину фактичного струму бази  $I_B$ , що підтримує знаходження транзисторного ключа в початковому нормально-замкненому стані (біполярного транзистора в початковому режимі насичення)

$$I_{ВХ} > I_B, \quad (1.2.42)$$

де  $I_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ}}$  – величина вхідного струму, яка забезпечить переведення

біполярного транзистора з початкового режиму насичення в режим відсічки;

$I_B = \frac{E_K}{R_B}$  – величина фактичного струму бази біполярного транзистора в

початковому режимі насичення.

Тоді

$$\frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ}} > \frac{E_K}{R_B} \quad (1.2.43)$$

або

$$U_{ВХ} > \frac{E_K \cdot R_{ВХ}}{R_B}. \quad (1.2.44)$$

При цьому вираз напруги на виході нормально-замкненого транзисторного ключа в розімкненому стані буде мати вигляд

$$U_{ВІХ} = U_{КЕ\ ВІДС} = E_K - I_{КБ\ ЗВОР} \cdot R_K. \quad (1.2.45)$$

### Транзисторні ключі без визначеного початкового стану

У транзисторних ключах такого типу (рис. 1.2.21), на відміну від розглянутих вище, початковий стан задається вхідною напругою.

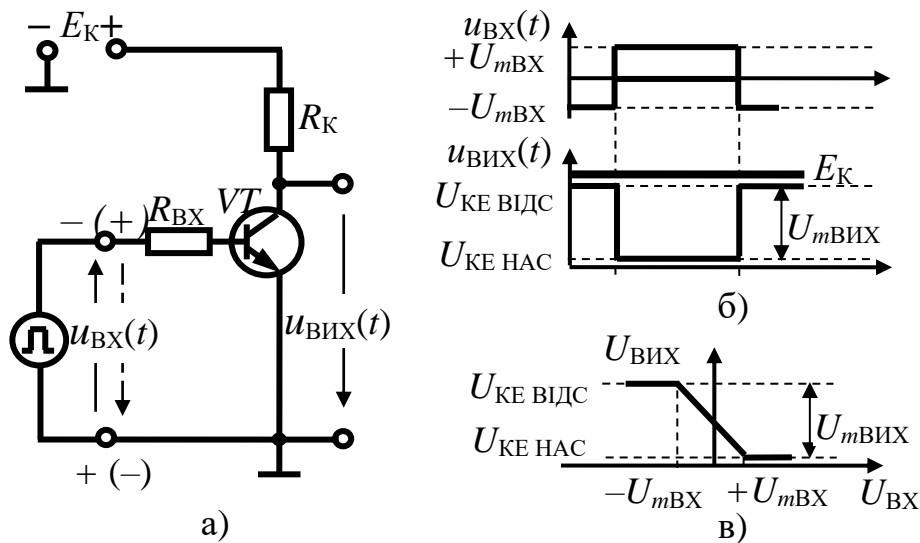


Рис. 1.2.21. Транзисторний ключ без визначеного стану:  
а) схема; б) епюри напруг; в) амплітудна характеристика

Умовою забезпечення знаходження транзисторного ключа в початковому розімкненому стані (біполярного транзистора в режимі відсічки) є:

величина негативної вхідної напруги  $U_{ВХ}$ , яка закриває  $p-n$ -перехід база-емітер біполярного транзистора, повинна бути більшою за напругу  $U_{R_{ВХ}}$ , яка здатна його відкрити (напруга  $U_{R_{ВХ}}$  виникає на резисторі  $R_{ВХ}$  внаслідок протікання через нього зворотного струму  $I_{КБЗВОР}$ )

$$-U_{ВХ} + I_{КБЗВОР} \cdot R_{ВХ} < 0, \quad (1.2.46)$$

звідки

$$\frac{U_{ВХ}}{I_{КБЗВОР}} > R_{ВХ}. \quad (1.2.47)$$

Умовою переходу транзисторного ключа з початкового розімкненого в замкнений стан (біполярного транзистора з режиму відсічки в режим насичення) буде нерівність

$$I_{Б} > I_{БНАС}, \quad (1.2.48)$$

де  $I_{Б} = \frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ}}$  – величина фактичного струму бази біполярного транзистора в режимі

насичення;  $I_{БНАС} = \frac{I_{КНАС}}{\beta} = \frac{E_{К} - U_{КЕНАС}}{R_{К} \cdot \beta} \approx \frac{E_{К}}{R_{К} \cdot \beta}$  – рівень струму бази, при перевищенні якого біполярний транзистор перейде в режим насичення.

Тоді

$$\frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ}} > \frac{E_{К}}{R_{К} \cdot \beta} \quad (1.2.49)$$

або

$$U_{ВХ} > \frac{E_{К} \cdot R_{ВХ}}{R_{К} \cdot \beta} \quad (1.2.50)$$

### 1.2.1.8. Частотні параметри біполярних транзисторів

У наведених вище прикладах застосування біполярних транзисторів у схемах підсилення електричних сигналів та транзисторних ключах припускалося, що зміна напруг на електродах біполярного транзистора відбувається повільно в порівнянні зі швидкістю фізичних процесів у самому транзисторі. Але це не зовсім так. При дії у вхідному колі біполярного транзистора високочастотних напруг або фронту та зрізу прямокутного видеоімпульсу, швидкості зміни яких можуть взагалі прямувати до нескінченності, транзистор буде виявляти інерційні

властивості, які полягають:

у затримці вихідного сигналу відносно вхідного;

у зменшенні крутості фронту та зрізу вихідних імпульсів;

у зменшенні величини коефіцієнта підсилення високочастотних гармонічних коливань (гармонік) електричних сигналів.

До факторів, які впливають на інерційні властивості біполярних транзисторів, належать:

міжелектродні ємності;

певний час руху зарядів від емітера через базу в колектор (внаслідок дифузії).

Як наслідок, зміна колекторного струму відбувається не миттєво (не стрибком), а відносно повільно, за близькою до експоненціальної функцією часу.

Наявність міжелектродних ємностей призводить не тільки до згладжування сигнальних коливань. Так, при забезпеченні активного режиму роботи біполярного транзистора в схемі підсилювача паразитна бар'єрна ємність закритого переходу колектор-база  $C_{К-Б}$  передає сигнал із колектора знову в базу, що впливає на суттєву зміну амплітудно-частотної характеристики підсилювача та підвищує його схильність до самостійного генерування коливань.

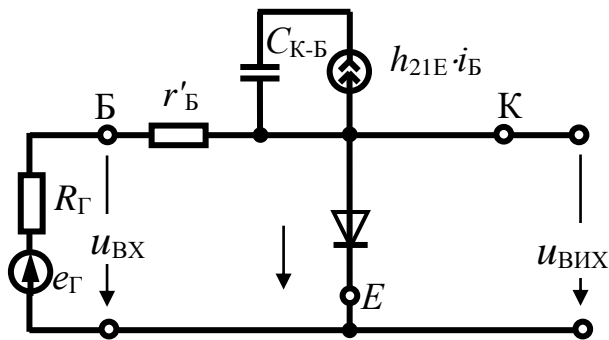


Рис. 1.2.22. Спрощена еквівалентна схема біполярного транзистора в активному режимі

На рис. 1.2.22 показано спрощену еквівалентну схему біполярного транзистора в активному режимі при дії на його вході високочастотного гармонічного коливання. Паразитну бар'єрну ємність

відкритого переходу база-емітер проігноровано. Ємність переходу колектор-база  $C_{К-Б}$  утворює з об'ємним опором матеріалу бази  $r'_{Б}$

подільник сигналу вихідного кола. Це призводить до виникнення зворотного сигналу, який накладається на вхідний з певним зсувом фази. Цей сигнал буде тим більшим, чим більшими будуть паразитна ємність  $C_{К-Б}$  та об'ємний опір матеріалу бази  $r'_{Б}$ . Тому, до частотних параметрів біполярного транзистора належать як сама паразитна ємність  $C_{К-Б}$ , так і постійна часу кола зворотного зв'язку  $\tau_{ЗВОР} = r'_{Б} \cdot C_{К-Б}$ .

Біполярний транзистор можливо застосовувати для підсилення електричних сигналів на таких частотах  $f$ , за яких

$$\tau_{ЗВОР} = r'_{Б} \cdot C_{К-Б} < \frac{1}{f}. \quad (1.2.51)$$

Що стосується другого фактора, то для зменшення часу руху носіїв зарядів у біполярному транзисторі доводиться його базу робити якомога тоншою, а це впливає на величину максимально допустимої зворотної напруги, яку можна прикласти до закритого переходу колектор-база  $U_{КБ \max}$ , не пробивши його. Інший шлях полягає у нерівномірному легуванні домішками матеріалу бази. Це призводить до того, що в базі виникає внутрішнє електричне поле, завдяки

якому носії зарядів рухаються до колектора більш упорядковано, а колекторний струм  $I_K$  зростає швидше. Такі біполярні транзистори називаються *дрейфовими*.

Слід зауважити, що через інерційні властивості біполярних транзисторів, якщо на вході підсилювача діє електричний сигнал, який містить певну кількість гармонічних складових (гармонік) з різними частотами, підсилення цих гармонік буде різним. Це пояснюється тим, що диференційний коефіцієнт підсилення за змінним струмом (передачі змінного струму) біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером  $h_{21E}$  буде залежати від частоти. Оскільки кожна підсилена гармоніка залежно від частоти буде зсунута за фазою на певний кут, то диференційний коефіцієнт підсилення  $h_{21E}$  являє собою достатньо складну комплексну функцію, залежну від частоти

$$h_{21E}(jf) = \frac{h_{21E}(0)}{1 + \frac{j \cdot f}{fh_E}}, \quad (1.2.52)$$

де  $h_{21E}(0)$  – диференційний коефіцієнт підсилення на низькій частоті ( $f \rightarrow 0$ );  $fh_E$  – гранична частота диференційного коефіцієнта підсилення  $h_{21E}$ , на якій він набуває значення  $\frac{h_{21E}(0)}{\sqrt{2}}$ .

Вираз модуля комплексного коефіцієнта підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером або його амплітудно-частотна характеристика (АХЧ) має вигляд

$$h_{21E}(f) = \frac{h_{21E}(0)}{\sqrt{1 + \left(\frac{f^2}{fh_E^2}\right)}}. \quad (1.2.53)$$

Графік залежності диференційного коефіцієнта підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером від частоти  $h_{21E}(f)$  наведено на рис. 1.2.23.

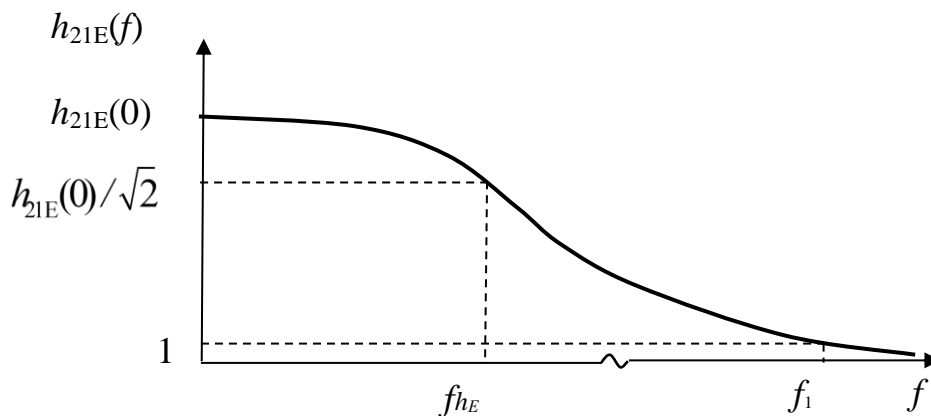


Рис. 1.2.23. Графік залежності диференційного коефіцієнта підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером від частоти  $h_{21E}(f)$

Гранична частота  $f_{h_B}$  диференційного коефіцієнта передачі змінного струму біполярного транзистора в схемі зі спільною базою пов'язана з граничною частотою  $f_{h_E}$  диференційного коефіцієнта підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером таким співвідношенням:

$$f_{h_B} = f_{h_E} \cdot (1 + h_{21E}(0)). \quad (1.2.54)$$

З виразу (1.2.54) видно, що частотні можливості щодо підсилення електричного сигналу за потужністю біполярного транзистора в схемі зі спільною базою є набагато (в  $h_{21E}(0)$  разів) кращими, ніж у того самого біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером.

Часто замість фізичного параметра  $f_h$  користуються сталою часу диференційного коефіцієнта підсилення за змінним струмом (диференційного коефіцієнта передачі змінного струму)

$$\tau_{h_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{h_E}} = \tau_{h_B} \cdot (1 + h_{21E}(0)) \quad (1.2.55)$$

або

$$\tau_{h_B} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{h_B}}. \quad (1.2.56)$$

Для узагальненої характеристики частотних властивостей біполярного транзистора поряд з вищезазначеними частотними параметрами –  $f_{h_E}$ ,  $f_{h_B}$ ,  $\tau_{ЗВОР}$  та  $C_{К-Б}$  в довідниках можуть наводитися також допоміжні частотні параметри:

частота одиничного підсилення  $f_1$ , на якій диференційний коефіцієнт підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером  $h_{21E}(f_1)$  дорівнює одиниці,  $h_{21E}(f_1) = 1$ ;

максимальна частота генерації  $f_{max}$ , на якій ще можна отримати автоколивання.

Крім того, в довідниках іноді наводиться значення диференційного коефіцієнта підсилення за змінним струмом біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером  $h_{21E}$  на певній частоті  $f_i$  –  $h_{21E}(f_i)$ . Тоді, застосовуючи лінійну апроксимацію, можна оцінити відповідне значення  $h_{21E}$  на будь-якій іншій частоті  $f_n$

$$h_{21E}(f_n) = \frac{h_{21E}(f_i) \cdot f_i}{f_n}. \quad (1.2.57)$$

Величину цього параметра можна також одержати, спираючись на значення частоти одиничного підсилення  $f_1$ . Відомо, що  $h_{21E}(f_1) = 1$ , тоді  $h_{21E}(f_i) \cdot f_i = f_1$ .



Отже, вибираючи біполярні транзистори для їх застосування в підсилювачах та генераторах електричних сигналів, необхідно узгоджувати частотні параметри вибраних транзисторів із частотами електричних сигналів, які підсилюються або генеруються.

## 1.2.2. Польові транзистори

### 1.2.2.1. Будова, принцип дії, маркування, статичні(вольт-амперні) характеристики та параметри польових транзисторів з керуючим $p-n$ -переходом

Суттєвим недоліком біполярних транзисторів є необхідність створення у вхідному колі керуючого струму. Крім того, біполярні транзистори порівняно довго виходять зі стану насичення – для цього необхідний певний час на розсмоктування накопичених у базі електричних зарядів. Останнє впливає на інерційні властивості біполярних транзисторів – погіршує їх швидкодію.

У **польових транзисторах** (рис. 1.2.24) робочим середовищем є канал, виготовлений з напівпровідника одного з двох типів електропровідності –  $p$  або  $n$ . Керування електропровідністю цього каналу здійснюється поперечним

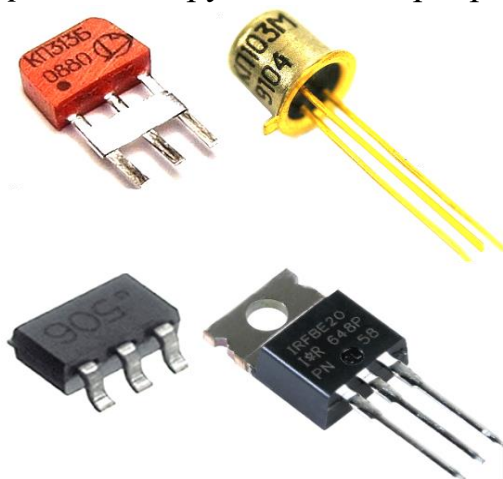


Рис. 1.2.24. Польові транзистори

електричним полем, що створюється напругою, яка подається на електрод керування – затвор (напівпровідник, з протилежним до каналу типом електропровідності). Завдяки вищезазначеному походить назва цих транзисторів – польові. У технічній літературі можна зустріти інші назви цих транзисторів, іноді їх називають каналними (за назвою робочого середовища) або уніполярними (електропровідність каналу обумовлюють заряди одного знака).

Розрізняють такі типи польових транзисторів:

- з керуючим переходом ( $p-n$  або Шотткі (метал-напівпровідник));
- з ізолюваним затвором;
- з електростатичною індукцією.

*Спрощена будова польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом.* Канал з напівпровідникового матеріалу  $n$ - або  $p$ -типу електропровідності виконаний у формі тонкого циліндра. До його торців приєднані виводи з провідників. На бічну поверхню циліндра наноситься шар напівпровідника протилежного типу електропровідності або металу. При цьому між напівпровідниками утворюється несиметричний  $p-n$ -перехід, а між напівпровідником та металом – перехід Шотткі

відповідно. Напівпровідник, із якого утворений електропровідний канал, легується домішками слабо, тому поле запірного шару  $p$ - $n$ -переходу під дією зовнішньої напруги керування (поперечного електричного поля) поширюється, переважно, в глибину каналу. Виводи з такої конструкції називаються *витік*, *стік* та *затвор*.

На рис. 1.2.25, а та 1.2.26, а показано будову польових транзисторів з керуючим  $p$ - $n$ -переходом і відповідно каналами  $p$ - та  $n$ -типу. УГЗ таких транзисторів наведено на рис. 1.2.25, б та 1.2.26, б.

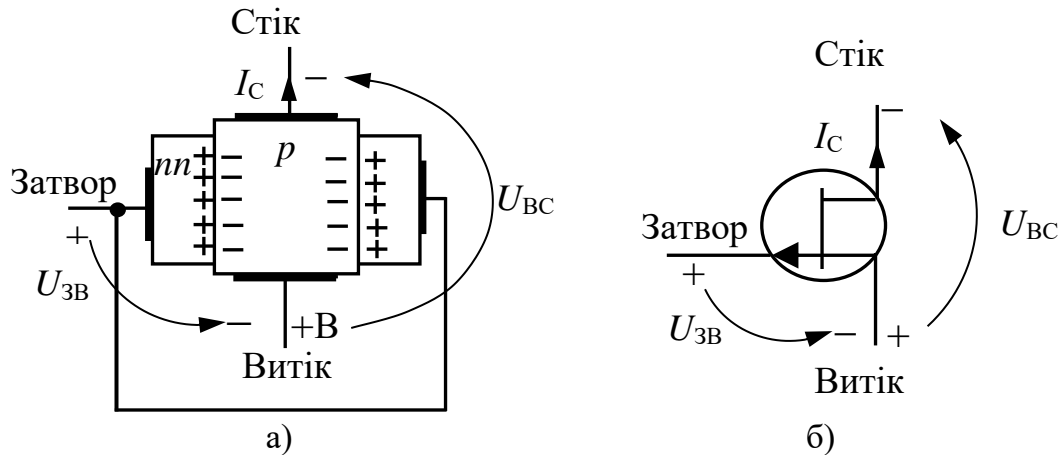


Рис. 1.2.25. Польовий транзистор з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $p$ -типу та затвором  $n$ -типу:  
а) структура; б) умовне графічне зображення

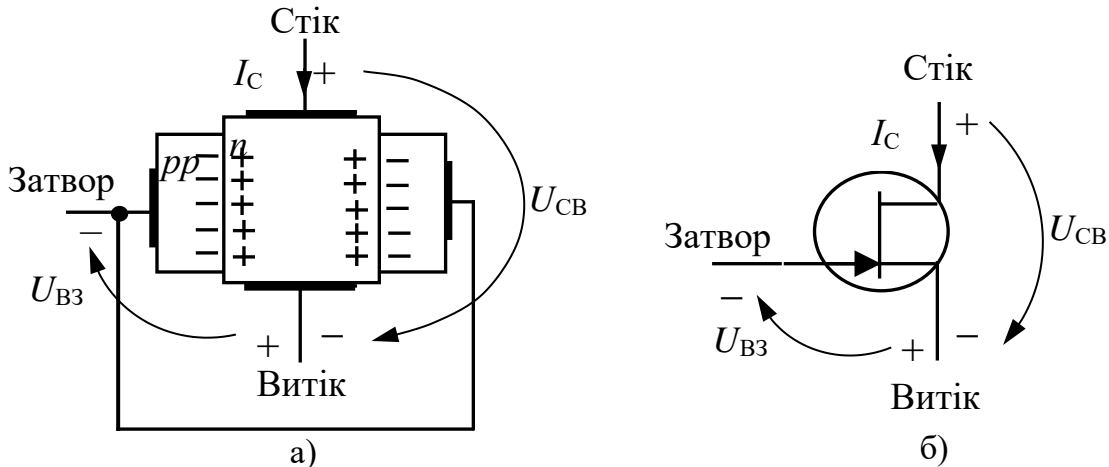


Рис. 1.2.26. Польовий транзистор з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу:  
а) структура; б) умовне графічне зображення

### Принцип дії польового транзистора з керуючим $p$ - $n$ -переходом, каналом $n$ -типу та затвором $p$ -типу в схемі зі спільним витоком

У запірному шарі  $p$ - $n$ -переходу вільні носії заряду відсутні. Якщо між стоком та витоком прикласти напругу  $U_{СВ}$ , то основні носії заряду напівпровідника каналу – електрони – будуть рухатися спрямовано від витоку до стоку, створюючи

струм стоку  $I_C$ , напрямком протікання якого є протилежним до напрямку руху електронів (рис. 1.2.27). Полярність напруги, що прикладається між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ , повинна бути такою, щоб перехід затвор-витік завжди був зміщений у зворотному напрямку (до затвора « $\leftarrow$ », до витоку « $\rightarrow$ »). Неприпустимим є пряме ввімкнення переходу затвор-витік до джерела живлення.

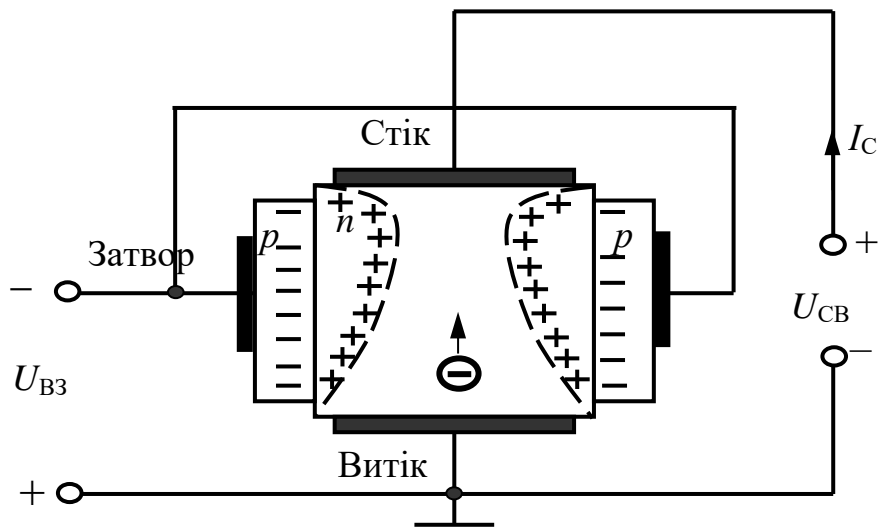


Рис. 1.2.27. Принцип дії польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу в схемі зі спільним витоком

Зміною величини заперної зворотної напруги, що прикладається між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ , можна регулювати глибину поширення заперного шару в напівпровідник каналу  $n$ -типу (внаслідок слабкої у порівнянні з напівпровідником затвору легованості напівпровідника каналу), внаслідок чого буде змінюватися його ширина та, відповідно, опір. Це, своєю чергою, буде впливати на величину струму стоку  $I_C$ . Чим більшою є величина зворотної напруги між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ , тим більшою буде величина опору каналу й тим меншим є струм стоку  $I_C$ .

Поглиблення заперного шару в канал відбувається нерівномірно. На ділянці затвор-стік це поглиблення є значно більшим, ніж на ділянці затвор-витік. Це пояснюється так: коли між виводами каналу діє напруга  $U_{СВ}$  (а без неї не може бути в каналі струму  $I_C$ ), то різниця потенціалів між каналом і затвором  $U_{КЗ}$  біля стоку буде більшою, ніж біля витоку, і в першому наближенні являє собою суму напруг  $|U_{ЗВ}|$  та  $|U_{СВ}|$ . Внаслідок цієї обставини розподіл потенціалів по довжині каналу виявляється складним. Через вказану підвищену різницю потенціалів опір каналу поблизу стоку буде більшим, ніж на інших ділянках. Тому на цій ділянці відбувається більше спадання напруги при протіканні струму  $I_C$ , ніж на інших. Якщо величина напруги  $|U_{ЗВ}|$  є набагато меншою за величину напруги між стоком та витоком  $|U_{СВ}|$  поблизу стоку в каналі виникає вузька «горловина», що обмежує подальше зростання струму стоку  $I_C$  за збільшення напруги  $U_{СВ}$ , тобто польовий транзистор переходить у стан насичення. Але збільшенням напруги  $U_{СВ}$  канал та, відповідно, транзистор закрити повністю неможливо, оскільки відсутність струму в каналі призводила б до відсутності різниці потенціалів по його довжині, а це, зі свого боку, призводило б до ліквідації «горловини». Насправді, із зростанням напруги  $U_{СВ}$  горловина звужується та подовжується. Це приводить до стабілізації струму в каналі (струму стоку)  $I_C$ , тобто настає динамічна рівновага, за

якої збільшення напруги  $U_{CB}$  та зростання струму  $I_C$  викликає подальше звуження каналу, що призводить до зменшення струму  $I_C$ . Слід пам'ятати, що значне збільшення напруги  $U_{CB}$  призводить до теплового пробую біля стоку.

Досягти суттєвого зменшення струму  $I_C$ , тобто майже закрити канал польового транзистора (перевести транзистор у стан відсічки) можна збільшенням запірної напруги між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ . У польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$ -переходом запірна напруга  $U_{ЗВ}$  збіднює канал, тобто зменшує кількість рухомих електричних зарядів у ньому. Напругу між витоком та затвором, за якої струм стоку  $I_C$  досягає заданого найменшого значення ( $I_C \rightarrow 0$ ), називають *напругою відсічки струму стоку*  $I_C$  польового транзистора  $U_{ЗВВІДС}$ . Оскільки вплив напруг  $U_{CB}$  та  $U_{ЗВ}$  на ширину каналу біля стокового виводу є майже однаковим, то

$$\begin{aligned} U_{ЗВВІДС} < U_{ЗВ} < U_{ЗВВІДС} = U_{ЗВВІДС} < U_{ЗВ} = 0; \\ U_{ЗВВІДС} < U_{ЗВ} < 0 = -[U_{ЗВВІДС} - U_{ЗВ}]. \end{aligned} \quad (1.2.58)$$

Система маркування польових транзисторів аналогічна системі маркування біполярних транзисторів. Відмінність – у другому елементі маркування – замість літери Т, пишеться літера П.

*Приклади маркування:*

КП350А – кремнієвий польовий транзистор загального призначення, малої потужності ( $P_{\max} < 0,3 \text{ Вт}$ ), високої частоти ( $f_{ГР} > 30 \text{ МГц}$ ), розробка № 50, група параметрів А;

2П9117Б – кремнієвий, спеціального призначення польовий транзистор великої потужності ( $P_{\max} > 1 \text{ Вт}$ ), високої частоти ( $f_{ГР} > 300 \text{ МГц}$ ), розробка № 117, група параметрів Б.

### Статичні (вольт-амперні) характеристики польового транзистора з керуючим $p$ - $n$ -переходом

Вхідні статичні характеристики польових транзисторів не використовуються, оскільки вхідний струм затвору дуже малий ( $I_3 \approx 0$ ) і майже не залежить від вхідного сигналу.

Розрізняють такі *статичні характеристики польового транзистора:*

стокова (вихідна) характеристика – це залежність струму стоку польового транзистора  $I_C$  від напруги між стоком та витоком  $U_{CB}$ , за фіксованого значення напруги між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ :

$$I_C = f(U_{CB}), \text{ за } U_{ЗВ} = \text{const}; \quad (1.2.59)$$

стоко-затворна характеристика (характеристика передачі) – це залежність струму стоку польового транзистора  $I_C$  від напруги між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$  за фіксованого значення напруги між стоком та витоком  $U_{CB}$ :

$$I_C = f(U_{ЗВ}), \text{ за } U_{CB} = \text{const}. \quad (1.2.60)$$

На рис 1.2.28 наведено схему для досліджень та графіки статичних характеристик польового транзистора.

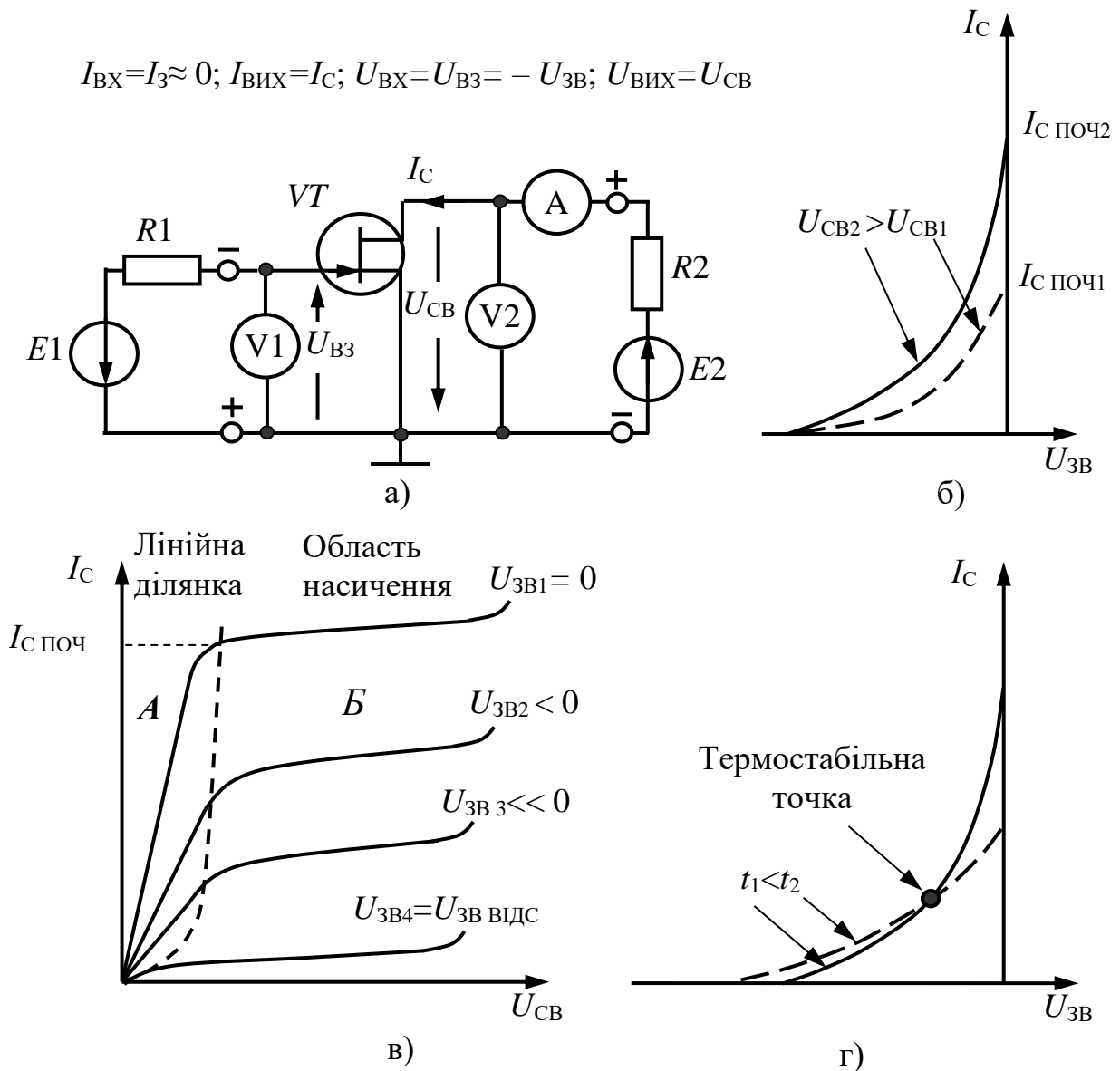


Рис. 1.2.28. Польовий транзистор із керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу в схемі зі спільним витоком:

- а) схема для дослідження статичних характеристик; б) стоко-затворні характеристики;
- в) стокові характеристики; г) вплив температури на стоко-затворні характеристики

Стокові характеристики (рис. 1.2.28, в) мають дві відмінні ділянки:

**А.** Стрімку ділянку ( $|U_{ЗВ}| > |U_{СВ}|$ ), на якій за зміни напруги  $U_{СВ}$  від  $0\text{ В}$  до напруги насичення  $U_{СВ НАС}$  (декілька вольт) струм стоку  $I_C$  зростає пропорційно до прикладеної напруги. На цій ділянці польовий транзистор поводить себе як опір, керований напругою  $U_{ЗВ}$ .

**Б.** Полога ділянка, на якій за збільшення напруги  $U_{СВ}$  від  $U_{СВ НАС}$  й більше, струм стоку  $I_C$  залишається майже незмінним.

Це пояснюється так: при досягненні напругою  $U_{CB}$  значення насичення  $U_{CBнас}$  канал біля стоку сильно звужується – майже перекривається; подальше зростання цієї напруги повинно викликати збільшення струму стоку  $I_C$ , але при цьому буде зростати довжина перекритого каналу та, відповідно, його опір. Отже, при зростанні напруги  $U_{CB}$  збільшується опір каналу, а струм стоку  $I_C$  залишається майже незмінним. Зворотна напруга, що прикладається до запірної шару затвор-стік, описується виразом

$$U_{зв} = |U_{зв}| + |U_{CB}|. \quad (1.2.61)$$

Тому, чим більшою є запірна напруга  $U_{зв}$ , тим за меншої напруги  $U_{CB}$  виникає тепловий пробій польового транзистора.

Стоко-затворні характеристики (рис. 1.2.28, б) характеризують залежність струму стоку  $I_C$  від запірної напруги  $U_{зв}$ . Ця залежність описується функцією, наближеною до квадратичної:

$$I_C(U_{зв}) = I_{C\text{поч}} \cdot \left[ 1 - \left( U_{зв} / U_{зв\text{відс}} \right) \right]^2, \quad (1.2.62)$$

де  $U_{зв\text{відс}}$  – величина запірної напруги  $U_{зв}$  (напруги відсічки струму стоку  $I_C$ ), за якої струм стоку  $I_C \rightarrow 0$ ;  $I_{C\text{поч}}$  – початковий струм стоку за напруги  $U_{зв} = 0$ .

За збільшення напруги запирання  $U_{зв}$  крутість стоко-затворної характеристики зменшується, і визначити однозначно цю напругу складно. Тому значення напруги  $U_{зв\text{відс}}$  приймають таким, за якого початковий струм стоку  $I_{C\text{поч}}$  зменшиться на певну кількість разів, або до певного значення.

Збільшення напруги  $U_{CB}$  приводить до зростання крутості стоко-затворної характеристики ( $U_{CB2} > U_{CB1}$ , рис. 1.2.28, б) і майже не впливає на величину напруги відсічки  $U_{зв\text{відс}}$ .

За зростання температури польового транзистора збільшується кількість вільних носіїв заряду в каналі напівпровідника, що приводить до зростання малих значень струму стоку. Водночас зростає опір каналу, що приводить до зменшення великих значень струму стоку. Отже, напруга відсічки струму стоку  $U_{зв\text{відс}}$  зростає, а крутість стоко-затворної характеристики зменшується. Тобто на стоко-затворній характеристиці є термостабільна точка – точка, у якій струм стоку не змінюється при зміні температури польового транзистора.

Якщо ТПР польового транзистора вибрати в термостабільній точці, то робота польового транзистора майже не буде залежати від його температури (рис. 1.2.28, г).

### Диференційні параметри польових транзисторів

Для оцінювання підсилювальних властивостей польових транзисторів використовують їх диференційні параметри, які зв'язують малі прирости міжелектродних напруг із приростами струму в каналі (струму стоку  $I_C$ ):

1. Диференційна крутість стоко-затворної характеристики (характеристики прямої передачі)  $S, A/B$  визначається як відношення приросту струму стоку  $\Delta I_C$  до приросту запірної напруги між затвором та витоком  $\Delta U_{зв}$ , що викликав зміну струму стоку  $\Delta I_C$ , за фіксованої напруги між стоком та витоком  $U_{CB} = \text{const}$ :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗВ}}, \text{ за } U_{СВ} = \text{const.} \quad (1.2.63)$$

2. Диференційний вихідний (внутрішній) опір,  $R_{\text{диф}}$  (або  $R_i$ ) (вимірюється в омах) визначається відношенням приросту напруги між стоком та витокм  $\Delta U_{СВ}$  до зумовленого ним приросту струму стоку  $\Delta I_C$  за фіксованої напруги між затвором та витокм  $U_{ЗВ} = \text{const}$ :

$$R_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{СВ}}{\Delta I_C}, \text{ за } U_{ЗВ} = \text{const.} \quad (1.2.64)$$

3. Диференційний коефіцієнт підсилення за змінною напругою  $M$  (вимірюється в разях) визначається відношенням приросту напруги між стоком та витокм  $\Delta U_{СВ}$  до відповідного йому приросту запірної напруги між затвором та витокм  $U_{ЗВ}$ , за фіксованого струму стоку  $I_C = \text{const}$ :

$$M = \frac{\Delta U_{СВ}}{\Delta U_{ЗВ}}, \text{ за } I_C = \text{const.} \quad (1.2.65)$$

Домноживши вираз (1.2.65) на  $\Delta I_C$ , отримаємо

$$M = \frac{\Delta U_{СВ} \cdot \Delta I_C}{\Delta U_{ЗВ} \cdot \Delta I_C} = \frac{\Delta U_{СВ}}{\Delta I_C} \cdot \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗВ}} = R_{\text{диф}} \cdot S. \quad (1.2.66)$$

Величини диференційного коефіцієнта підсилення за змінною напругою  $M$  польового транзистора є від'ємними. Це є свідченням того, що прирости змінних напруг  $\Delta U_{ЗВ}$  та  $\Delta U_{СВ}$  в польовому транзисторі діють в протифазі.

Диференційні параметри польових транзисторів можна визначити як за стоковими, так і за стоко-затворними характеристиками. Інформативність обох характеристик майже однакова, тобто за однією з них можна побудувати іншу. Величини диференційних параметрів польового транзистора залежать від місцеположення його ТПР.

На рис. 1.2.29 показано графо-аналітичний метод розрахунку диференційних параметрів польового транзистора.

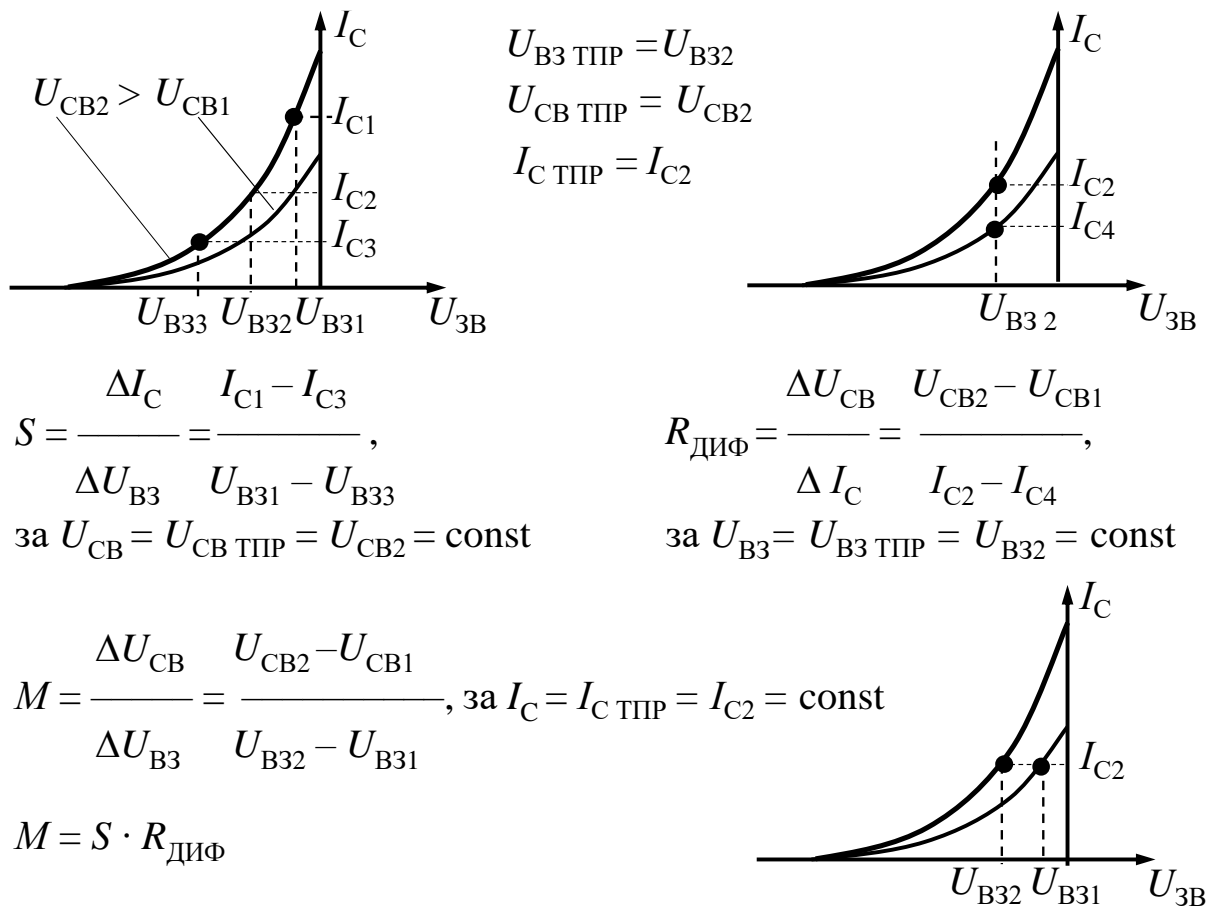
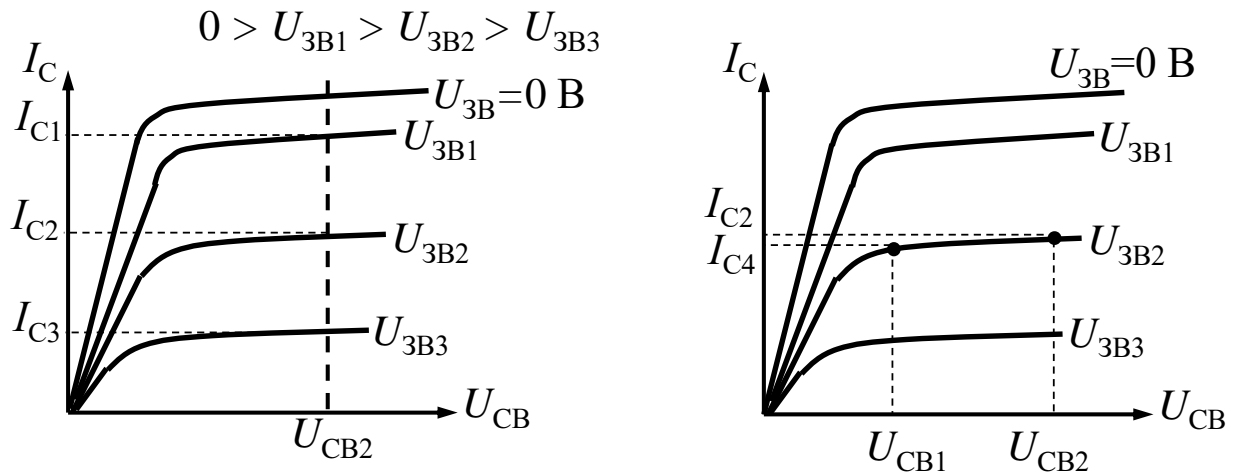


Рис. 1.2.29. Графо-аналітичний метод розрахунку диференційних параметрів польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу в схемі зі спільним витком за стоко-затворними характеристиками

На рис. 1.2.30 показано графо-аналітичний метод розрахунку диференційних параметрів польового транзистора.

Для сучасних польових транзисторів крутість стоко-затворної характеристики становить  $S = 0,1 \div 500 \text{ мА/В}$ , а диференційний опір  $R_{\text{ДИФ}}$  від сотень омів до десятків кілоомів. Диференційний коефіцієнт підсилення за змінною напругою  $M$  сучасних польових транзисторів може набувати значення від десятків до тисяч разів. Оскільки конструктивно стік та витік польового транзистора однакові й симетричні відносно затвора, то в схемах їх можна міняти місцями.





$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3B}} = \frac{I_{C1} - I_{C3}}{U_{3B1} - U_{3B3}}, \text{ за } U_{CB} = U_{CB \text{ ТПР}} = U_{CB2} = \text{const};$$

$$R_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} = \frac{U_{CB2} - U_{CB1}}{I_{C2} - I_{C4}}, \text{ за } U_{3B} = U_{3B \text{ ТПР}} = U_{3B2} = \text{const};$$

$$M = S \cdot R_{\text{диф}}.$$

Рис. 1.2.30. Графо-аналітичний метод розрахунку диференційних параметрів польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу в схемі зі спільним витоком за стоковими характеристиками

У разі зміни електропровідності напівпровідників каналу та затвору на протилежні буде отриманий польовий транзистор з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $p$ -типу та затвором  $n$ -типу (рис. 1.2.31). При цьому полярності напруг, які будуть діяти на його електродах та напрямок протікання струму стоку  $I_C$  необхідно змінити на протилежні. Змінам будуть підлягати також полярності напруг на графіках статичних характеристик. Принцип дії цього транзистора та графо-аналітичний метод розрахунку його диференційних параметрів будуть такими самими, як і для польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом, каналом  $n$ -типу та затвором  $p$ -типу.

$$I_{ВХ} = I_3 \approx 0; I_{ВІХ} = I_C; U_{ВХ} = U_{ЗВ}; U_{ВІХ} = U_{ВС}$$

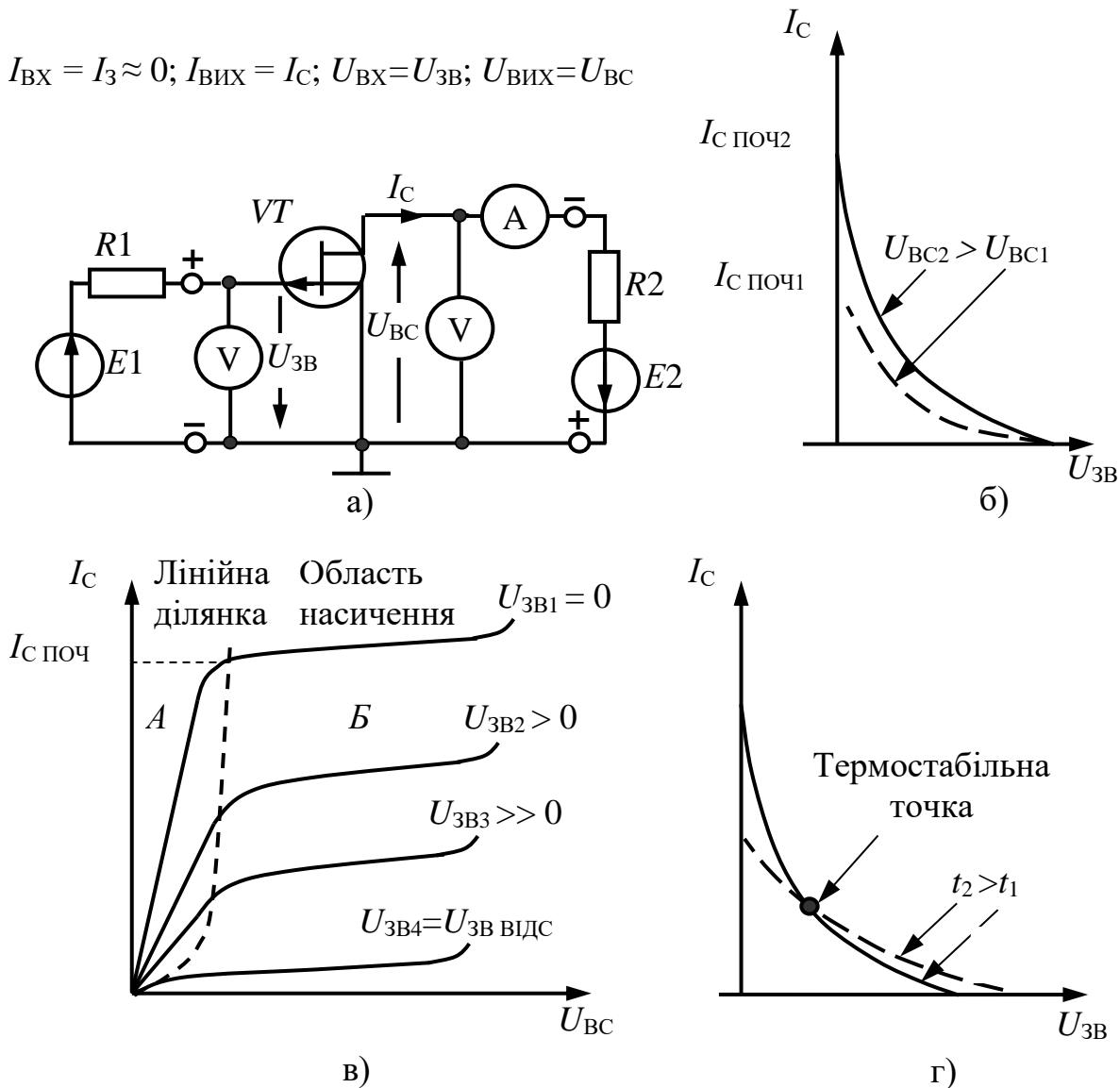


Рис. 1.2.31. Польовий транзистор з керуючим  $p-n$ -переходом, каналом  $p$ -типу та затвором  $n$ -типу в схемі зі спільним витоком:

- а) схема для дослідження статичних характеристик; б) стоко-затворні характеристики; в) стокові характеристики; г) вплив температури на стоко-затворні характеристики

У польових транзисторах з керуючим  $p-n$ -переходом струм затвору є струмом зворотно-зміщеного  $p-n$ -переходу й може сягати сотень наноампер. Для суттєвого зменшення цього струму застосовують польові транзисториз ізольованим затвором. У них між затвором і провідним каналом розміщується діелектрик. Структура таких польових транзисторів: метал-діелектрик (окисень)-напівпровідник. Тому польові транзистори з ізольованим затвором називаються МДН- або МОН-транзисторами. У таких польових транзисторах струм затвору на декілька порядків менший за струм затвора польових транзисторів із керуючим  $p-n$ -переходом.

### 1.2.2.2. Будова та принцип дії польових МДН-транзисторів із вбудованими каналами *n*- та *p*-типів

Структуру польового МДН-транзистора з вбудованим каналом *n*-типу наведено на рис. 1.2.32, а, а його УГЗ на рис. 1.2.32, б. Основою польових МДН-транзисторів із вбудованим каналом *n*-типу є підкладка, яка виготовлена з напівпровідника *p*-типу. У підкладці сформовано ділянки з напівпровідника *n*-типу – стік та витік. Між стоком та витоком вбудована тонка смужка напівпровідника *n*-типу, яка утворює канал електропровідності. Смужка каналу покрита тонким шаром високоякісного діелектрика (польовий МДН-транзистор). Як діелектрик може використовуватися окисень напівпровідника каналу *n*-типу (польовий МОН-транзистор). Поверх діелектрика наноситься металева плівка, яка утворює затвор польового МДН-транзистора. При дії між стоком та витоком електричної напруги  $U_{CB}$  буде відбуватися упорядкований рух електронів у каналі, що обумовить появу в ньому струму стоку  $I_C$ . Чим більшою є концентрація електронів у каналі, тим більшим буде струм стоку  $I_C$ , за тієї самої напруги між стоком та витоком  $U_{CB}$ .

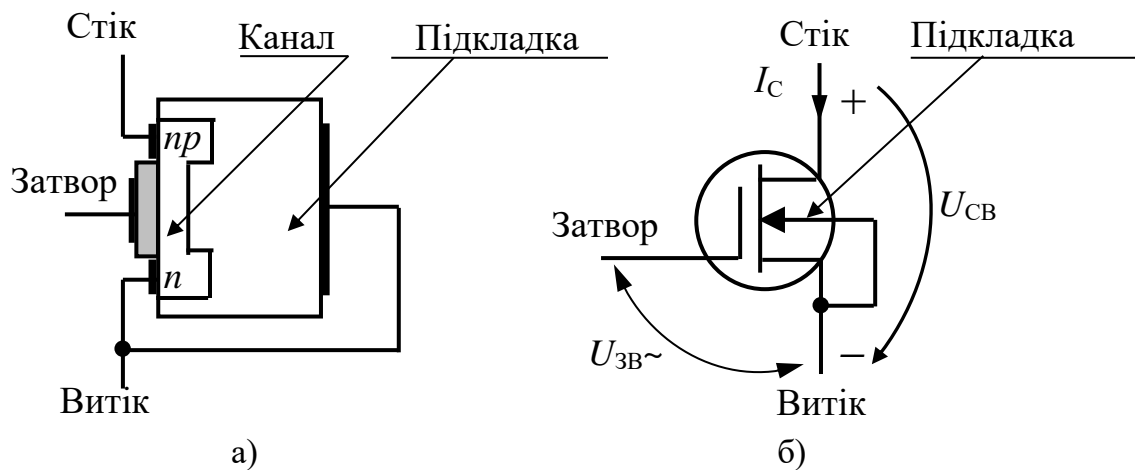


Рис. 1.2.32. Польовий МДН-транзистор із вбудованим каналом *n*-типу:  
а) будова; б) умовне графічне зображення

Структура польового МДН-транзистора з вбудованим каналом *p*-типу (рис. 1.2.33, а) аналогічна наведеній на рис. 1.2.32, а, за умови, що напівпровідник каналу та підкладки вибрані протилежної електропровідності. УГЗ такого польового МДН-транзистора показано на рис. 1.2.33, б.

На УГЗ польових МДН-транзисторів затвор показано відокремлено від каналу, а стрілка підкладки вказує на електропровідність напівпровідника каналу.

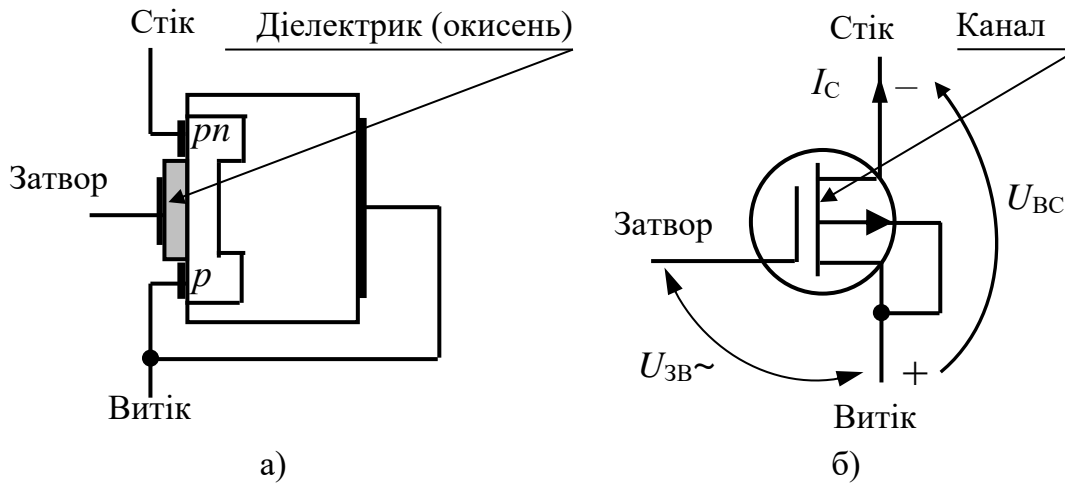


Рис. 1.2.33. Польовий МДН-транзистор з вбудованим каналом  $p$ -типу:  
а) будова; б) умовне графічне зображення

### Принцип дії польового МДН-транзистора з вбудованим каналом $n$ -типу

Якщо між стоком та витоком польового МДН-транзистора прикласти напругу живлення  $U_{CB}$  (« $-$ » до витоку, « $+$ » до стоку) та забезпечити напругу між затвором та витоком (підкладкою)  $U_{ЗВ}$  такою, що дорівнює нулю ( $U_{ЗВ} = 0\text{ В}$ ), в каналі буде протікати початковий струм стоку  $I_{C\text{ поч.}}$

Якщо до затвора прикласти позитивну відносно витоку (підкладки) напругу ( $U_{ЗВ} > 0\text{ В}$ ), то електричне поле буде притягувати електрони в канал з підкладки, де вони є неосновними, тобто буде відбуватися збагачення каналу електронами, які для нього є основними носіями заряду, при цьому опір каналу буде зменшуватися, а струм стоку  $I_C$  буде зростати.

При прикладанні до затвора негативної відносно витоку (підкладки) напруги ( $U_{ЗВ} < 0\text{ В}$ ), електричне поле буде витіснити електрони з каналу в підкладку. Буде відбуватися збіднення каналу носіями заряду, при цьому опір каналу буде зростати, а струм стоку  $I_C$  буде зменшуватися. Якщо до затвора прикласти негативну відносно витоку напругу  $U_{ВЗ} \geq U_{ВЗ\text{ відс.}}$ , то канал повністю перекриється запірним шаром і струм стоку  $I_C$  припинить протікати. Між підкладкою та каналом утворюватиметься запірний шар.

Зміною напруги на підкладці можна також регулювати провідність каналу. Але при цьому  $p$ - $n$ -перехід між каналом та підкладкою повинен бути завжди зворотно зміщеним. Як правило, підкладка з'єднується з витоком.

При зміні електропровідності напівпровідників каналу та підкладки на протилежні буде отриманий польовий МДН-транзистор із вбудованим каналом  $p$ -типу (рис. 1.2.33, а, б). При цьому полярності напруг, які будуть діяти на його електродах, необхідно також змінити на протилежні. Принцип дії залишиться аналогічним.

### 1.2.2.3. Будова та принцип дії польових МДН-транзисторів з індукованими каналами *n*- та *p*-типів

Польовий МДН-транзистор з індукованим каналом *n*-типу (рис. 1.2.34, а) за будовою відрізняється від польового МДН-транзистора з вбудованим каналом *n*-типу (див. рис. 1.2.32, а) відсутністю між стоком та витіком вбудованого каналу.

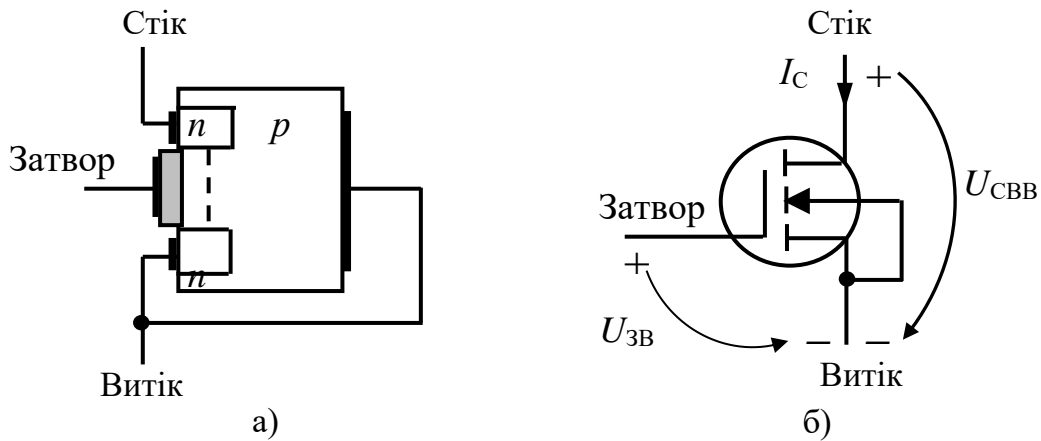


Рис. 1.2.34. Польовий МДН-транзистор з індукованим каналом *n*-типу: а) будова; б) умовне графічне зображення

Формування або індукування електропровідного каналу почнеться тоді, коли до затвора відносно витіку (підкладки) буде прикладатися значна позитивна напруга, яка буде перевищувати певне порогове значення  $U_{зв\text{пор}}$ . Тоді неосновні носії заряду напівпровідника *p*-типу підкладки – електрони – будуть притягуватися до діелектрика затвора й утворювати канал з електропровідністю *n*-типу.

У польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом *p*-типу (рис. 1.2.35) підкладка має електропровідність *n*-типу, а стік та витік утворюються з напівпровідника *p*-типу. Для створення індукованого каналу до затвора такого польового МДН-транзисторанеобхідно прикласти негативну відносно підкладки напругу, не менше декількох вольт залежно від марки польового транзистора.

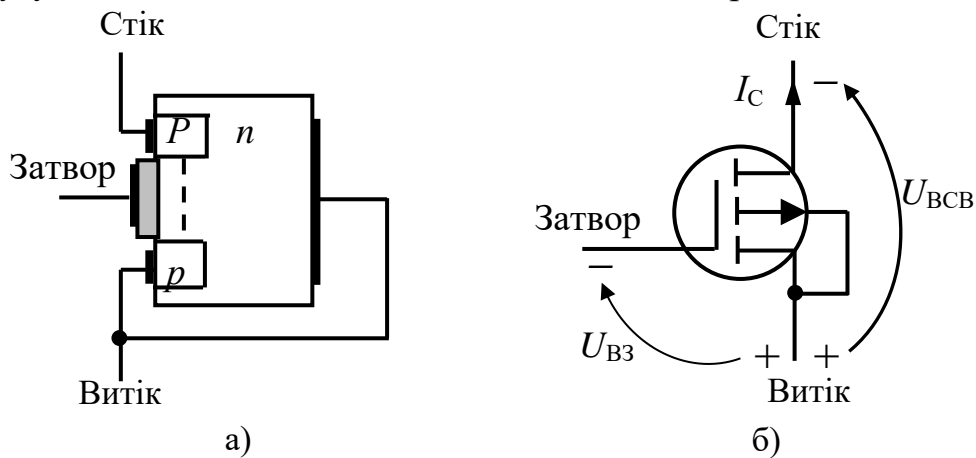


Рис. 1.2.35. Пільовий МДН-транзистор з індукованим каналом  $p$ -типу:  
а) будова; б) умовне графічне зображення

### 1.2.2.4. Статичні (вольт-амперні) характеристики та диференційні параметри польових МДН-транзисторів

Для польових МДН-транзисторів використовуються такі самі вольт-амперні характеристики, що і для польових транзисторів із керуючим  $p$ - $n$ -переходом:

стоко-затворні (передачі)  $I_C = f(U_{ЗВ})$ , за  $U_{ЗВ} = \text{const}$ ;

стокові (вихідні)  $I_C = f(U_{\hat{C}\hat{A}})$ , за  $U_{\hat{C}\hat{A}} = \text{const}$ ;

і такі самі диференційні параметри:

диференційна крутість стоко-затворної характеристики,  $S_{A/B}$ ;

диференційний вихідний (внутрішній) опір  $R_{\text{диф}}$  (або  $R_i$ ), Ом;

диференційний коефіцієнт підсилення за змінною напругою  $M$ , у разгах.

За формою вихідні стокові характеристики для всіх типів польових транзисторів однакові й відрізняються тільки величиною та знаком напруги між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ .

Стоко-затворні характеристики польових транзисторів для каналів одного типу електропровідності різної конструкції відрізняються тільки положенням початкової точки і є зміщеними вздовж осі напруги  $U_{ЗВ}$ .

На рис. 1.2.36 наведено стокові та стоко-затворні характеристики для польових транзисторів з каналами  $n$ -типу.

Діапазон робочих напруг між затвором та витоком  $U_{ЗВ}$ , за яких протікає струм стоку  $I_C$  для польових транзисторів із каналами  $n$ -типу:

$U_{\hat{C}\hat{A}} < U_{\hat{C}\hat{A}} < 0 \text{ В}$  – із керуючими  $p$ - $n$ -переходами;

$-3 \text{ В} < U_{\hat{C}\hat{A}} < +3 \text{ В}$  – із вбудованими каналами;

$U_{\hat{C}\hat{A}} < U_{\hat{C}\hat{A}} < U_{\hat{C}\hat{A}} + 5 \text{ В}$  – з індукованими каналами.

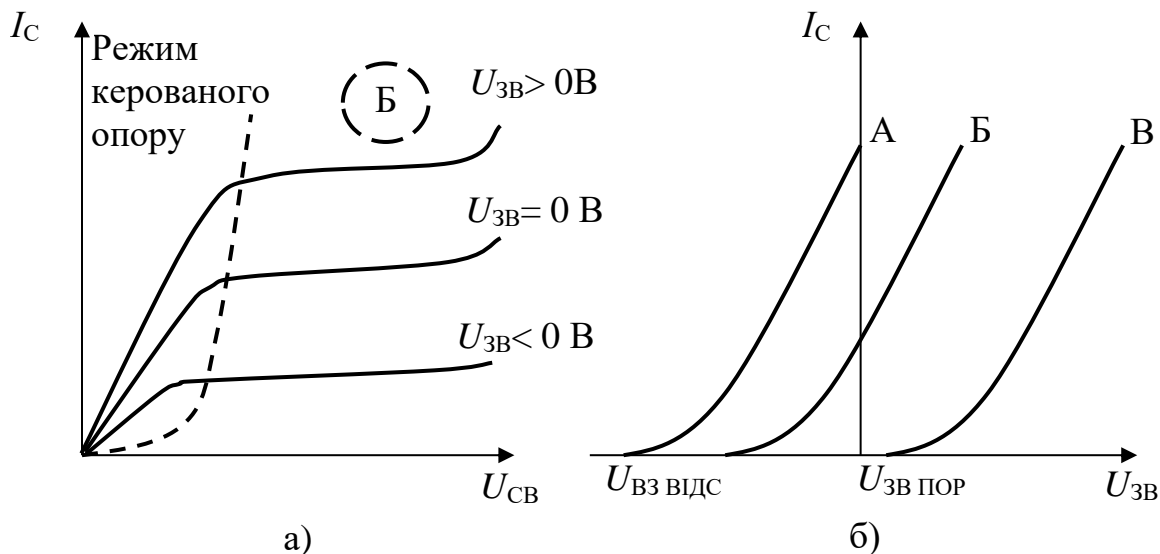


Рис. 1.2.36. Стокові (а) та стоко-затворні (б) характеристики польових транзисторів із каналами  $n$ -типу:

А – із керуючим переходом; Б – із вбудованим каналом;  
 В – з індукованим каналом

На рис. 1.2.37 наведено стокові та стоко-затворні характеристики для польових транзисторів з каналами  $p$ -типу.

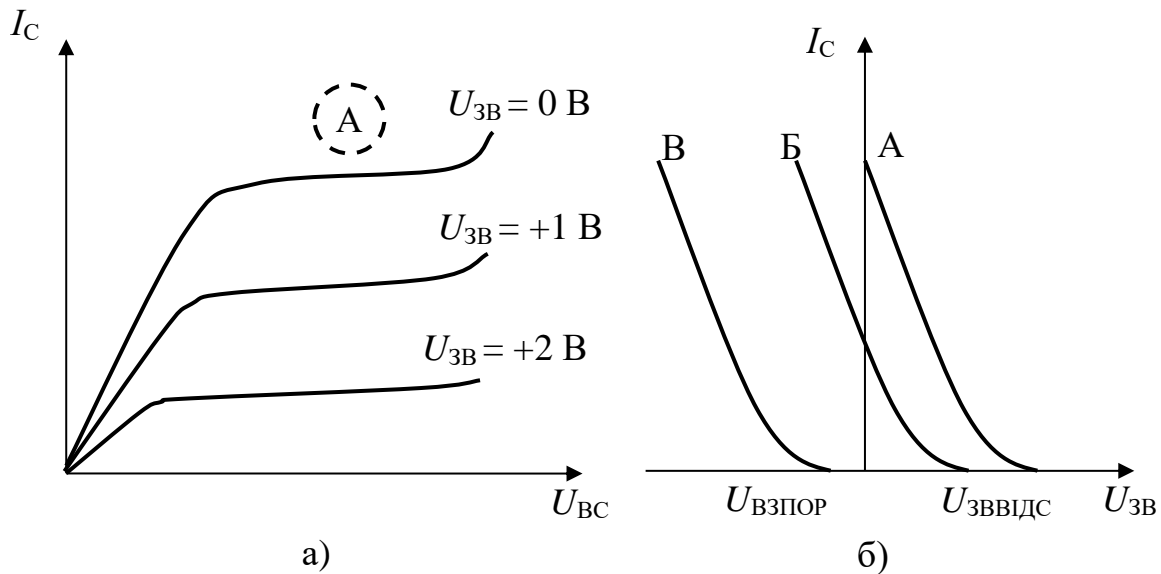


Рис. 1.2.37. Стокові (а) та стоко-затворні (б) характеристики польових транзисторів із каналами  $p$ -типу:

А – із керуючим переходом; Б – із вбудованим каналом;  
 В – з індукованим каналом

Діапазон робочих напруг між затвором та витоком  $U_{зв}$ , за яких протікає струм стоку  $I_C$  для польових транзисторів із каналами  $p$ -типу:

$0 \text{ В} < U_{зв} < U_{зв\text{ВІДС}} = +2 \div +5 \text{ В}$  – із керуючими  $p$ - $n$ -переходами ( $U_{зв} > 0 \text{ В}$ );

$-3 \text{ В} < U_{зв} < +3 \text{ В}$  – із вбудованими каналами ( $U_{зв} \cong 0 \text{ В}$ );

$U_{зв} < U_{зв\text{ПОР}} = -3 \div +30 \text{ В}$  – з індукованими каналами ( $U_{зв\text{ТПР}} < 0 \text{ В}$ ).

### 1.2.2.5. Схеми ввімкнення, частотна характеристика, параметри польових транзисторів

Схеми польових транзисторів із каналами  $n$ -типу, які забезпечують необхідне зміщення ТПР, мають вигляд, показаний на рис. 1.2.38.

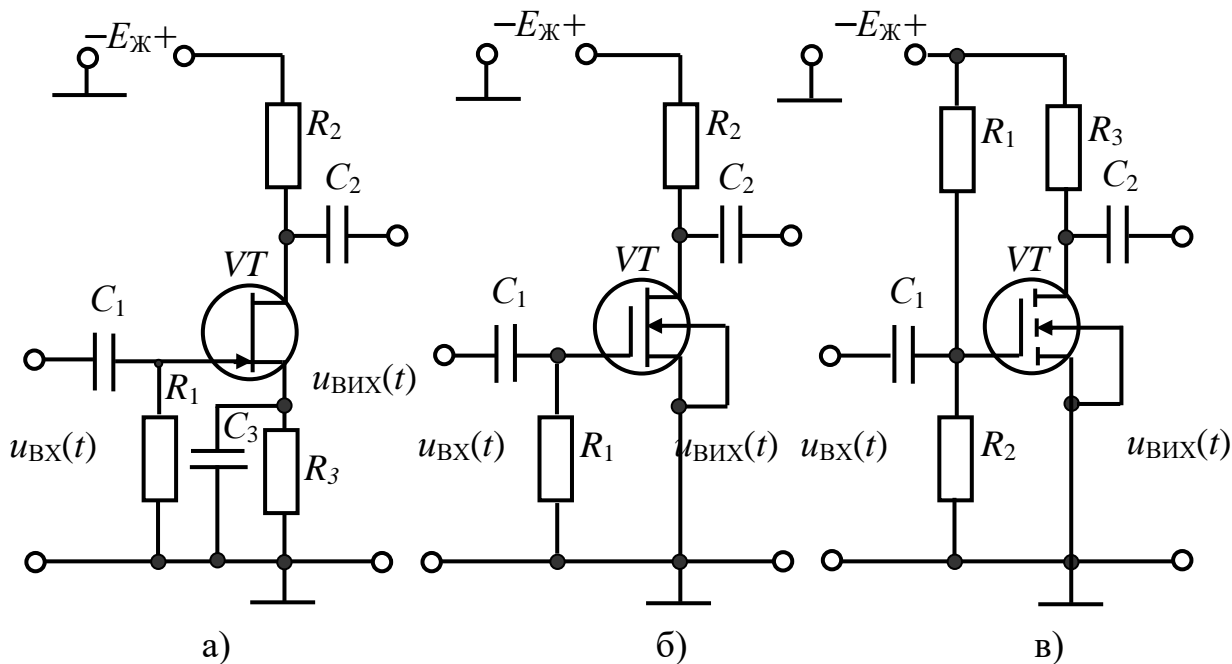


Рис. 1.2.38. Схеми увімкнення польових транзисторів із каналом  $n$ -типу, які забезпечують необхідне зміщення точки початкового режиму:  
 а) з керуючим  $p$ - $n$ -переходом; б) з вбудованим каналом;  
 в) з індукованим каналом

Польові транзистори в електронних пристроях увімкнення, як правило, за схемами зі спільним витоком або спільним стоком. Увімкнення польових транзисторів за схемою зі спільним затвором майже не застосовується.

### Частотна характеристика польового транзистора

Хоча в польових транзисторах і не виникає ефектів накопичення та, відповідно, розсмоктування зарядів, як у біполярних, але інерційні явища також відбуваються. Вони обумовлені, переважно, наявністю паразитних ємностей між затвором і каналом та між електродами польових транзисторів, а також інерційністю електричних зарядів. Це призводить до погіршення підсилення високочастотних складових спектра сигналу, і, як наслідок, згладжування фронтів і зрізів імпульсів та додаткових фазових зсувів сигналів. Фактично, це призводить до залежності крутості стоко-затворної характеристики  $S$  польового транзистора від частоти  $f$ .

Залежність крутості стоко-затворної характеристики від частоти описується наближено таким рівнянням:



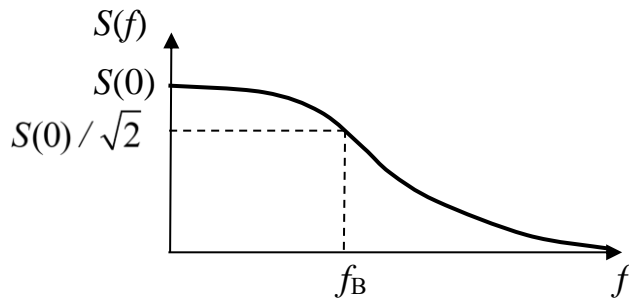


Рис. 1.2.39. Залежність крутості стоко-затворної характеристики польового транзистора від частоти

$$S(f) = \frac{S(0)}{\sqrt{1 + (f / f_B)^2}}, \quad (1.2.67)$$

де  $S(0)$  – крутість стоко-затворної характеристики на низькій (нульовій) частоті;  $f_B$  – верхня гранична частота польового транзистора, тобто частота, на якій крутість  $S(0)$  зменшується до величини  $S(0) / \sqrt{2}$ .

Графік частотної залежності крутості стоко-затворної характеристики  $S(f)$  наведено на рис. 1.2.39.

Основні параметри найбільш поширених польових транзисторів та їх орієнтовні значення:

початковий струм стоку,  $I_{C \text{ поч}}$  – струм стоку за нульової напруги  $U_{ЗВ}$  ( $I_{C \text{ поч А}} = 0,2 \div 600 \text{ мА}$ ;  $I_{C \text{ поч Б}} = 0,1 \div 100 \text{ мА}$ ;  $I_{C \text{ поч В}} = 0,01 \div 0,5 \text{ мкА}$ );

напруга відсічки,  $U_{\text{ЦА}} (I_{\text{ЦА}} = 0,2 \div 10 \text{ А})$ ;

порогова напруга,  $U_{\text{ЦА ПД}} (I_{\text{ЦА ПД}} = 1 \div 6 \text{ А})$ ;

опір каналу між стоком та витоком у відкритому стані  $R_{\text{СА}} (R_{\text{СА}} = 2 \div 300 \text{ Ом})$ ;

максимальний постійний струм стоку  $I_{C \text{ max}} (I_{C \text{ max}} = 10 \text{ А} \div 0,7 \text{ А})$ ;

залишковий струм стоку  $I_{C \text{ зал}}$  – за напруги,  $U_{\text{ЦА}} (I_{\text{НЦА}} = 0,001 \div 10 \text{ А})$ .

Отже, перевагами польових транзисторів у порівнянні з біполярними є те, що в них:

майже відсутній вхідний струм затвора, тобто забезпечується великий вхідний опір;

не виникає накопичення зарядів, а тому менший час виходу з режиму насичення, тобто більша швидкодія;

малий рівень власних шумів.

Польові транзистори у порівнянні з біполярними забезпечують:

більш широкий вибір типів транзисторів для різних величин і полярностей напруг як початкового режиму, так і вхідних сигналів;

кращі завадостійкість, термостабільність та радіаційну стійкість;

більшу щільність розташування елементів.

Це зумовило широке використання польових транзисторів у сучасній електроніці.

Проте польові транзистори мають такі *недоліки*:

відносно велику напругу між стоком та витоком у режимі насичення;

вразливість для статичних електричних зарядів, що значно ускладнює їх зберігання та використання;

меншу допустиму робочу температуру.

Сучасні малопотужні польові транзистори здатні підсилювати електричні сигнали на частотах до десятків гігагерц. Найкращі високочастотні властивості мають гетероструктурні метал-напівпровідник (наприклад, алюміній + арсенід галію  $n\text{-AlGaAs}$ ) ПТ з каналом  $n$ -типу завдовжки до 1  $\mu\text{м}$  з високою швидкістю перенесення зарядів від витoku до стоку. Вони мають коефіцієнт шуму 0,4–3 ДБ на робочих частотах 4–40 ГГц відповідно. Максимальна робоча частота таких транзисторів сягає 150 ГГц.

Сучасні потужні польові транзистори, як правило МДН, можуть працювати за напруги до 1000 В, а максимальні робочі струми сягають десятків ампер. На частотах до 100 МГц потужність становить сотні ват, а на частотах 1–10 ГГц – до 20 Вт.

### 1.2.3. Тиристори

#### 1.2.3.1. Загальна характеристика та класифікація тиристорів

Біполярні та польові транзистори можуть використовуватися як ключові елементи для комутації напруг та струмів. Однак для пересування в статичних станах вони постійно потребують сигналу керування на вході.

**Тиристори** (рис. 1.2.40) – це ключові напівпровідникові прилади, які після переходу у відкритий (замкнений) стан залишаються в ньому доти, доки не надійде сигнал вимикання й навпаки.

*Тиристором* називається напівпровідниковий радіокомпонент, призначенням якого є електронна комутація струму. Тиристор може перебувати у двох статичних станах – закритому або відкритому.

Тиристори бувають:

некеровані або діодні, з двома електродами – диністори;

керовані або тріодні, з трьома або більше електродами – триністори.

#### 1.2.3.2. Двохелектродні (діодні) тиристори – диністори

Будь-який із тиристорів складається з чотирьох або більше шарів напівпровідникового матеріалу (рис. 1.2.41, а) з протилежними типами електропровідності  $p_1\text{-}n_1\text{-}p_2\text{-}n_2$ .

Така структура має два виводи (електроди) і три послідовно ввімкнені  $p\text{-}n$ -переходи – П1, П2 й П3. Електрод, який з'єднаний із шаром напівпровідника  $p_1$ , називається *анодом*, а з шаром  $n_2$  – *катодом*. Перший перехід П1 складається із шарів напівпровідника  $n_1$  й  $p_1$ , другий перехід П2 – із шарів  $p_2$  й  $n_1$ , а третій перехід П3 – із шарів  $p_2$  й  $n_2$ .

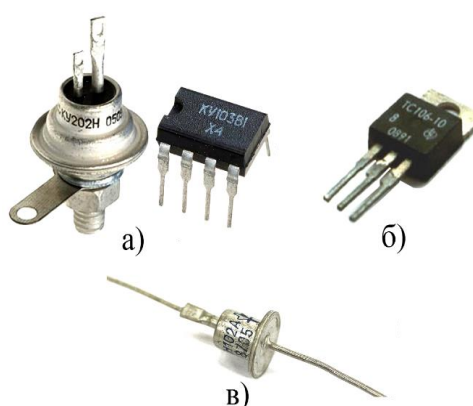


Рис. 1.2.40. Тиристори:  
а) триністори; б) семістор;  
в) диністор

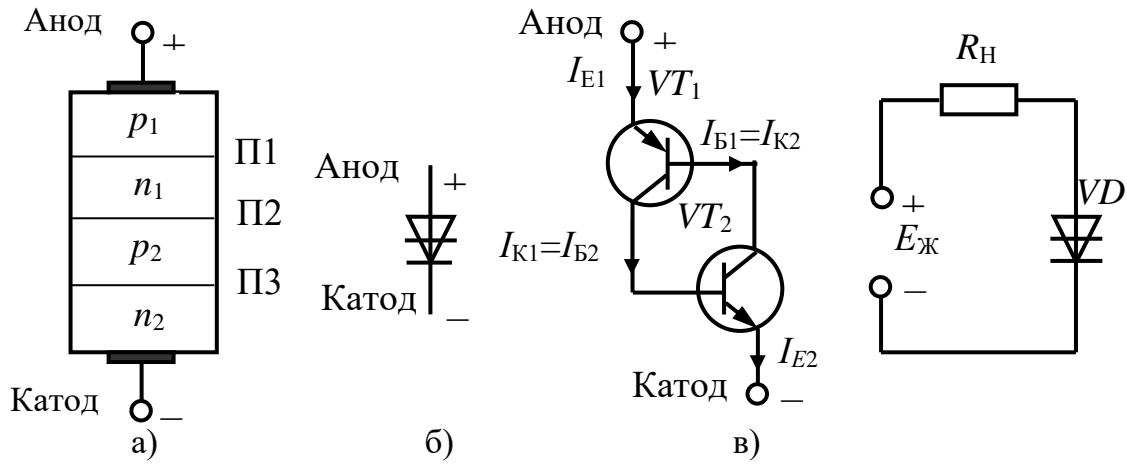


Рис. 1.2.41. Двохелектродний (діодний) тиристор – диністор: а) структура; б) умовне графічне зображення; в) транзисторна схема заміщення; г) схема вмикання

На рис. 1.2.41, б наведено УГЗ некерованого двоелектродного (діодного) тиристора – диністора. Для обмеження прямого струму через тиристор обов'язково послідовно з ним вмикається навантаження  $R_H$  (рис. 1.2.41, г). Для пояснення принципу дії диністора використовують транзисторну схему заміщення (рис. 1.2.41, в). У цьому випадку шар напівпровідника  $p_1$  утворює емітер транзистора  $VT_1$ ; шар  $n_1$  – утворює базу  $VT_1$  та колектор  $VT_2$ ; шар  $p_2$  утворює колектор  $VT_1$  та базу  $VT_2$ ; шар  $n_2$  утворює емітер  $VT_2$ . При цьому перехід П1 є переходом емітер-база транзистора  $VT_1$ , перехід П2 є переходом база-колектор одночасно для  $VT_1$  й  $VT_2$ , а перехід П3 є переходом база-емітер для  $VT_2$ .

*Принцип відкриття диністора.* При ввімкненні напруги живлення «+» до анода, а «-» до катода, перший П1 і третій П3  $p$ - $n$ -переходи змістяться в прямому напрямку – відкриються, а другий  $p$ - $n$ -перехід П2 буде зворотно зміщеним – закритим. Через те, що опори відкритих  $p$ - $n$ -переходів П1 та П3 малі, майже вся напруга живлення буде прикладатися до закритого  $p$ - $n$ -переходу П2, опір якого дуже великий.

Видно, що колекторний струм  $I_{K1}$  транзистора  $VT_1$  є струмом бази  $I_{B2}$  транзистора  $VT_2$ . Струм  $I_{B2}$  підсилюється в транзисторі  $VT_2$  в  $\beta_2$  разів і створює струм колектора  $I_{K2}$  транзистора  $VT_2$ . Цей самий струм є струмом бази  $I_{B1}$  транзистора  $VT_1$ , який в ньому підсилюється в  $\beta_1$  разів. Отже, у тиристорі є замкнене коло позитивного зворотного зв'язку. Поки напруга живлення між анодом та катодом тиристора невелика, запірний шар переходу колектор-база ( $p_2$ - $n_1$ ) неширокий. Тому, електричне поле запірного шару неглибоко проникає в шари баз умовних транзисторів  $p_2$  й  $n_1$ . Це означає, що невелика доля інжектованих з емітерів у бази електричних зарядів буде перехоплюватися електричним полем і створювати колекторні струми. Тобто коефіцієнти підсилення струму умовних біполярних транзисторів за малої напруги живлення будуть малими ( $\beta_1 < 1$  й  $\beta_2 < 1$ ). Для цього шари напівпровідників  $n_1$  і  $p_2$  в тиристорі спеціально роблять товстішими, ніж шари баз у звичайних біполярних транзисторів. За подальшого збільшення напруги між анодом і катодом тиристора електричне поле запірного шару проникає глибше в шари  $n_1$  і  $p_2$ . При

цьому більша частка електричних зарядів, інжекттованих з емітерів, будуть перехоплювати внутрішніми електричними полями закритих  $p-n$ -переходів колектор-база й утворювати струми колекторів умовних біполярних транзисторів. Тобто статичні коефіцієнти передачі постійних струмів баз у кола колекторів біполярних транзисторів  $\beta_1, \beta_2$  зростають і стають більшими за одиницю. Тоді виникає лавинний некерований процес зростання струму, тобто відкривання тиристора, який описується таким алгоритмом:

$$U_{AK} \uparrow \rightarrow \beta_1, \beta_2 \uparrow \rightarrow I_{K2} \uparrow = I_{B1} \uparrow \rightarrow I_{K1} \uparrow = \beta_1 \cdot I_{B1} \uparrow \rightarrow I_{B2} \uparrow \rightarrow I_{K2} \uparrow = \beta_2 \cdot I_{B2} \uparrow.$$

Внаслідок лавиноподібного процесу обидва транзистори в схемі заміщення диністора переходять у режим насичення. Тому опір відкритого диністора й пряма напруга на ньому суттєво зменшуються, остання до часток вольт. Прямий струм диністора буде обмежений величиною

$$I_{IP} = \frac{E_{Ж} - U_{AK}}{R_{H}}. \quad (1.2.68)$$

### Параметри й характеристики керованих та некерованих тиристорів, класифікація та маркування тиристорів

Виходячи з принципу дії, диністор має ВАХ з двома стійкими станами (рис. 1.2.42).

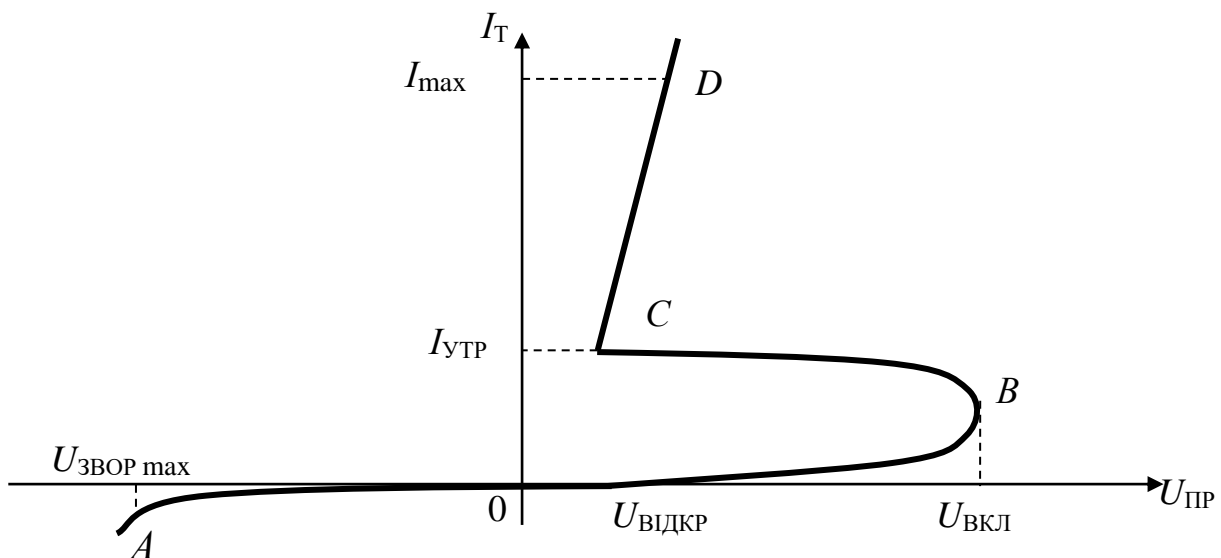


Рис. 1.2.42. Вольт-амперна характеристика диністора

Ділянка  $OB$  ВАХ відповідає закритому стану диністора. Ділянка  $BC$  – некерований лавинний перехід диністора із закритого стану у відкритий. На цій ділянці диністор має негативний диференційний опір, тобто за збільшення напруги на диністорі струм через нього зменшується. Ділянка  $CD$  характеризує диністор у відкритому стані – спадання напруги на ньому обмежується одиницями вольт, а пряий струм змінюється у широких межах. Ділянка  $OA$  – ділянка зворотного зміщення диністора, яка характеризується малим зворотним струмом.

### Параметри диністорів:

$U_{\text{ВКЛ}}$  – напруга ввімкнення – це мінімальна пряма напруга між анодом і катодом диністора, за якої починається лавинний процес його переходу у відкритий (замкнений) стан (десятки–сотні вольт);

$I_{\text{max}}$  – максимальний допустимий прямий струм – максимально допустимий прямий струм диністора у відкритому (замкненому) стані, за якого він зберігає свої властивості тривалий час (від одиниць міліампер до сотень ампер);

$I_{\text{УТР}}$  – струм утримання – мінімальний прямий струм відкритого (замкненого) диністора, за якого ще зберігається його відкритий (замкнений) стан (у десятки разів менший за  $I_{\text{max}}$ );

$U_{\text{ЗВОР max}}$  –максимально допустима зворотна напруга, яку диністор спроможний витримати тривалий час у закритому (розімкненому) стані (одиниці–тисячі вольт).

На рис. 1.2.43 показано епюри напруг та струмів диністора в схемі обмежувача напруги знизу. Струм через навантаження  $I_{\text{Н}}$  почне протікати, коли позитивна півхвиля входної напруги  $U_{\text{ВХ}}$  досягне рівня напруги ввімкнення  $U_{\text{ВКЛ}}$  і закінчиться, коли входна напруга стане менше мінімально можливої на відкритому (замкненому) диністорі  $U_{\text{ВДКР}}$ . Час ввімкнення та вимкнення диністора визначає його швидкодію.

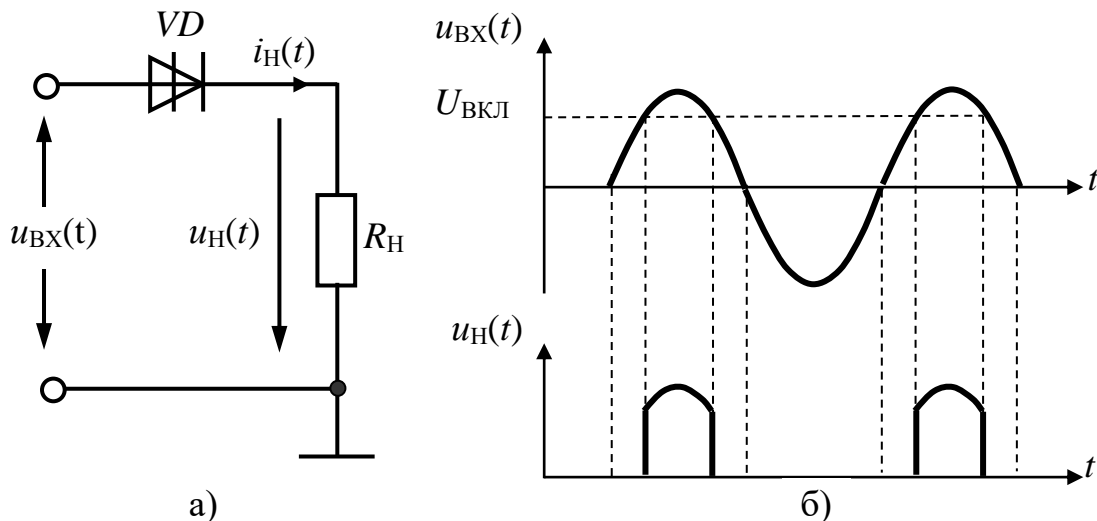


Рис. 1.2.43. Обмежувач напруги на основі диністора:  
а) схема; б) епюри

### 1.2.3.3. Трьохелектродні (тріодні) тиристори – триністори

Диністори мають незмінну величину напруги ввімкнення  $U_{\text{ВКЛ}}$ . Тому частіше використовують керовані трьохелектродні (тріодні) тиристори – *триністори* (див. рис. 1.2.40, а; 1.2.46, б, в, г, д), які містять додатковий третій електрод, що забезпечує керування напругою ввімкнення  $U_{\text{ВКЛ}}$ . Завдяки напрузі керування на цьому електроді в базо-емітерному колі відповідного умовного біполярного транзистора створюється струм керування, аналогічний його струму бази. Тим самим збільшується колекторний струм цього біполярного транзистора і, відповідно, струм бази другого й так далі.

Якщо додатковий електрод керування триністора з'єднаний із шаром напівпровідника  $n_1$ , то такий триністор називається *керованим по аноду*. До його входу керування потрібно прикласти негативну відносно анода (рис. 1.2.44, а, б) напругу керування  $U_{КЕР}$ . У випадку, якщо додатковий електрод керування з'єднаний із шаром напівпровідника  $p_2$ , то такий триністор називається *керованим по катоду*. До його входу керування необхідно прикласти позитивну відносно катода напругу керування (рис. 1.2.44, в, г).

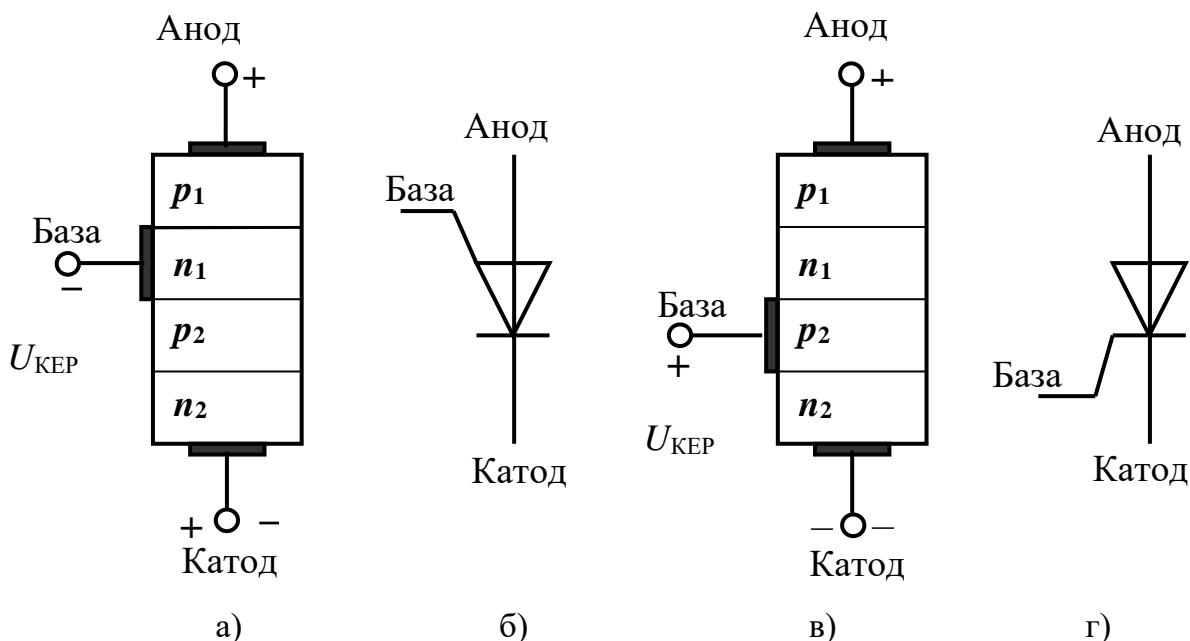


Рис. 1.2.44. Керовані трьохелектродні (тріодні) тиристри – триністри: а, в) структура; б, г) умовні графічні зображення

Зростання струму в колі керування зменшує необхідну для замикання триністора напругу ввімкнення  $U_{ВКЛ}$  (рис. 1.2.45).

Для розмикання диністора необхідно зменшити прямий струм до величини  $I_{ПР} \leq I_{УТР}$  або суттєво зменшити пряму напругу.

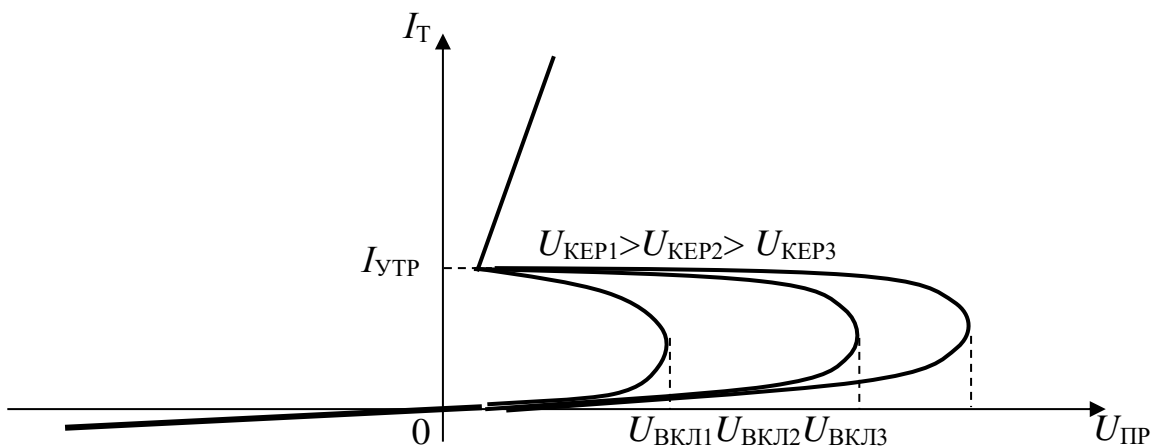


Рис. 1.2.45. Вольт-амперні характеристики триністора

Для розмикання триністорів можна використовувати вхід керування, приклавши до нього зворотну напругу. Ця напруга забезпечує закриття відповідного умовного біполярного транзистора. При цьому коло протікання струму в його колекторі розірветься, внаслідок чого закриється й другий біполярний транзистор, для якого цей струм є вхідним струмом бази. Однак при такому розмиканні триністора в колі керування буде протікати значний струм (близький до струму навантаження триністора) з моменту подачі напруги закриття (розмикання) до моменту фактичного розмикання триністора. Тому, в таких триністорах вводять додаткові елементи (наприклад додатковий *p-n*-перехід керування), які унеможливають протікання великого струму в колі керування.

Триністори характеризуються додатковими параметрами, такими як струм керування  $I_{КЕР}$ , який його замикає та імпульсний струм  $I_{ЗАКР}$  для його закриття (розмикання).

В електроніці застосовуються некеровані та керовані симетричні тиристори – семістори (див. рис. 1.2.40, б; 1.2.46, е). Такі тиристори можуть використовуватися для будь-якої полярності вхідної напруги.

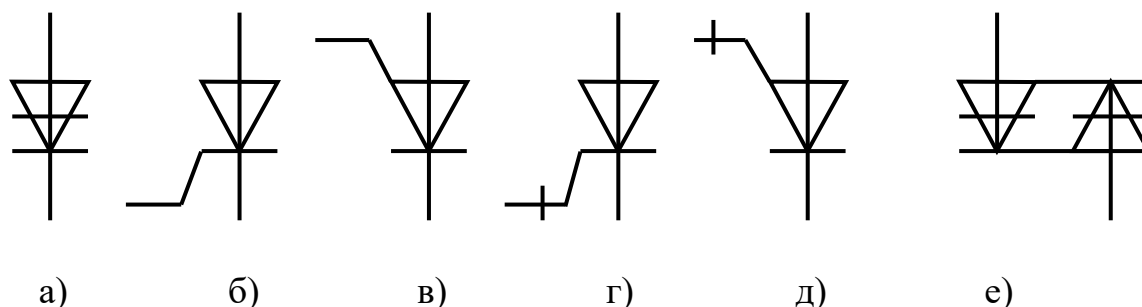


Рис. 1.2.46. Умовні графічні зображення тиристорів:

- а) діодний; б, в) керований, що не закривається;  
г, д) керований, що закривається; е) семістор

**Система маркування тиристорів** така сама, як і для всіх напівпровідникових приладів:

2-й елемент маркування – літера:

Н – некеровані тиристори – диністори;

У – керовані (*рос.* – управляемые) тиристори.

3-й елемент маркування – цифра:

для диністорів (Н):

1 – малої потужності,  $I_D < 0,3 \text{ A}$ ;

2 – середньої потужності,  $I_D = 0,3 \div 10 \text{ A}$ .

для триністорів (У):

1 – малої потужності, що не закриваються  $I_D < 0,3 \text{ A}$ ;

2 – середньої потужності, що не закриваються  $I_D = 0,3 \div 10 \text{ A}$ ;

3 – малої потужності, що закриваються  $I_D < 0,3 \text{ A}$ ;

4 – середньої потужності, що закриваються  $I_D = 0,3 \div 10 \text{ A}$ ;

5 – семістори малої потужності, що не закриваються  $I_D < 0,3 \text{ A}$ ;

6 – семісторисередньої потужності, що не закриваються  $I_D = 0,3 \div 10 \text{ A}$ .

*Приклади маркування:*

2Н102А – кремнієвий спеціального призначення диністор малої потужності, розробка № 02, група параметрів А;

КУ203Б – кремнієвий загального призначення керований тиристор (триністор), що не закривається, середньої потужності, розробка № 03, група параметрів Б;

КУ501А – кремнієвий семістор, що не закривається, загального призначення, малої потужності, розробка № 01, група параметрів А.

Тиристори, що мають прямий струм більше десяти амперів, належать до силових електронних пристроїв і мають іншу систему маркування. Вони використовуються в енергетичних системах.

Тиристори є активними ключовими елементами, але вони не здатні підсилювати електричні сигнали. Перевагою тиристорів над транзисторними ключами є те, що вони «запам'ятовують» стан, у який перейшли. За допомогою сучасних тиристорів можна забезпечити електронну комутацію електричних кіл, у яких протікає струм від часток до сотень ампер.

#### **1.2.4. Напівпровідникові компоненти спеціального призначення**

При виготовленні сучасних радіоелектронних пристроїв найбільш розповсюдженими є такі типи напівпровідникових компонентів:

основні групи напівпровідникових діодів;

біполярні транзистори *n-p-n*- та *p-n-p*-типів;

польові транзистори з керуючим *p-n*-переходом й каналами *n*- та *p*-типів;

польові МДН (МОН)-транзистори з ізольованим затвором, відповідно, з вбудованими та індуктованими каналами *n*- та *p*-типів.

Але існують групи напівпровідникових радіокомпонентів, які є менш поширеними в РЕА та при цьому на них покладаються важливі ексклюзивні функції. До таких компонентів, насамперед, належать оптико-електронні та деякі типи транзисторів.

##### **1.2.4.1. Польовий транзистор з електростатичною індукцією**

У розглянутих вище польових транзисторах існує режим насичення, за якого струм в каналі  $I_C$  майже не залежить від напруги між стоком та витком  $U_{CB}$ , і за деяких її значень набуває певної величини, що має назву струму стоку в режимі насичення  $I_{C \text{ нас}}$ , який, своєю чергою, залежить від напруги між затвором та витком  $U_{ЗВ}$ . При цьому вихідні стоківі характеристики польових транзисторів у



Рис. 1.2.47. Польовий транзистор з електростатичною індукцією



режимі насичення мають горизонтальну ділянку. Це означає, що традиційні польові транзистори мають великі значення диференційного вихідного опору ( $R_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{СВ}} / \Delta I_{\text{С}}$ , за  $U_{\text{ВЗ}} = \text{const}$ ), що дає можливість отримувати значне підсилення електричних сигналів ( $M = S \cdot R_{\text{диф}}$ ) при їх роботі на високоомне навантаження  $R_{\text{Н}}$ . Однак, при роботі таких транзисторів на низькоомне навантаження, великий опір  $R_{\text{диф}}$  є недоречним, оскільки призводить до значних енергетичних втрат. У зв'язку із цим розроблено групу польових транзисторів, у яких завдяки особливій конструкції каналу та затвору режиму насичення не настає (рис. 1.2.47).

Причиною насичення струму стоку  $I_{\text{С}}$  є те, що зі зростанням напруги між стоком та витокм  $U_{\text{СВ}}$  канал звужується і транзистор частково прикривається. Щоб запобігти цьому явищу, у польовому транзисторі з електростатичною індукцією намагаються досягти зворотного ефекту – у ньому зі зростанням напруги  $U_{\text{СВ}}$  електропровідність каналу зростає, завдяки чому транзистор відкривається більше. Щоб цього досягнути, необхідно, щоб електричне поле, яке діє у каналі завдяки напрузі  $U_{\text{СВ}}$ , накладалося на електричне поле, що діє між затвором і каналом завдяки напрузі  $U_{\text{ВЗ}}$ , у сприятливому для струму напрямку, тобто збільшувало його. Таке явище отримало назву *електростатичної індукції струму*.

Для забезпечення вказаного явища польовий транзистор з електростатичною індукцією має таку будову, надану на рис. 1.2.48.

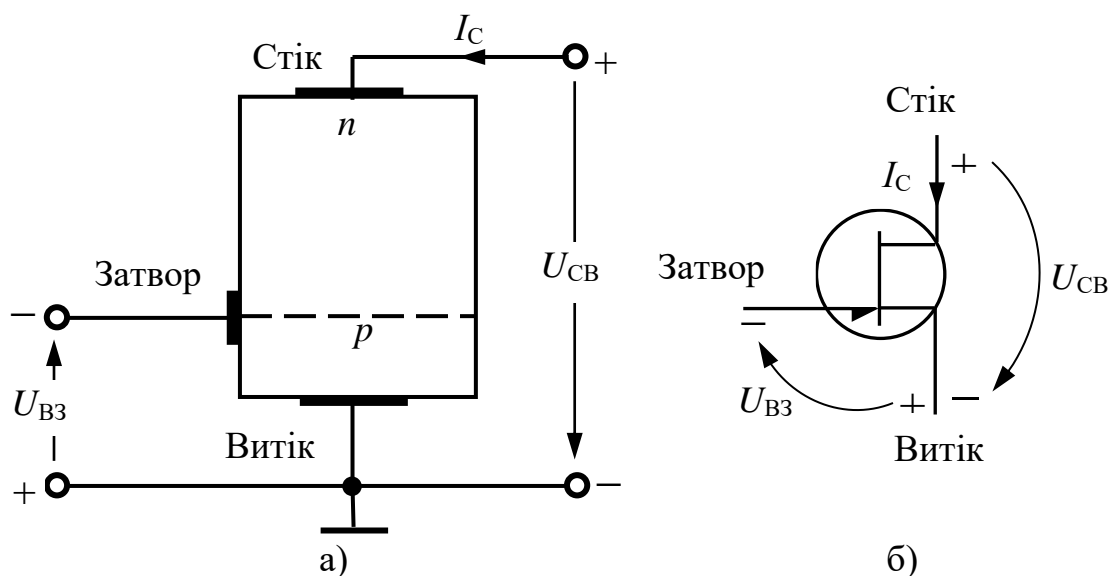


Рис. 1.2.48. Польовий транзистор з електростатичною індукцією:  
а) будова; б) умовне графічне зображення

Поперек матеріалу каналу транзистора в безпосередній близькості від витокм встановлюється затвор, який являє собою тоненьку сітку з того самого матеріалу, що й канал, але протилежного типу електропровідності.

Тому навколо сітки за відповідної полярності напруги, що прикладається, між затвором та витоком  $U_{ВЗ}$  утворюється запірний шар, електричне поле якого гальмує рух основних носіїв заряду від витоку до стоку. Проте прикладена між стоком та витоком з робочою полярністю напруга  $U_{СВ}$  створює прискорювальне для основних носіїв заряду електричне поле, яке, накладаючись на внутрішнє електричне поле запірного шару під сіткою, послаблює його дію. Це зменшує товщину запірного шару і, тим самим, підвищує електропровідність каналу та струм в ньому. Тому струм через канал залежить від двох напруг  $U_{СВ}$  та  $U_{ВЗ}$ .

Стокові характеристики польового транзистора з електростатичною індукцією показано на рис. 1.2.49, тут  $U_{СВ1} < U_{СВ2} \ll U_{СВ3} < U_{СВ4}$ .

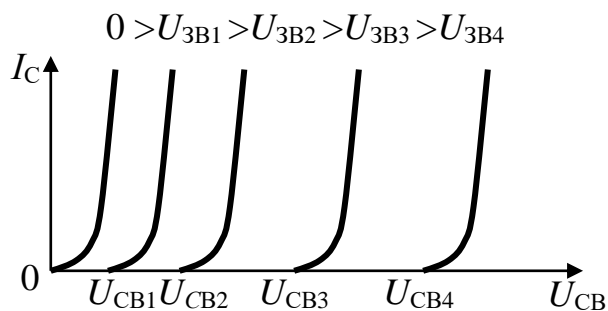


Рис. 1.2.49. Вихідні стокові характеристики польового транзистора з електростатичною індукцією

При зміні електропровідності напівпровідників каналу та затворана протилежні буде отриманий польовий транзистор з електростатичною індукцією та каналом  $p$ -типу. При цьому полярності напруг, які будуть діяти на його електродах, та напрямок протікання струму в каналі  $I_C$  необхідно змінити на протилежні. Змінам будуть підлягати також полярності напруг на графіках статичних характеристик. Принцип дії цього транзистора та

графо-аналітичний метод розрахунку його диференційних параметрів будуть такими самими, як і для польового транзистора з електростатичною індукцією та каналом  $n$ -типу.

З вигляду вихідних стокових характеристик польового транзистора з електростатичною індукцією можна зробити висновки щодо основних відмінностей даного транзистора від традиційних польових транзисторів:

1. Характеристики польового транзистора з електростатичною індукцією містять ділянку крутого підйому й не мають горизонтальної ділянки, при якій спостерігається насичення (обмеження) струму в каналі  $I_C$ . Вихідний диференційний опір таких транзисторів невеликий, що дає можливість застосовувати їх у схемах з низькоомним навантаженням.

2. Якщо канал польового транзистора з електростатичною індукцією закритий завдяки певній напрузі, прикладеній між затвором та витоком  $U_{ВЗ}$ , його можна відкрити, збільшуючи напругу  $U_{СВ}$ . Отже, зміна напруги між затвором та витоком  $U_{ВЗ}$  приводить до відповідного зсуву вихідної характеристики, майже не змінюючи її форми.

Даний польовий транзистор є твердотільним аналогом електронно-вакуумної лампи – тріода.

У теперішній час випускаються польові транзистори з електростатичною індукцією КП 934, 954, 958, 959 і каналом  $n$ -типу та КП 960, 964 і каналом  $p$ -типу.

### 1.2.4.2. Біполярний транзистор з ізолюваним затвором

Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ) (англ. IGBT – *insulated gate bipolar transistor*) (рис. 1.2.50) з'явилися у 80-х рр. XX ст. і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади. Ці транзистори виконуються на напруги до 1200 В, за частоти до 100 кГц та силі струму до 2000 А, що забезпечується паралельним з'єднанням великої кількості елементарних транзисторів на одному кристалі.

Біполярний транзистор з ізолюваним затвором виготовляється як сполучення вхідного польового транзистора з ізолюваним затвором й індукованим каналом *n*-типу та вихідного біполярного транзистора. На рис. 1.2.51, а наведено УГЗ біполярного транзистора з ізолюваним затвором, а на рис. 1.2.51, в – електрична схема заміщення. На цій схемі: транзистор  $VT_1$  – польовий МДН (МОН)-транзистор з індукованим каналом *n*-типу;  $VT_3$  – біполярний транзистор *p-n-p*-типу,  $VT_2$  – біполярний транзистор *n-p-n*-типу;  $R_1$  – послідовний опір каналу польового транзистора;  $R_2$  – опір, що шунтує перехід емітер-база біполярного транзистора  $VT_2$ .

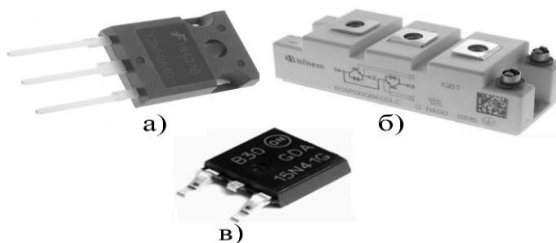
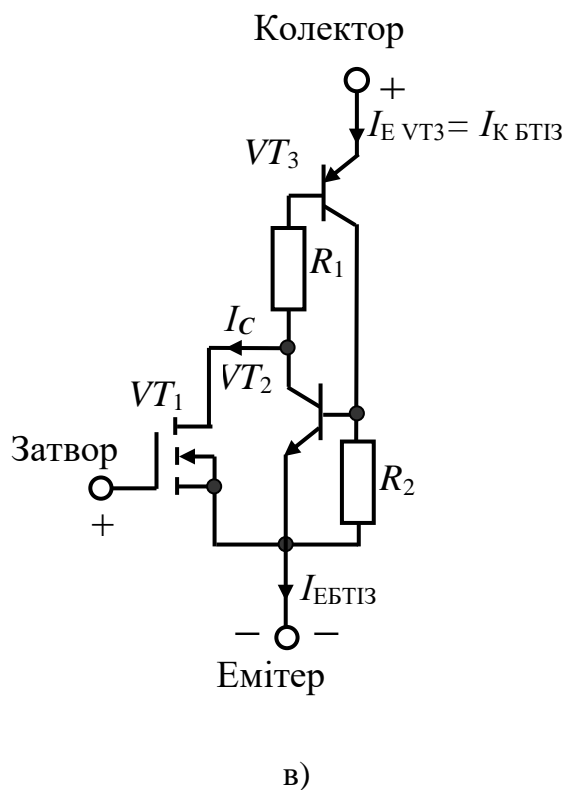
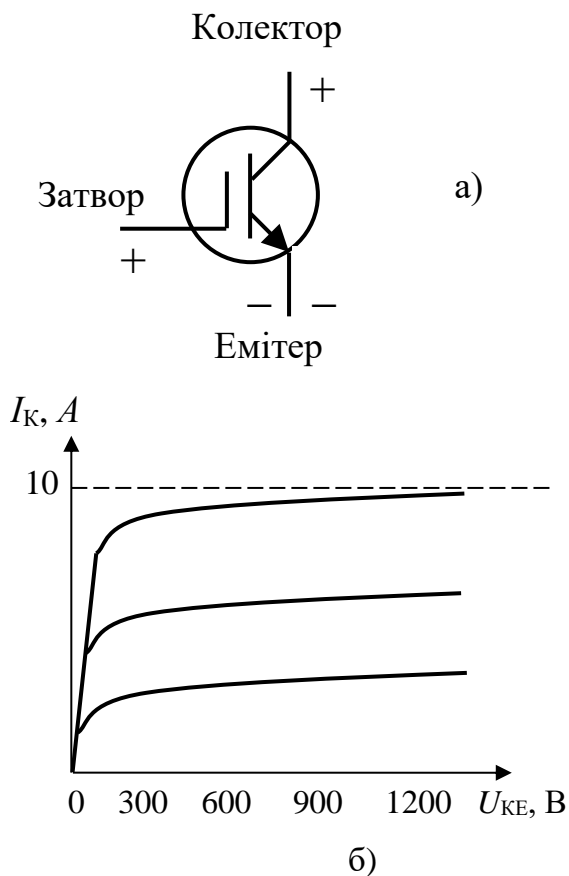


Рис. 1.2.50. Біполярні транзистори з ізолюваним затвором:  
а) HGTG12N60A4D;  
б) модуль BSM100GB60DLC;



- Рис. 1.2.51. Біполярний транзистор з ізолюваним затвором:  
 а) умовне графічне зображення; б) вихідні вольт-амперні характеристики;  
 в) електрична схема заміщення

У початковому стані, коли польовий МДН-транзистор  $VT_1$  закритий, через резистор  $R_2$  протікає тільки струм зворотно зміщених переходу емітер-база біполярного транзистора  $VT_1$   $I_{\text{ЕБ ЗВОР } VT_1}$  та переходу колектор-база біполярного транзистора  $VT_2$ ,  $I_{\text{КБ ЗВОР } VT_2}$ :  
 $\text{база } VT_3 \rightarrow R_1 \rightarrow \text{емітер } VT_2 \rightarrow R_2 \rightarrow \text{емітер БТІЗ}$ .

Цей струм надто малий, і тому він створює на резисторі  $R_2$  спад напруги, недостатній для відкриття переходу база-емітер біполярного транзистора  $VT_2$ . Біполярний транзистор  $VT_2$  закритий (у режимі відсічки колекторного струму) і майже не впливає на польовий транзистор  $VT_1$ .

За зростання напруги на затворі транзистора  $VT_1$  та перевищення нею певного порогового рівня в індукованому каналі даного транзистора починає протікати струм стоку  $I_C$  і спад напруги на резисторі  $R_1$  зростає, транзистор  $VT_3$  відкривається більше, його струми бази, колектора та емітера зростають. На резисторі  $R_2$  збільшується спад напруги, транзистор  $VT_2$  починає відкриватися і його струми бази, емітера та колектора також зростають, тобто

$$U_{3 VT_1} \uparrow \rightarrow I_{C VT_1} \uparrow \rightarrow U_{R_1} \uparrow \rightarrow I_{B VT_3} \uparrow \rightarrow I_{K VT_3} \uparrow \rightarrow I_{E VT_3} \rightarrow U_{R_2} \uparrow = \\ = \alpha \cdot I_{E VT_3} \uparrow \rightarrow U_{BE VT_2} \uparrow \rightarrow U_{B VT_2} \uparrow \rightarrow I_{R_2} \uparrow \rightarrow I_{K VT_2} \uparrow.$$

Отже, транзистори  $VT_2$ ,  $VT_3$  мають глибокий внутрішній позитивний зв'язок, оскільки струми їх колекторів і баз зв'язані.

Перевагами біполярного транзистора з ізолюваним затвором є:

великий вхідний опір, як у польових транзисторів;

підвищена крутість стоко-затворної характеристики;

значне зменшення послідовного опору, а отже і зменшення спаду напруги в режимі насичення (при відкриванні транзисторів  $VT_2$ ,  $VT_3$  вони шунтують опори каналу  $R_1$  та  $R_2$ );

біполярний транзистор з ізолюваним затвором не має вторинного (незворотного) пробою, як у звичайних біполярних транзисторах, і тому може надійно використовуватися у високовольтних електричних колах.

### 1.2.4.3. Одноперехідні транзистори

Одноперехідний транзистор (рис. 1.2.52) або двобазовий діод являє собою монокристалічну пластинку кремнію з електропровідністю  $n$ -типу та високим значенням питомого опору, на кінцях якої розташовані омичні контакти, а на бічній стороні – один емітерний  $p$ - $n$ -перехід (рис. 1.2.53). Ділянки кристалу довжиною  $\ell_1$  та  $\ell_2$  (як правило,  $\ell_1 \ll \ell_2$ ) виконують функції баз приладу (база 1 та база 2). До виводів баз підводять напругу живлення  $U_{Б1Б2}$ , причому база 2 має позитивний потенціал відносно бази 1, яку, як правило, приєднують до загальної шини пристрою, потенціал якої дорівнює 0). Під дією цієї напруги в кремнієвій пластинці протікає струм  $I_{Б1Б2}$ . Ділянка між базою 1 та базою 2 одноперехідного транзистора являє собою омичний опір у декілька кілоомів з лінійною ВАХ. Тому напруга  $U_{Б1Б2}$  розподіляється між базами пропорційно до їх опорів, які залежать від довжин  $\ell_1$  та  $\ell_2$ . Ці напруги дорівнюють, відповідно,  $U_{ЕБ10}$  та  $U_{Б2Е0}$ ,  $U_{Б1Б2} = U_{Б2Е0} + U_{ЕБ10}$ . Полярність напруги  $U_{ЕБ10}$  є такою, що в початковому стані емітерний  $p$ - $n$ -перехід буде зміщений у зворотному напрямку (закритий) і через нього буде протікати тільки невеликий зворотний струм  $I_{ЕБЗВОР}$ :  $+U_{Б1Б2} \rightarrow$  база 2  $\rightarrow$  емітер  $\rightarrow \perp$ .

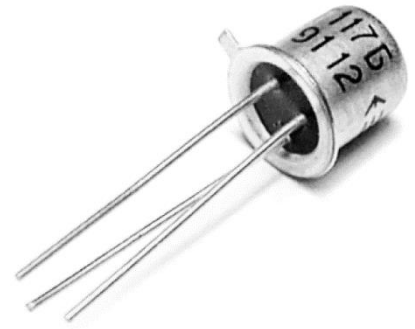


Рис. 1.2.52. Одноперехідний транзистор КТ117Б

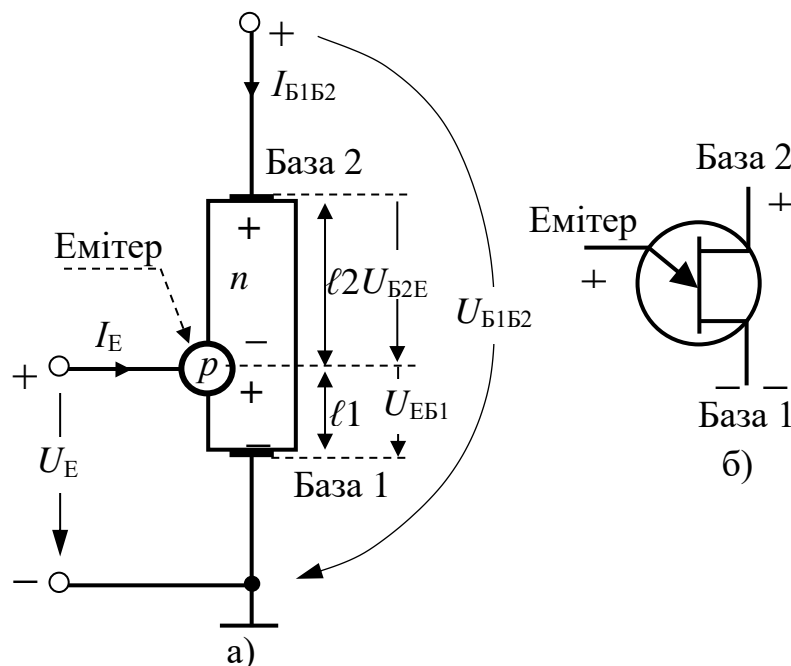


Рис. 1.2.53. Одноперехідний транзистор:  
а) будова; б) умовне графічне зображення

Цей стан збережеться до тих пір, поки напруга на емітері  $U_E$ , не перевищить величину напруги  $U_{ЕБ10}$  ( $U_E < U_{ЕБ10}$ ). У цьому стані за зростання напруги  $U_E$  від 0 до  $U_{ED}$  ширина заперного шару емітерного  $p$ - $n$ -переходу буде

зменшуватися, зворотний дрейфовий струм неосновних носіїв заряду  $I_{EBЗВОР}$  буде компенсуватися зростаючим дифузійним струмом основних носіїв заряду.

За  $U_E = U_{EB10}$  (на графіку ВАХ  $U_E = U_{ED}$ ) зворотний струм  $I_{EBЗВОР}$  буде компенсовано повністю, струм через емітер  $I_E = 0$  (точка  $D$  на графіку ВАХ).

Якщо пряма напруга на емітері  $U_E$  перевищить напругу  $U_{EB10}$  на величину, достатню для відкриття емітерного  $p-n$ -переходу (на графіку ВАХ  $U_E > U_{ED}$ ), то в кремнієву пластинку напівпровідника  $n$ -типу з емітера почнуть інжектуватися дірки. Під дією електричного поля джерела  $U_{B1B2}$  ці дірки будуть рухатися за напрямком до виводу бази  $1$ , створюючи прямий емітерний струм  $I_E$ , що буде впливати на збільшення електропровідності на ділянці довжиною  $l_1$  (опір цієї ділянки буде зменшуватися до незначної величини). Як наслідок, внутрішній спад напруги на ділянці  $l_1$   $U_{EB1}$  буде зменшуватися, що призведе до зростання напруги  $U_E$ , але не внаслідок її зовнішнього регулювання, а завдяки наявності зворотного зв'язку (зменшення напруги  $U_{EB1}$  тотожне збільшенню напруги  $U_E$ ). При цьому буде відбуватися подальше відкривання емітерного  $p-n$ -переходу, що буде впливати на збільшення струму емітера  $I_E$ . Отже, процес зростання емітерного струму  $I_E$  буде розвиватися лавиноподібно. Із зростанням емітерного струму  $I_E$ , пов'язаного зі збільшенням інжекції носіїв заряду з емітера в пластинку кристала напівпровідника  $n$ -типу, опір ділянки  $l_1$ , та, відповідно, напруга  $U_{EB1}$  будуть зменшуватися, завдяки чому напруга  $U_{BE2}$  буде зростати, що вплине на зростання струму  $I_{B1B2}$  ( $U_{B1B2} = \text{const}$ ), це, своєю чергою, вплине на збільшення напруги  $U_{EB1}$ , що як зазначалося вище тотожно зменшенню напруги  $U_E$ , а оскільки перехід відкритий, лавинний процес буде продовжуватися. Це відповідає появі ВАХ одноперехідного транзистора ділянки з негативним опором (на графіку ВАХ ділянка  $AB$ ).

Подальше зростання емітерного струму пов'язане з підвищенням зовнішньої емітерної напруги  $U_E$  (на графіку ВАХ ділянка  $BC$ ). Отже, ВАХ одноперехідного транзистора нагадує ВАХ тунельного діода, що дозволяє використовувати даний напівпровідниковий прилад для побудови різноманітних схем перемикання рис. 1.2.54.

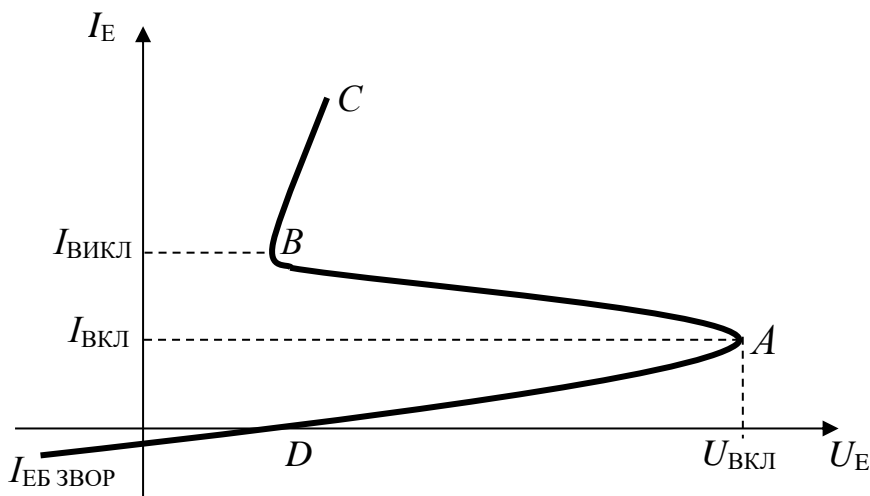


Рис. 1.2.54. Вольт-амперна характеристика одноперехідного транзистора

Завдяки своїм перевагам (простоті конструкції, стабільній напрузі спрацьовування, малому споживанню струму в колі керування, гарній повторюваності характеристик та параметрів від одного зразка до іншого, можливості передачі порівняно потужних імпульсів тощо) одноперехідні транзистори можуть бути реалізовані в різноманітних імпульсних схемах. У теперішній час набули застосування одноперехідні транзистори малої потужності типу КТ117 і 2Т117.

Принцип роботи генератора імпульсів на одноперехідному транзисторі (рис. 1.2.55). Поки конденсатор  $C$  розряджений, напруга на емітері  $U_E$  транзистора менша, ніж напруга  $U_{EB1}$  на нижній ділянці каналу, перехід емітер-база транзистора буде закритий. Завдяки джерелу  $E_J$  через канал протікає початковий струм  $I_{B1B2}$ :  $+E_J \rightarrow R_2 \rightarrow$  база 2  $\rightarrow$  база 1  $\rightarrow \perp \rightarrow -E_J$ .

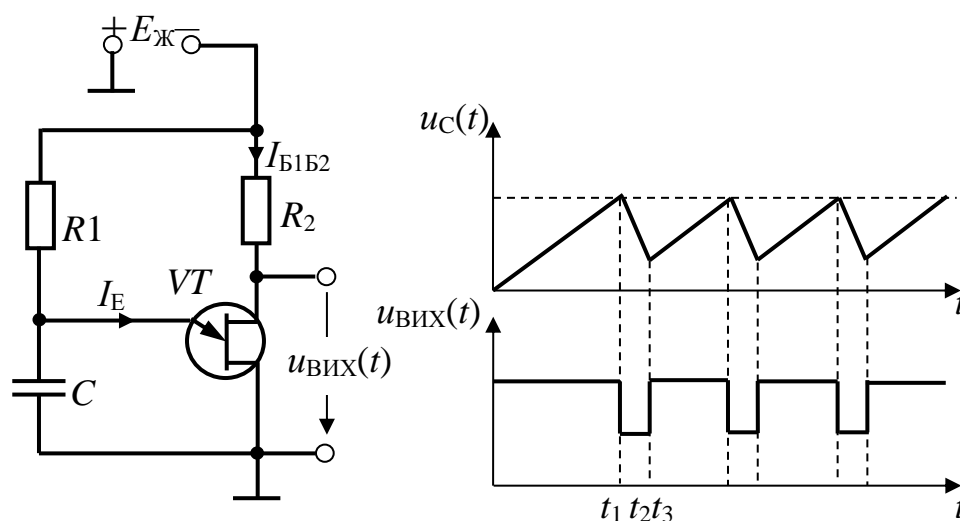


Рис. 1.2.55. Схема та епюри напруг генератора імпульсів на одноперехідному транзисторі

Напруга на виході – це напруга між базами одноперехідного транзистора

$$U_{\text{ВИХ}} = U_{B1B2} = E_J - U_{R2} = E_J - I_{B1B2} \cdot R_2. \quad (1.2.69)$$

Оскільки конденсатор на інтервалі часу від 0 до  $t_1$  заряджається через резистор  $R_1$ , то напруга на конденсаторі  $U_C$ , поступово збільшуючись, досягає значення напруги на нижній ділянці каналу  $U_{EB10}$ . Тоді, завдяки прямому ввімкненню  $p-n$ -переходу, емітер почне інжектувати заряди в канал, зменшуючи опір, насамперед, його нижньої ділянки  $\ell_1$ . Це призведе до збільшення струму емітера  $I_E$  і струму каналу  $I_{B1B2}$ . На інтервалі від  $t_1$  до  $t_2$  конденсатор  $C$  розряджається через відкритий  $p-n$ -перехід:  $+C \rightarrow$  емітер  $\rightarrow$  база 1  $\rightarrow -C$ . У момент часу  $t_2$  конденсатор розрядиться до рівня напруги, що спадає на насиченій нижній ділянці каналу  $\ell_1$ . Перехід емітер-база 1 закриється, інжекція носіїв заряду з емітера в базу 1 закінчиться, опір ділянки бази 1 зросте, спад напруги на ній  $U_{EB1}$  стрибком збільшиться, струм емітера  $I_E$  та каналу  $I_{B1B2}$  стрибком зменшаться до початкових

значень. На інтервалі часу від  $t_2$  до  $t_3$  конденсатор  $C$  знову почне дозаряджатися. У подальшому процес буде повторюватися з певною періодичністю.

### Контрольні питання

1. Загальна характеристика та класифікація біполярних транзисторів.
2. Будова, режими роботи, умовні графічні зображення, основні параметри та маркування біполярних транзисторів.
3. Принцип дії біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу в активному режимі.
4. Схеми ввімкнення біполярних транзисторів.
5. Статичні характеристики біполярних транзисторів.
6. Система  $H$ -параметрів біполярного транзистора.
7. Навантажувальні характеристики підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером.
8. Транзисторні ключі.
9. Частотні параметри біполярних транзисторів.
10. Будова, принцип дії, маркування, статичні (вольт-амперні) характеристики та параметри польових транзисторів з керуючим  $p-n$ -переходом.
11. Статичні (вольт-амперні) характеристики польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом.
12. Диференційні параметри польових транзисторів.
13. Будова та принцип дії польових МДН-транзисторів із вбудованими каналами  $n$ - та  $p$ -типів.
14. Будова та принцип дії польових МДН-транзисторів з індукованими каналами  $n$ - та  $p$ -типів.
15. Статичні (вольт-амперні) характеристики та диференційні параметри польових МДН-транзисторів.
16. Схеми ввімкнення, частотна характеристика, параметри польових транзисторів.

## РОЗДІЛ 1.3. ЕЛЕМЕНТИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ

### 1.3.1. Загальні відомості про оптоелектроніку

**Оптоелектронікою** називається науково-технічний напрямок, у якому для передачі, обробки та зберігання інформації використовуються електричні та оптичні засоби та методи.

В оптоелектроніці світловий промінь виконує ті самі функції керування, перетворення та зв'язку, що й електричний сигнал в електричних колах.

**Оптоелектронними приладами** називаються пристрої, що випромінюють та перетворюють випромінювання в інфрачервоній, видимій та ультрафіолетовій областях спектра або використовують для своєї роботи електромагнітні випромінювання, частоти яких знаходяться в цих областях.

До переваг пристроїв оптоелектроніки над суто електронними пристроями належать:

повна гальванічна розв'язка між вхідним та вихідним колами;



відсутність впливу приймача сигналу на його джерело;  
можливість узгодження електричних кіл з різними вхідними та вихідними опорами (імпендансами);

забезпечення широкої смуги пропускання та перетворення сигналів, великої швидкодії та високої інформаційної ємності оптичних каналів зв'язку;

відсутність впливу різноманітних завад, які викликані електричними та магнітними полями на оптичні кола (основними носіями заряду в оптичних колах є електрично нейтральні фотони).

До недоліків пристроїв оптоелектроніки належать:

погана часова та температурна стабільність характеристик;

порівняно велика електрична потужність, що споживається;

складність виготовлення універсальних пристроїв для обробки інформації;

жорсткі вимоги до технології виготовлення.

Внаслідок вищезазначеного радіокомпоненти оптоелектроніки та електроніки існують доповнюючи одне одного, оскільки їх використання в тій або іншій області обумовлено, насамперед, фактором доцільності.

У загальному випадку термін **«оптоелектронний прилад»** характеризує пристрій, у якому є елементи, що забезпечують генерування оптичного випромінювання, його передачу та приймання з наступним перетворенням в електричний сигнал.

В основі будови оптоелектронних пристроїв лежить використання електричних і оптичних засобів та методів передачі, обробки та зберігання інформації. Складовими частинами оптоелектроніки є світловипромінювальні та фотоприймальні пристрої, лазерна техніка, волоконна оптика, голографія та інші. В оптоелектроніці світловий промінь виконує функції управління, перетворення й зв'язку, тобто ті самі функції, що й електричний сигнал в електричних колах.

Принциповою відмінністю оптоелектронних пристроїв є використання оптичного випромінювання. Оптичне випромінювання – це електромагнітні хвилі довжиною від 0,001 мкм до 1 мм (рис. 1.3.1, а). За фізичними властивостями діапазон оптичного випромінювання ділиться на піддіапазони:

ультрафіолетове –  $\lambda = 0,001 \div 0,38$  мкм ;

видиме –  $\lambda = 0,38 \div 0,78$  мкм ;

інфрачервоне –  $\lambda = 0,78 \div 1000$  мкм .

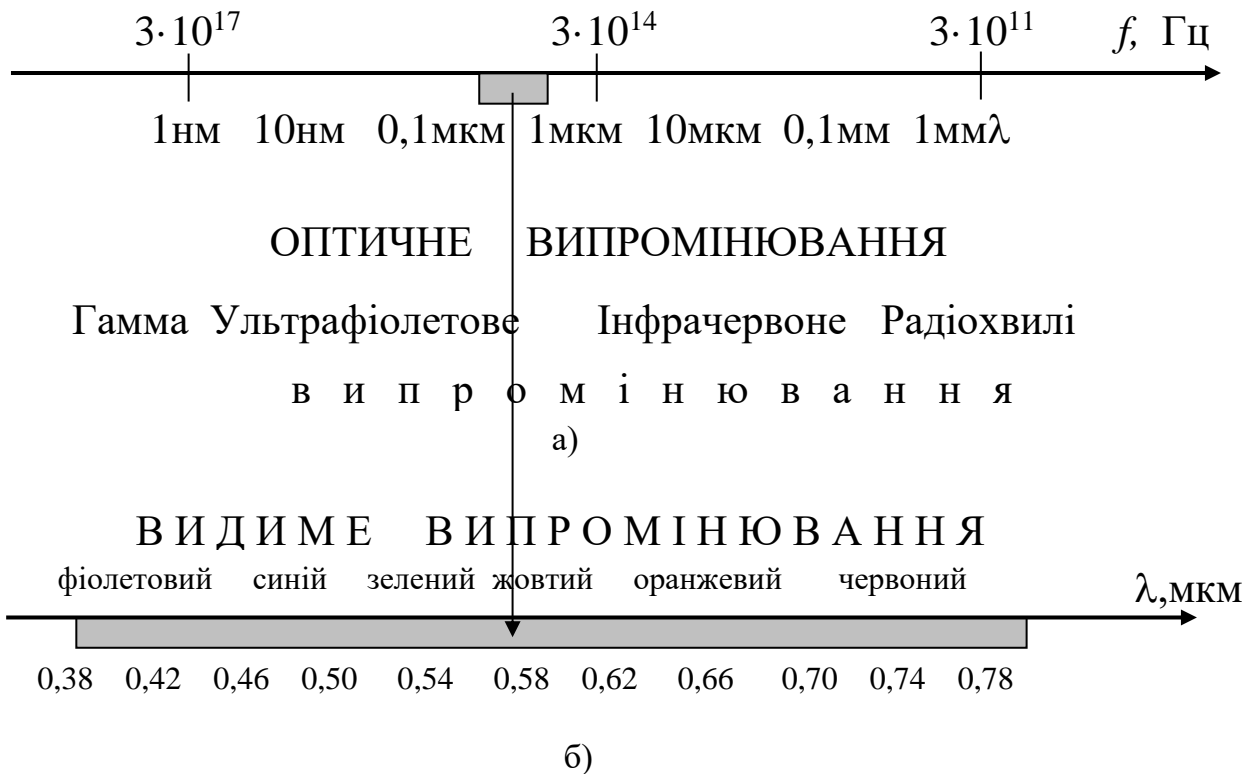


Рис. 1.3.1. Шкала оптичного випромінювання

Довжина хвилі  $\lambda$  пов'язана зі швидкістю розповсюдження електромагнітної енергіїста лінійною частотою  $f$  співвідношенням  $\lambda = c / f$ .

Чутливість людського ока до видимого випромінювання найбільша для середніх хвиль видимого діапазону й швидко знижується при віддаленні до його країв. В оптоелектроніці частіше використовується видиме та інфрачервоне випромінювання. Гамма-випромінювання є складовою радіаційного та рентгенівського випромінювання. Радіодіапазон електромагнітного випромінювання використовується в телебаченні, зв'язку, навігації, радіомовленні, радіолокації, радіоастрономії тощо.

Для здійснення елементарного перетворення в оптоелектроніці необхідно мати кероване джерело світла (фотовипромінювач), величина світлового потоку якого однозначно визначається електричним сигналом, а також фотоприймач, опір або ЕРС якого залежать від його освітлення.

Основним радіокомпонентом оптоелектроніки є «пара з внутрішнім фотонним зв'язком» або *оптрон*.

Спрощену структуру оптрона з внутрішнім фотонним зв'язком наведено на рис. 1.3.2. Він складається з трьох основних елементів:

- 1 – джерело світлового випромінювання, наприклад світлодіод аболазер;
- 2 – світловод – оптичне волокно;
- 3 – приймач світлового випромінювання.

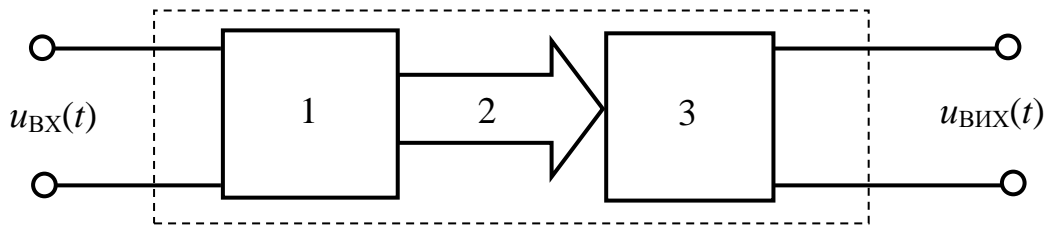


Рис. 1.3.2. Структура оптрона з внутрішнім фотонним зв'язком

У таких оптронах вхідним та вихідним є електричні сигнали. У джерелі випромінювання 1 електричні сигнали перетворюються в оптичне випромінювання, яке через світловод 2 розповсюджується до приймача 3. У приймачі 3 світлове випромінювання перетворюється на пропорційний до нього електричний сигнал. Суттєвою перевагою таких оптронів є відсутність гальванічного зв'язку між вхідними та вихідними колами. Це забезпечує великий опір між вхідним та вихідним колами (до  $10^{13} - 10^{16} \text{ Ом}$ ). Внутрішній зв'язок в оптроні даного типу – фотонний, зовнішній – електричний.

Джерело, світловий потік, або яскравість якого є однозначною функцією електричного сигналу, що надходить на його вхід, називають *керованим джерелом випромінювання*.

- Вимоги, що ставлять до керованих джерел випромінювання:
- стабільність та лінійність характеристики перетворення;
  - мініатюрність;
  - мала електрична потужність споживання;
  - достатньо велика швидкодія;
  - можливість виготовлення у вигляді інтегральних мікросхем.

### 1.3.2. Керовані джерела світла

До керованих джерел світла можна віднести світлодіоди (рис. 1.3.3) та лазери.

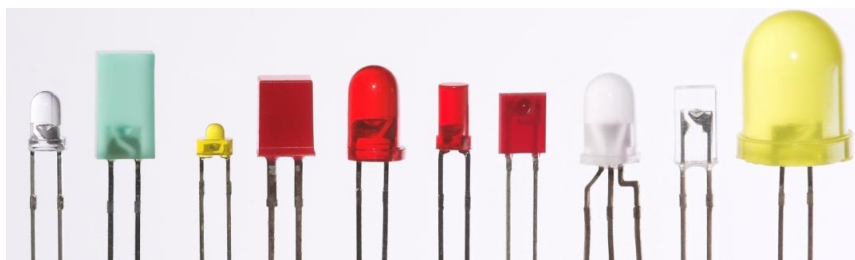


Рис. 1.3.3. Світлодіоди

**Інжекційний світлодіод** – це напівпровідниковий діод, призначений для перетворення електричної енергії у світлову. Це перетворення відбувається внаслідок того, що на границіподілу напівпровідників із різними типами електропровідності, за прямого зміщення *p-n*-переходу відбувається інтенсивна рекомбінація електричних зарядів. При цьому електрони зони провідності з високим рівнем енергії віддають частину енергії  $\Delta W$  й спускаються на нижчий енергетичний рівень у валентну зону. Відданий квант енергії  $\Delta W$  спричиняє випромінювання частотою  $f_{\text{ВИПР}}$ ,  $\Delta W = h \cdot f_{\text{ВИПР}}$ , де  $h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{сек}$  –

стала Планка. Підбором матеріалу напівпровідника та домішок можна отримати інфрачервоне або видиме випромінювання.

Інжекційні світлодіоди, виготовляються на основі арсеніду галію, фосфіду галію, фосфіду кремнію, карбіду кремнію та інших сполук. Вони характеризуються високою швидкістю (близько  $0,5 \text{ мкс}$ ), є мініатюрними та високонадійними радіокомпонентами. Їх корпуси виготовляються прозорими або з віконцем.

Схему ввімкнення світлодіода наведено на рис. 1.3.4.

Обмежувальний резистор  $R_{\text{ОБМ}}$  визначає величину струму через світлодіод, що, своєю чергою, впливає на яскравість його світіння. Чим більшої величини є прями́й струм через світлодіод, тим яскравіше він світиться.

**Маркування світлодіодів** подібне до маркування звичайних діодів: 2-й елемент – літера Л (рос. – лучевой прибор); 3-й елемент: цифри 1 або 2 – інфрачервоне випромінювання малої або великої потужності відповідно; цифри 3 або 4 – видиме випромінювання малої або великої потужності відповідно. Крім окремих світлодіодів виготовляють випромінювальні збірки. 2-й елемент маркування збірок світлодіодів – літери ЛС (рос. Л – лучевой прибор, С – сборка).

*Приклад маркування:* АЛ302А.

*Параметри інжекційних світлодіодів:*

сила світла,  $I_v$  – світловий потік, що припадає на одиницю кута в заданому напрямку, одиниця вимірювання – кандела,  $\text{кд}$  ( $0,1\text{--}10 \text{ мкд}$ );

колір випромінювання або довжина хвилі випромінювання,  $\lambda$ ;

постійна пряма напруга,  $U_{\text{ПР}}$  – спад прямої напруги за заданої величини прямого струму ( $2\text{--}4 \text{ В}$ );

кут випромінювання,  $\alpha$  – плоский кут, у межах якого сила світла складає не менше половини від її максимального значення;

характеристики залежностей: сили світла  $I_v$  від струму  $I$ ; спектральної щільності випромінювання від довжини хвилі  $I_v(\lambda) / I_v(\lambda)_{\text{max}}$ ; постійного прямого струму  $I_{\text{ПР}}$  від постійної прямої напруги  $U_{\text{ПР}}$ .

**Лазери** – джерела монохроматичного когерентного випромінювання. Залежно від середовища, що використовується для створення лазерної генерації, розрізняють твердотільні, газові та напівпровідникові лазери. Лазер є відносно складним та дорогим оптоелектронним приладом і тому використовується рідко.

Частіше в оптронах як джерела оптичного випромінювання – електролюмінесценції – використовуються світловипромінюючі діоди.

Приймачі світлового випромінювання (фотоприймачі) призначені для перетворення світлового випромінювання в електричні сигнали. За принципом дії приймачі оптичного випромінювання поділяються на теплові та фотонні.

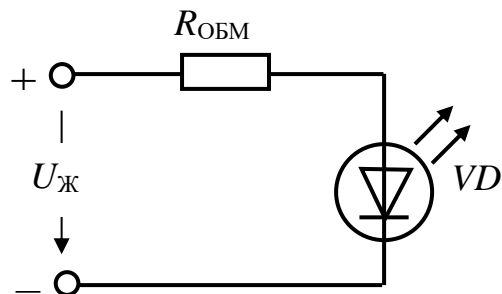


Рис. 1.3.4. Схема ввімкнення світлодіода

Як фотоприймачі можуть використовуватися фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристоритощо.

При виборі фотовипромінювачів та фотоприймачів необхідно узгоджувати їх спектральні характеристики.

### 1.3.3. Фотоприймачі

Фотоелектричні явища, на основі яких будуються фотоприймачі, поділяються на три основні види:

зміна електропровідності речовини при її освітленні – внутрішній фотоелектричний ефект;  
 виникнення ЕРС на межі двох матеріалів під дією світла – фотоелектричний ефект у запереному шарі (використовується в напівпровідникових фотоелементах);

випускання речовиною електронів під дією світла – зовнішній фотоелектричний ефект (використовується у вакуумних та газонаповнених фотоелементах).

#### 1.3.3.1. Фотодіоди

**Фотодіод** – електронний пристрій, який призначений для перетворення світлової енергії в електричну (рис. 1.3.5). При освітленні запереного шару напівпровідника під дією енергії світла генеруються пари електрон-дірка. Перебуваючи під дією електричного поля запереного шару, ці заряди рухаються в протилежних напрямках з областей, де вони є неосновними носіями заряду, в області, у яких їх вважають основними, внаслідок чого створюється фотострум  $I_{\Phi}$ .

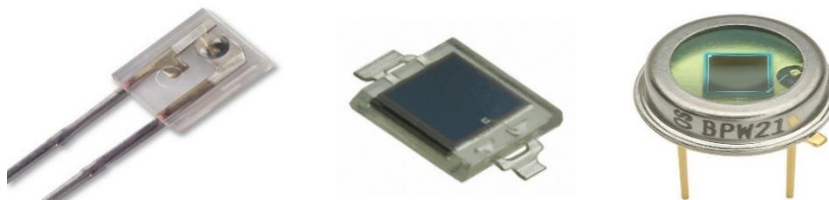


Рис. 1.3.5. Фотодіоди

Фотодіоди можуть використовуватися у двох режимах:

1. Режим фотоелектрорушійної сили (сонячна батарея) – під дією світла між виводами фотодіода утворюється різниця потенціалів  $U_{\Phi E}$  (рис. 1.3.6, а).

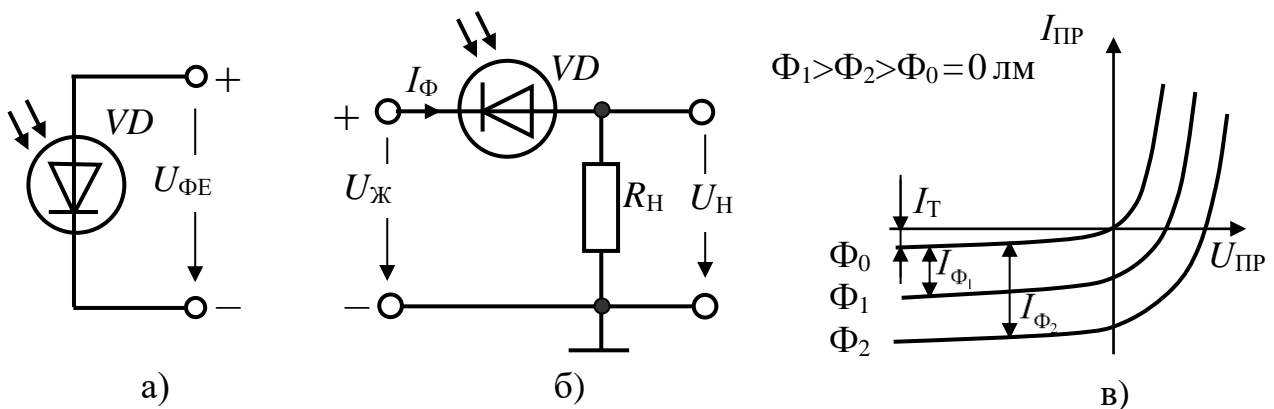


Рис. 1.3.6. Схеми ввімкнення фотодіода (а, б) та його вольт-амперна характеристика (в)

2. «Фоторезистивний» режим. Через неосвітлений фотодіод, зворотно ввімкнений до джерела напруги живлення  $U_{\text{Ж}}$  (рис. 1.3.6,б), струм не протікає. При освітленні запірного шару фотодіода в ньому буде протікати зворотний струм, величина якого буде залежати від інтенсивності світла. Чим більшою є інтенсивність світла, яке буде освітлювати фотодіод, тим більшим буде зворотний струм через нього, що еквівалентно зменшенню його опору. На навантаженні  $R_{\text{Н}}$  буде виділятися спад напруги  $U_{\text{Н}} < U_{\text{Ж}}$ . Маркуються фотодіоди літерами ФД.

### 1.3.3.2. Фототранзистори

У багатьох випадках існує потреба в збільшенні чутливості радіокомпонентів до освітлення, що можливо здійснити, використовуючи підсилювальні властивості біполярного транзистора. Якщо фотодіод увімкнута в кола бази біполярного транзистора, який перебуває в активному режимі, його струм бази  $I_{\text{Б}}$  буде обумовлюватися та залежати від струму фотодіода  $I_{\text{Ф}}$ . Звичайно, його колекторний струм  $I_{\text{К}}$  буде у багато разів більший за фотострум  $I_{\text{Ф}}$ , тобто чутливість такого пристрою підвищиться.

Функції фотодіода може виконувати перехід колектор-база біполярного транзистора, якщо забезпечити доступ до нього світла. Саме такий за конструкцією транзистор називають *фототранзистором* (рис. 1.3.7). Його УГЗ показано на рис. 1.3.8, б.

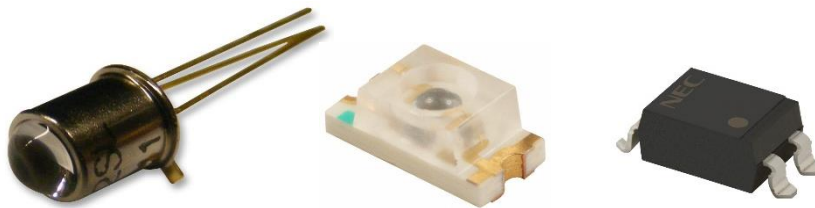


Рис. 1.3.7. Фототранзистори

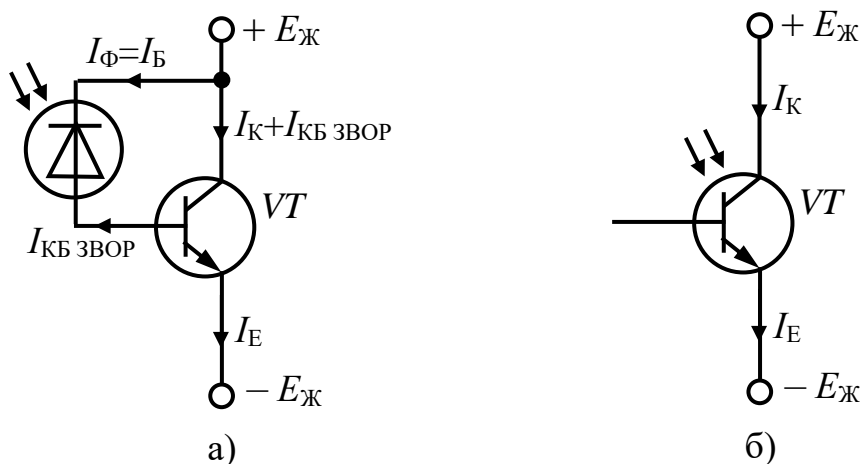


Рис. 1.3.8. Схема підвищення чутливості фотодіода (а); фототранзистор (б)

Розрізняють дві схеми ввімкнення фототранзистора (рис. 1.3.9):  
 з навантаженою базою;  
 з «плаваючою» базою.

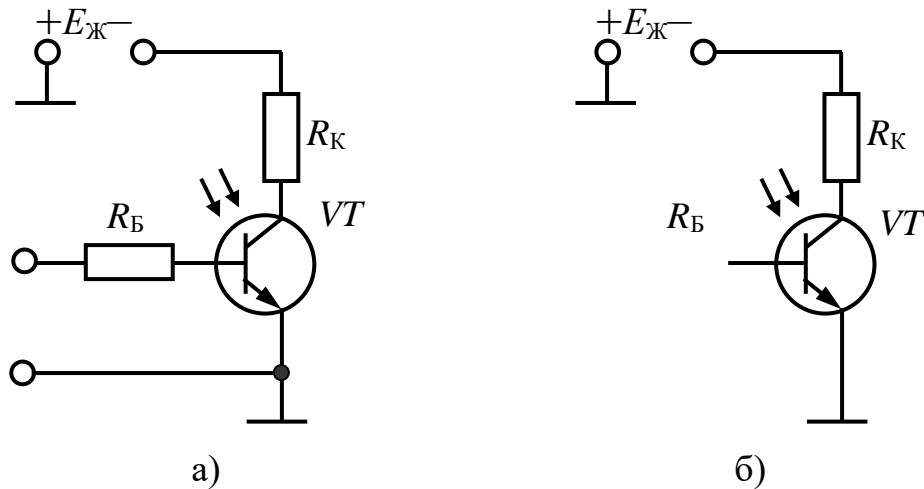


Рис. 1.3.9. Схеми ввімкнення фототранзистора:  
 а) з навантаженою базою; б) з «плаваючою» базою

У варіанті схеми з «плаваючою» базою (рис. 1.3.9, б) струм колектора  $I_K$  складається з теплового  $I_{KB \text{ ЗВОР}}$  та фото- $I_{KB \text{ Ф}}$  струмів переходу колектор-база, які одночасно підсилюються у  $\beta$  разів, тобто

$$I_K = (\beta + 1) \cdot (I_{KB \text{ ЗВОР}} + I_{KB \text{ Ф}}). \quad (1.3.1)$$

При цьому транзистор перебуває в активному режимі і забезпечує найбільшу чутливість до світлового опромінення. Проте у цьому варіанті одночасно проявляється найбільший вплив теплового (темнового) струму, що у деяких випадках може завадити використанню фототранзистора за призначенням.

У варіанті схеми з навантаженою базою (рис. 1.3.9, а) резистор  $R_B$ , частково відводить заряди з бази. Зміною його опору можна досягти закритого стану транзистора, тобто зменшити темновий струм колектора. Але при цьому зменшується також чутливість фототранзистора.

Порівняно з фотодіодами ці компоненти мають значно більшу фоточутливість, але меншу швидкодію (більшу сталу часу зміни струму). Маркування фототранзисторів подібне до фотодіодів – починається з літер ФТ, наприклад, ФТ – 3.

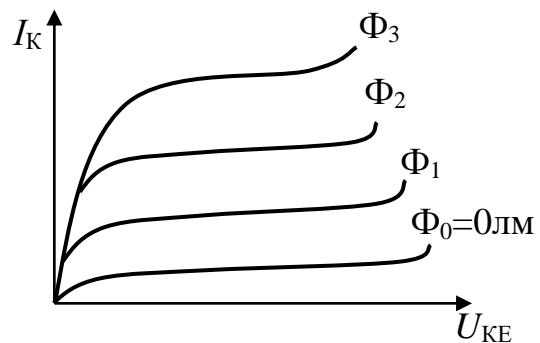


Рис. 1.3.10. Вихідні статичні характеристики фототранзистора

### 1.3.3.3. Фототиристри

**Фототиристри** (рис. 1.3.11) використовуються для комутації світловим сигналом електричних сигналів великої потужності.



Рис. 1.3.11. Фототиристри

Фототиристри мають чотиришарову  $p-n-p-n$ -структуру, у якій переходи П1 та П3 зміщені в прямому напрямку (відкриті), а колекторний перехід П2 – у зворотному (закритий) (рис. 1.3.12). Світло попадає на обидві бази тиристора – шари  $p_2$  та  $n_1$ . При цьому зі зростанням освітленості збільшуються емітерні струми, що приводить до збільшення коефіцієнтів передачі струму  $\alpha$  (рис. 1.3.13). Опір фототиристора змінюється від  $10^8$  (зачинений стан) до  $10^{-1}$  Ом (відчинений стан). Час перемикання фототиристора становить  $10^{-5} - 10^{-6}$  с.

Сучасні фототиристри виготовляють на струми від декількох міліампер до сотень ампер та напруги від декількох десятків до тисяч вольт. Потужність світлового випромінювання (за довжини хвилі  $0,9 \text{ мкм}$ ) знаходиться в межах від 1 до  $100 \text{ мВт}$ . Фототиристри набули застосування в різноманітних пристроях автоматичного керування та захисту, а також у потужних високовольтних перетворювачах.

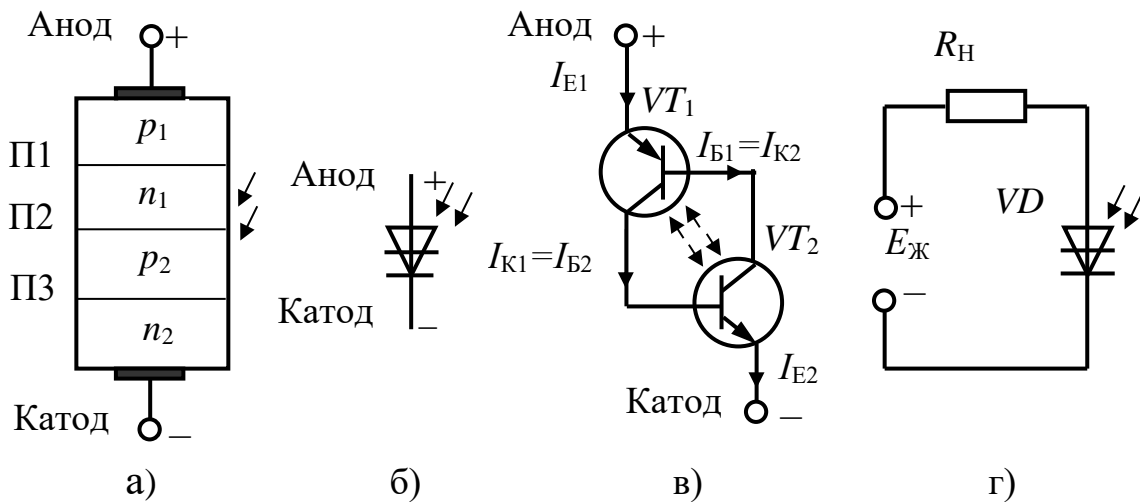


Рис. 1.3.12. Фототиристор:  
 а) структура; б) умовне графічне зображення;  
 в) транзисторна схема заміщення; г) схема вмикання



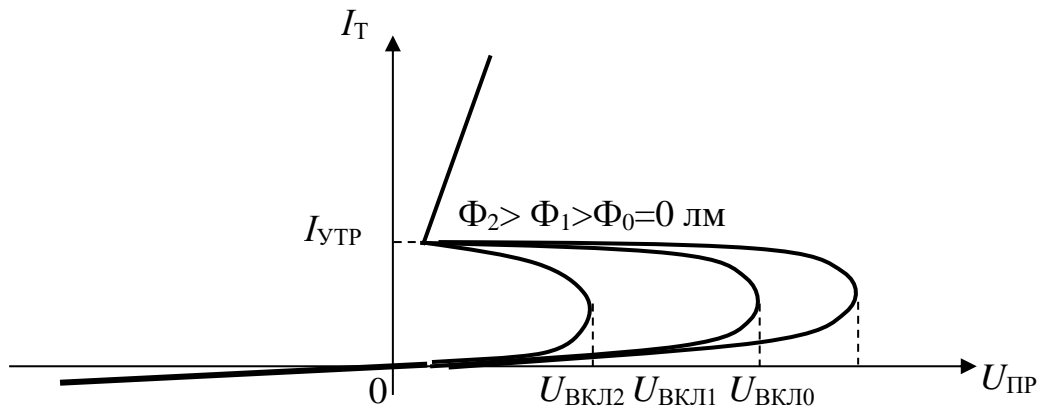


Рис. 1.3.13. Вольт-амперні характеристики фототиристора

### 1.3.4. Світловоди

В оптронах між джерелом випромінювання та фотоприймачем є середовище, яке виконує функції **світловоду**. Для того, щоб зменшити втрати на відбиття світла від границі поділу між випромінювачем світла та світловодом, останній повинен володіти великим коефіцієнтом заломлення, оскільки відповідний коефіцієнт заломлення матеріалів, на основі яких виготовляють джерела випромінювання є достатньо великим (для  $GaAsn = 3,6$ ). Середовища з великим коефіцієнтом заломлення називаються *імерсійними*. Імерсійна речовина повинна: мати високий коефіцієнт заломлення; бути прозорою в робочій області частот; добре узгоджуватися з матеріалами фотоперетворювачів. Перспективними вважають свинцеве з  $n = 1,7 \div 1,9$  та селенове з  $n = 2,4 \div 2,9$  скло.

Можливість здійснення оптичного зв'язку за допомогою оптронів ілюструється на рис. 1.3.14.

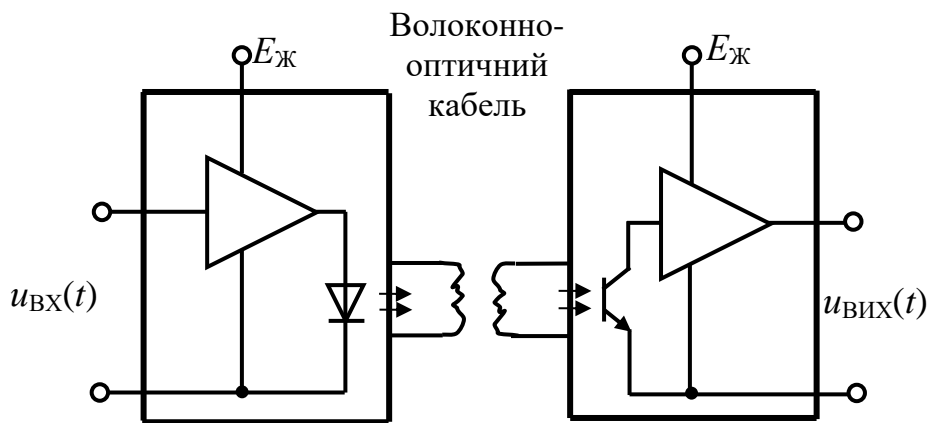


Рис. 1.3.14. Здійснення оптичного зв'язку за допомогою оптрона

У передавальному пристрої такої лінії зв'язку головними елементами є – випромінювач світла (світлодіод), у приймальному – фотоприймач (фоторезистор, фотодіод, фототранзистор, фототиристор). Зв'язок між фотопередавачем та фотоприймачем здійснюється за допомогою спеціального світловоду – волоконно-оптичного кабелю, що забезпечує необхідну завадостійкість і надійність зв'язку. Смугапропускання такого оптичного каналу

надзвичайно велика (по одній лінії зв'язку можна одночасно передавати  $10^{10}$  телефонних розмов та  $10^6$  телевізійних програм).

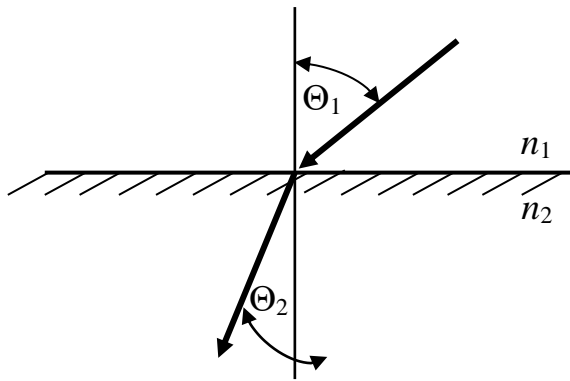


Рис. 1.3.15.Заломлення світла на границі поділу двох середовищ ( $\Theta_1$ – кут падіння,  $\Theta_2$ – кут заломлення)

Подібні лінії зв'язку використовуються в обчислювальній техніці для передачі великих масивів інформації, що обробляються в різних блоках електронно-обчислювальної машини (ЕОМ).

Передача світла по волоконно-оптичному світловоду основана на використанні ефекту повного внутрішнього відбиття (рис. 1.3.15). Як відомо з курсу фізики, світловий промінь, проходячи через границю поділу двох середовищ із показниками заломлення  $n_1$  та  $n_2$  підкорюється закону заломлення,

що описується рівнянням

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\sin \Theta_2}{\sin \Theta_1}, \quad (1.3.2)$$

звідки

$$n_1 \cdot \sin \Theta_1 = n_2 \cdot \sin \Theta_2, \quad (1.3.3)$$

тоді

$$\sin \Theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \Theta_1. \quad (1.3.4)$$

Якщо  $n_1 < n_2$  і  $\sin \Theta_1 > 1$ , то  $\sin \Theta_2 < 1$ .

За умови  $n_1 > n_2$ , коли світло переходить із середовища оптично більш щільного до середовища оптично менш щільного, при зміні кута падіння  $\Theta_1$  настає момент, коли  $\sin \Theta_2 > 1$ , а це неможливо. У цьому випадку промінь не заломлюється, а повністю відбивається від поверхні поділу середовищ (рис. 1.3.16). У світловому хвилеводі саме це фізичне явище використовується: промінь послідовно відбивається від стінок хвилеводу і розповсюджується в заданому напрямку.

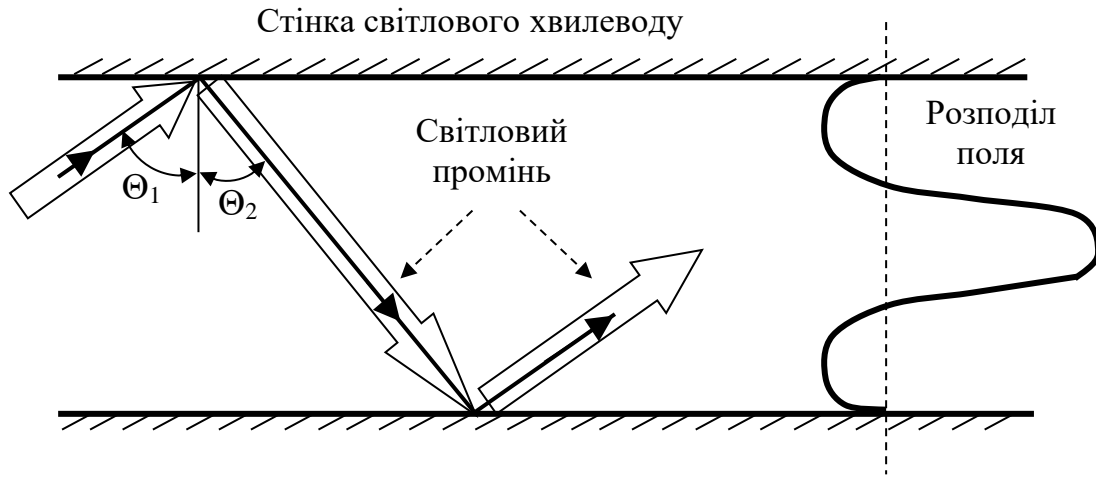


Рис. 1.3.16. Світловий промінь у світловому хвилеводі (явище повного внутрішнього відбиття)

У волоконно-оптичних світловодах використовується волокно з двох шарів. Воно складається з осердя (внутрішньої жили) з показником заломлення  $n_1$  та оболонки з показником заломлення  $n_2$ .

Оскільки внутрішня жила оптично більш щільна, ніж оболонка ( $n_1 > n_2$ ), то для променів, що входять усвітловід під малими кутами у відношенні до осі світловоду, виконується умова повного внутрішнього відбиття: при падінні світлової хвилі на границю з оболонкою вся її енергія відбивається всередину осердя. Те саме відбувається і при всіх наступних відбиттях. Отже, світло розповсюджується вздовж осі світловоду, не виходячи крізь оболонку.

Максимальний кут відхилення від осі, за якого ще відбувається повне внутрішнє відбиття, визначають з рівняння

$$\sin \Theta_{1\max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (1.3.5)$$

Як правило, внутрішня жила виготовляється із чистого кварцу, а оболонка зі здатністю відбивати світло, що має менший показник заломлення, з кварцу, легованого бором (рис. 1.3.17). Діаметр внутрішньої жили світловоду, як правило, не перевищує десятків мікрометрів (*мкм*), а діаметр оболонки – 100 *мкм*. Такі світловоди відрізняються високою міцністю і водночас є стійкими до згинання та скручування.

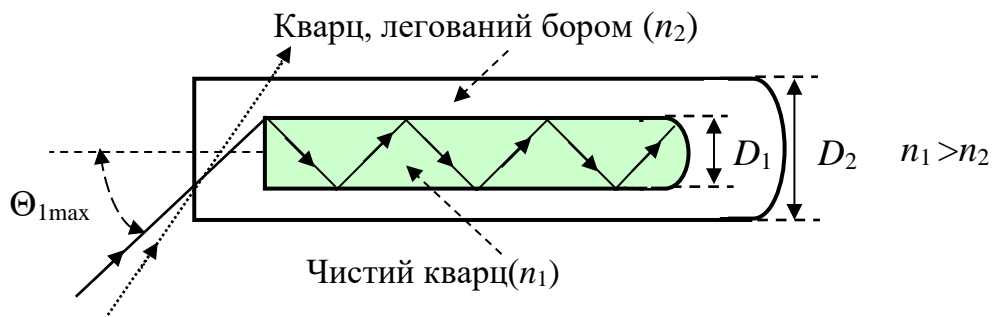


Рис. 1.3.17. Розповсюдження світлового променя у двошаровому світловоді

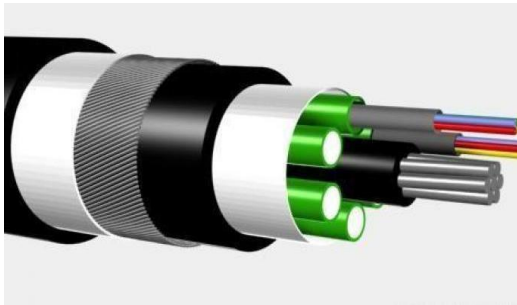


Рис. 1.3.18. Волоконно-оптичний кабель

Двошарові світловоди можуть об'єднуватися в кабелі, до складу яких входять декілька сотень двошарових волокон (рис. 1.3.18). Типові технічні дані оптичних кабелів такі: зовнішній діаметр 2–20 мкм; міцність на розрив – від десятків до сотень ньютонів; маса – 0,3–200 г/м; допустимий радіус згинання 5–50 см.

Найбільш складним завданням є введення світлового променя у світловід.

Найкраще узгодження досягається при використанні як випромінювача твердотілого лазера, який здатний формувати когерентне випромінювання. Більші складнощі виникають при з'єднанні світловодів з інжекційними світлодіодами, які мають широкую діаграму спрямованості. У цьому випадку осердя, що проводить світло, розміщується безпосередньо над активною областю світлодіода. Ефективність введення може бути підвищена за допомогою спеціальних лінзових систем, здатних здійснювати фокусування. Однак це призводить до суттєвого ускладнення конструкції пристрою введення.

### 1.3.5. Оптрони

Як зазначалося вище основним та найбільш поширеним елементом оптоелектроніки є *оптрон* (рис. 1.3.19).

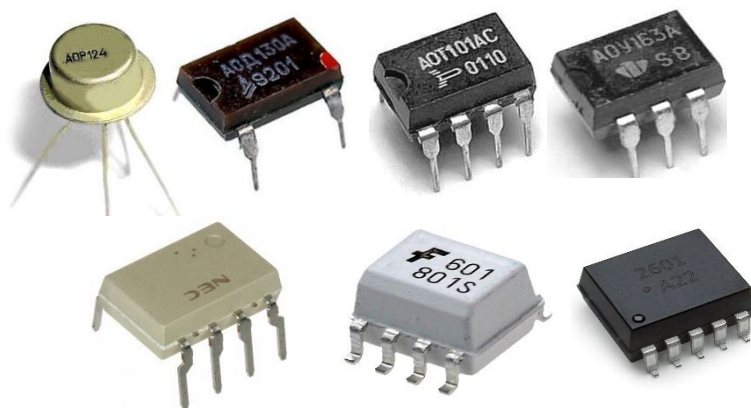


Рис. 1.3.19. Оптрони

Залежно від типу фотоприймачів розрізняють такі типи оптронів:  
 резисторні;  
 діодні;  
 транзисторні;  
 тиристорні.

УГЗвказаних оптронів показано на рис. 1.3.20.

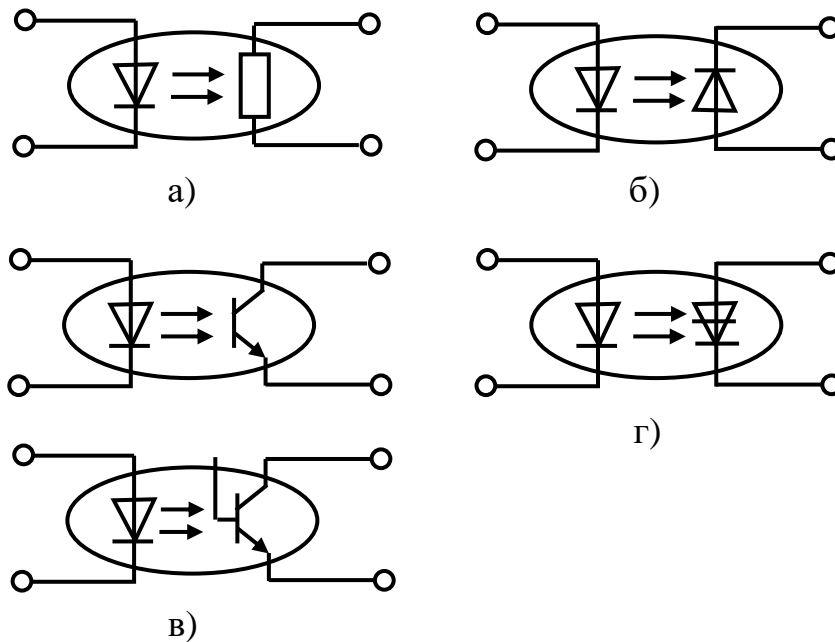


Рис. 1.3.20. Умовні графічні зображення оптронів:  
 а) резисторного; б) діодного; в) транзисторного; г) тиристорного

Залежно від сукупності характеристик оптронної пари, що використовується, оптрон може виконувати в електричних колах різноманітні функції, а саме:

- перемикання;
- підсилення;
- узгодження;
- перетворення;
- індикацію.

Як приклади технічного використання оптронів на рис. 1.3.21 наведено схеми, що дозволяють реалізувати специфічні властивості цих приладів. Наприклад, резисторний оптрон (рис. 1.3.21, а) може бути використаний у схемі електронно-керованого подільника аналогової напруги. Так, під впливом вхідної напруги керування  $u_{\text{КЕР}}(t)$  будуть змінюватися прямий струм через світлодіод та його світловий потік, що буде впливати на зміну опору фоторезистора та на розподіл напруги джерела  $E_{\text{Ж}}$  між фоторезистором та резистором навантаження  $R_{\text{Н}}$ . Ця схема може бути використана в електронних підсилювачах, де є необхідним дистанційне керування коефіцієнтом підсилення. Традиційно для цієї мети застосовують ручні потенціометричні регулятори підсилення, які є неефективними при використанні їх в апаратурі високого класу, для дистанційного керування на значній відстані, оскільки в з'єднувальних дротах будуть виникати значні наводки при дії змінних електромагнітних полів, що буде призводити до появи в складі електричного сигналу певного фону. Для повного усунення наводок необхідно ізолювати сигнальне коло від кола керування. Це завдання вирішується за допомогою електронно-керованого подільника напруги на резисторному оптроні.

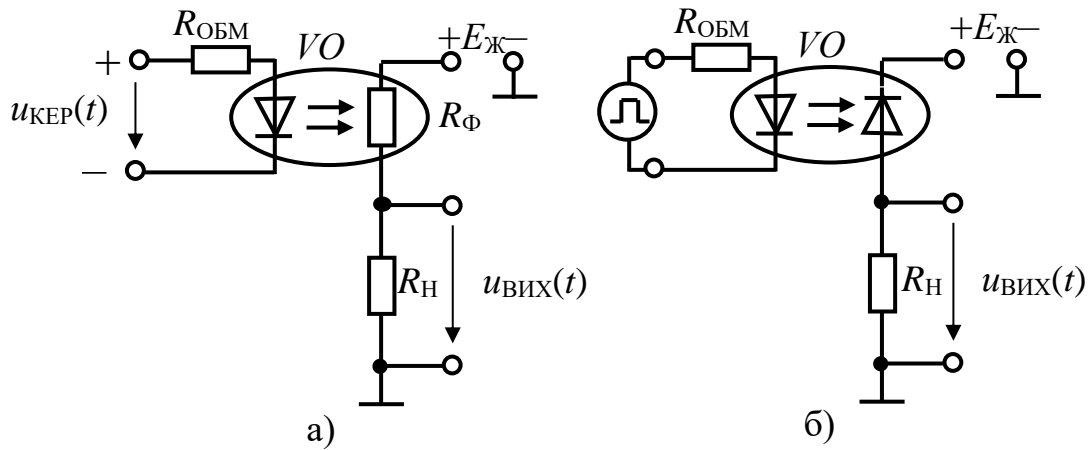


Рис. 1.3.21. Застосування оптронів:

а) у схемі електронно-керованого подільника напруги; б) у ключовій схемі

На рис. 1.3.21, б показано найпростішу схему ввімкнення діодного оптрона. Ця схема може працювати в ключовому (імпульсному) режимі при цьому створювати на виході імпульсну напругу, яка перевищує за своєю амплітудою рівень вхідних імпульсів керування. Напруга на виході являє собою частину високої (10–20 В) напруги ДЖ  $E_{Ж}$  та залежить від струму фотодіода. Величина струму фотодіода, своєю чергою, керується світловим потоком світлодіода, який змінюється (модулюється) за законом зміни імпульсного вхідного сигналу. При цьому амплітуда вхідних імпульсів, що впливають на світлодіод, може бути значно меншою, ніж вихідна  $u_{ВИХ}(t)$ . Аналогічно можуть бути побудовані ключові схеми на транзисторних та тиристорних оптронах.

На рис. 1.3.22 показано застосування транзисторного оптрона в колі передачі інформації (наприклад між ПЕОМ та принтером з послідовним інтерфейсом). Вхідне сигнальне коло приєднується до світлодіода оптрона і тому імпульси струму в ньому викликають імпульси світлового випромінювання. Фототранзистор оптрона з'єднується послідовно з ДЖ та навантаженням  $R_{Н}$ . Це забезпечує виникнення імпульсів струму через навантаження  $R_{Н}$  та отримання вихідного імпульсного сигналу. При цьому досягається та нова якість, що між пристроями передачі та приймання інформації може бути довільна (у допустимих межах) різниця потенціалів, і вона не впливає на процес передачі інформації. Для забезпечення певного порогу чутливості та захисту кола зв'язку, у схемі застосовують додаткові елементи: резистори  $R_1$ ,  $R_2$  та стабілітрон  $VD$ .

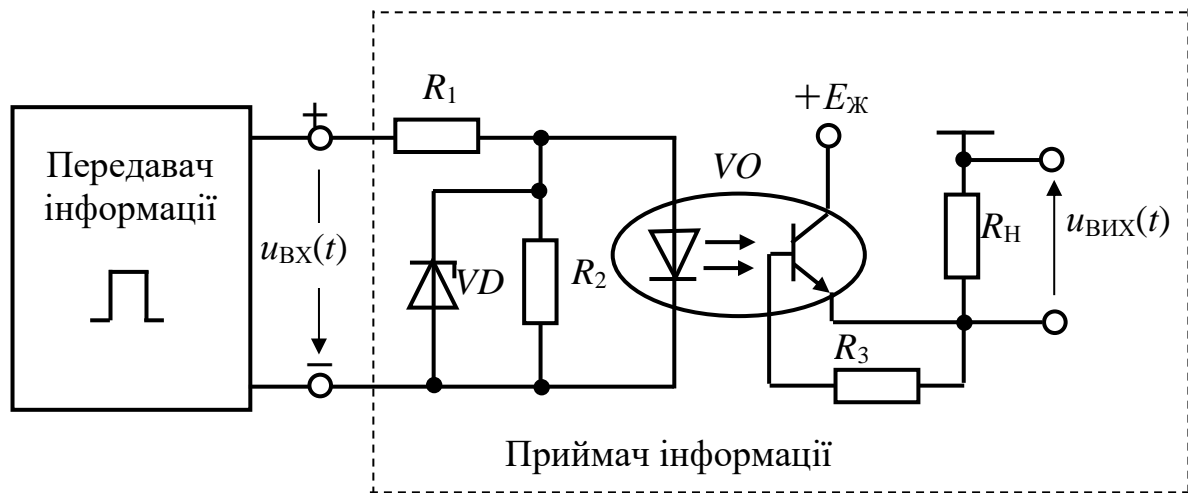


Рис. 1.3.22. Застосування транзисторного оптрона в колі передачі інформації

До параметрів оптронів належать параметри його складових – світлодіодата фотоприймача. Також параметрами оптронів є параметри діелектрика світловоду, а саме опір та максимальна напруга ізоляції між вхідним та вихідним елементами  $R_{\text{ІЗОЛ}}$ ,  $U_{\text{ІЗОЛ max}}$ .

**Маркування оптронів** відповідає загальним правилам, проте, функціональне призначення вказується двома літерами, перша з яких О, а друга – вказує на тип фотоприймача: ОП, ОД, ОТ, ОУ, відповідно, для резисторних, діодних, транзисторних та тиристорних оптронів.

*Приклади маркування:*

АОД103А – арсенід-галієвий загального призначення діодний оптрон, малої потужності, інфрачервоного діапазону, розробка № 03, група параметрів А;

АОТ110В – арсенід-галієвий загального призначення транзисторний оптрон, малої потужності, видимого діапазону, розробка № 10, група параметрів В;

АОУ309В – арсенід-галієвий загального призначення тиристорний оптрон, малої потужності, видимого діапазону, розробка № 09, група параметрів В.

Оптрони виготовляються в дискретному (рис. 1.3.23) та мікромініатюрному виконанні (рис. 1.3.24).

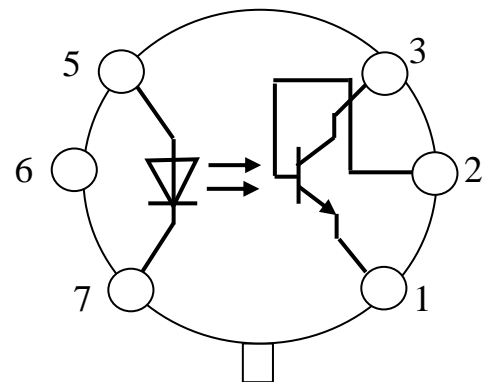


Рис. 1.3.23. Дискретне виконання транзисторного оптрона

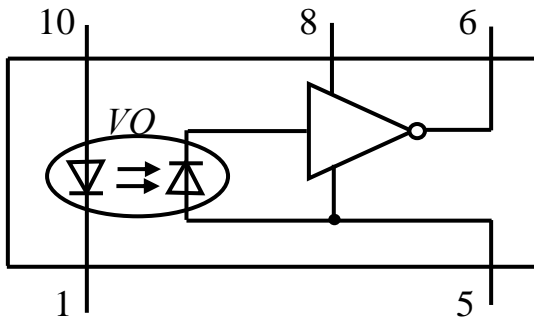


Рис. 1.3.24. Мікромініатюрне виконання транзисторного оптрона

Отже, діодні, транзисторні та тиристорні оптрони, переважно, використовують у ключових (імпульсних) режимах як швидкодіючі ключі різноманітного функціонального призначення. Аналогові оптрони реалізуються на основі фоторезисторів та застосовуються в різного роду безконтактних регулюваннях, у колах автоматичного керування.

### 1.3.6. Напівпровідникові індикатори

У напівпровідникових індикаторах функцію елементів зображення виконують світлодіоди.

Переваги напівпровідникових індикаторів:

низькі робочі напруги (2–3 В) та споживання електричної енергії;

високі яскравість зображення, швидкодія; надійність та тривалість терміну експлуатації.

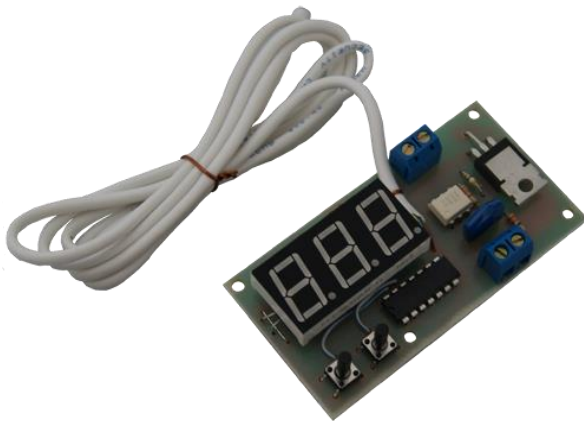


Рис. 1.3.25. Плата з трирозрядним знакосинтезуючм індикатором

Напівпровідникові індикатори використовуються в матричній конструкції для відображення графічної інформації або як знакосинтезуючі (рис. 1.3.25).

Найбільш поширеними є знакосинтезуючі цифрові восьми- і дев'яти-сегментні індикатори (рис. 1.3.26, а) з кількістю знакомісць (розрядів) до дев'яти. Сегменти – це світлодіоди, причому для зменшення кількості керуючих входів, їх об'єднують у стовпці та рядки (рис. 1.3.26, б).

Ці входи називаються *виводами вибірки знакомісця*. У напівпровідниковому (світлодіодному) індикаторі в рядках об'єднуються катоди, а в стовпцях – аноди світлодіодів.

Щоб сегменти індикатора не світилися, в початковому стані напруги рядків  $U_1$ ,  $U_2$  й  $U_3$  повинні бути позитивними, а напруги стовпців  $U_a$ ,  $U_b, \dots, U_h$  – нульовими (рис. 1.3.27, інтервал часу  $0-t_1$ ). Наприклад, у рядок об'єднуються катоди світлодіодів сегментів одного знакомісця. Тоді вибір рядка за допомогою напруг  $U_1$ ,  $U_2$  або  $U_3$  – це вибір номера знакомісця (рис. 1.3.26, б). У стовпцях об'єднуються аноди світлодіодів однойменних сегментів. Тоді вибір стовпця за допомогою напруг  $U_a$ ,  $U_b, \dots, U_h$  зводиться до вибору сегмента, який повинен засвітитися. Оскільки для висвітлення необхідної цифри потрібно одночасно засвітити декілька знаків, то використовується принцип динамічної індикації. Він полягає у тому, що на електроди подають комбінації напруг, які



спочатку забезпечують індикацію потрібного знака на першому знакомісті, потім на другому й т. д. Після послідовного проходження всіх знакомістей все повторюється спочатку. Щоб не було помітно мерехтіння світла, темп проходження всіх знакомістей повинен бути не менше  $20 \text{ Гц}$ .

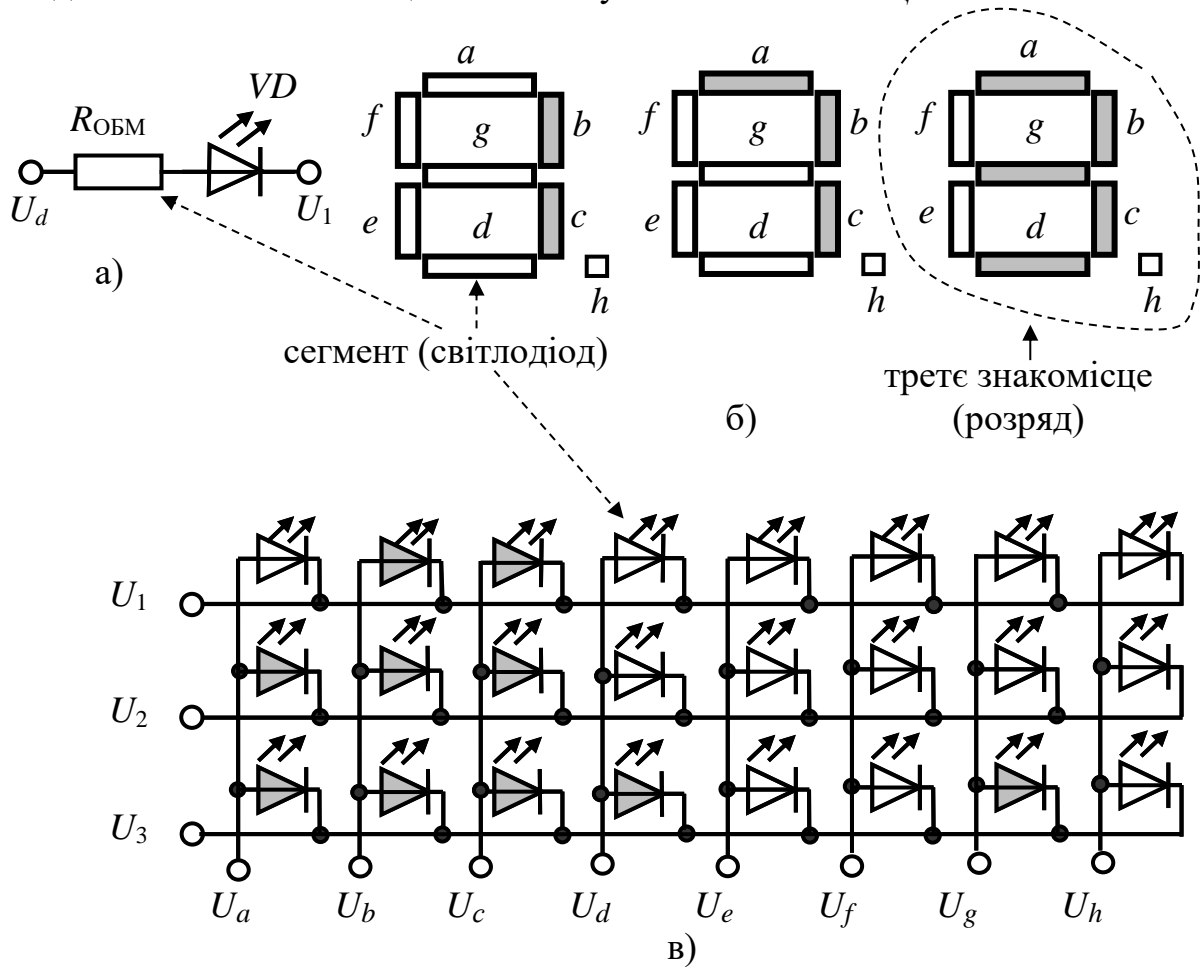


Рис. 1.3.26. Трирозрядний напівпровідниковий індикатор:  
 а) схема ввімкнення сегмента (світлодіода); б) структура трирозрядного восьми сегментного знакового індикатора; в) схема подачі імпульсних напруг на трирозрядний восьми сегментний напівпровідниковий індикатор

Наприклад, у трирозрядному індикаторі необхідно висвітлити число 173. Для висвітлення цифри 1 – необхідно світіння сегментів *b* та *c* на першому знакомісті. Для висвітлення цифри 7 необхідно світіння сегментів *a*, *b* та *c* на другому знакомісті. Для висвітлення цифри 3 необхідно світіння сегментів *a*, *b*, *c*, *d* та *g* на третьому знакомісті. Епюри напруг керування, які забезпечать світіння числа 173, показано на рис. 1.3.27.

На інтервалі часу  $0-t_1$  ні один сегмент не світиться, тому що на всі світлодіоди подаються напруги, які забезпечують їх зворотне зміщення (закритий стан). На інтервалах часу  $t_1-t_2$  та  $t_7-t_8$  формуються керуючі напруги, які забезпечують світіння цифри 1 (сегментів *b* та *c*) на першому знакомісті. На інтервалі часу  $t_3-t_4$  забезпечується світіння цифри 7 (сегментів *a*, *b* та *c*) на другому знакомісті. На інтервалі часу  $(t_5-t_6)$  забезпечується світіння цифри 3 (сегментів *a*, *b*, *c*, *d* і *g*) на третьому знакомісті. Інтервал часу  $t_1-t_7$  є періодом  $T$  індикації всього

числового рядка. Величина періоду  $T$  не повинна перевищувати  $50 \text{ мс}$  ( $T \leq 50 \text{ мс}$ ,  $f \geq 20 \text{ Гц}$ ) інакше буде помітне мерехтіння світла.

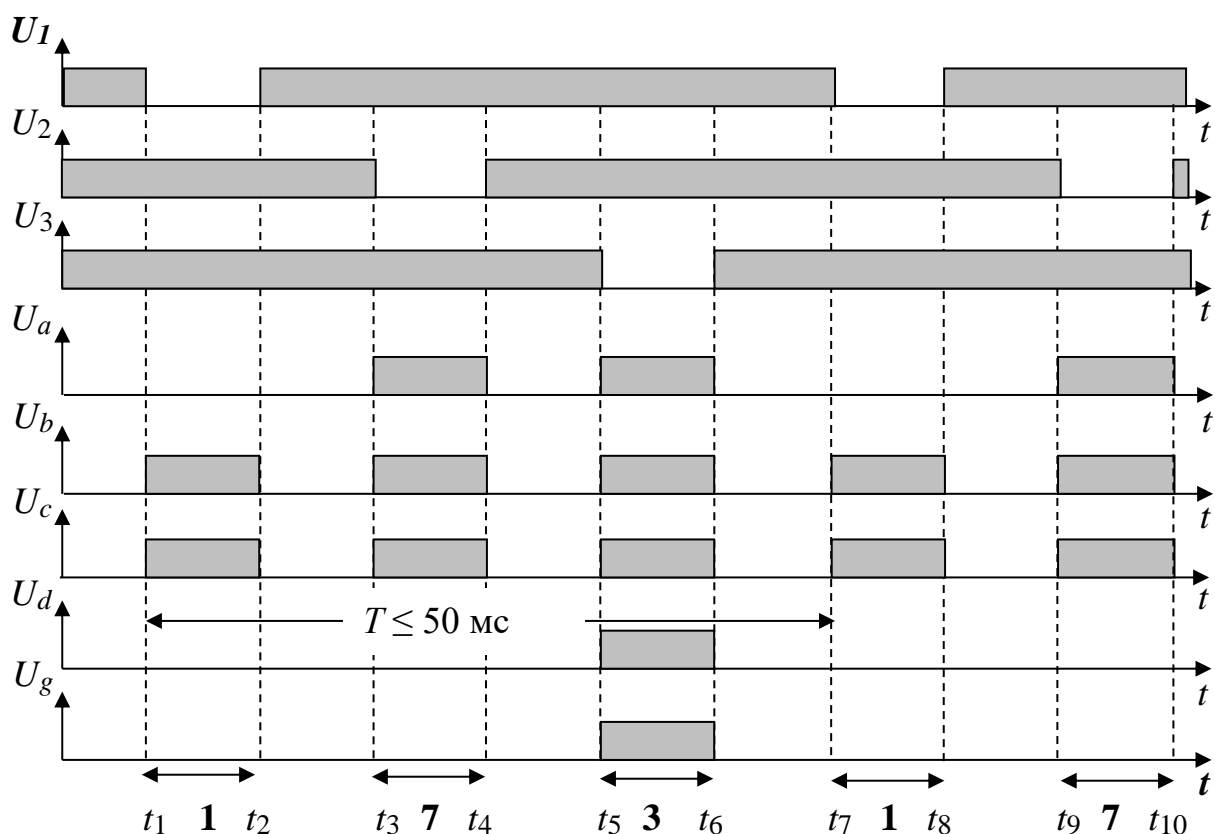


Рис. 1.3.27. Епюри керуючих напруг для напівпровідникового восьмисегментного трирозрядного індикатора

Подібний принцип динамічної індикації використовується також в рідинно-кристалічних багаторозрядних сегментних індикаторах. Із метою обмеження струму в сегментах індикаторів послідовно з ними вмикають обмежувальні резистори.

### 1.3.7. Рідинно-кристалічні індикатори

Рідинно-кристалічні індикатори належать до пасивних приладів (рис. 1.3.28). В основу їх роботи покладено властивість деяких речовин змінювати свої оптичні показники (коефіцієнти поглинання, відбиття, розсіювання, показник заломлення, спектральне відбиття або пропускання, оптичну анізотропію, оптичну різницю ходу та оптичну активність) під впливом зовнішнього електричного поля. Внаслідок модуляції світла, що падає на поверхню речовини, змінюється колір ділянки, на якій діє електричне поле, завдяки чому на поверхні формується рисунок потрібної конфігурації. Як речовини, які характеризуються подібними властивостями, використовують рідинні кристали.

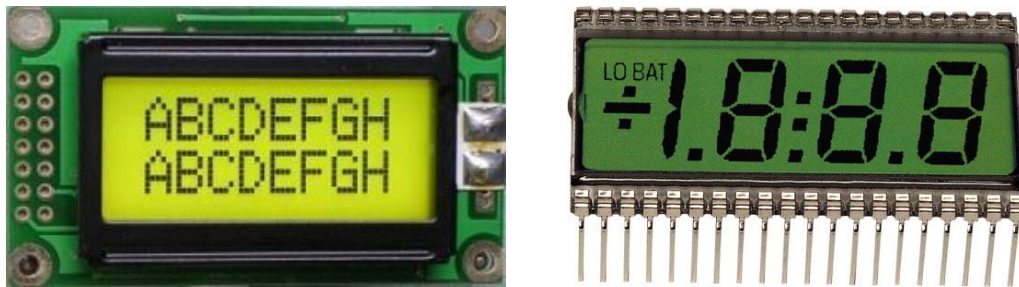


Рис. 1.3.28. Рідинно-кристалічні знакові індикатори

Рідинно-кристалічним (мезаморфним) називається термодинамічно стійкий стан, за якого речовина зберігає анізотропію (залежить від напрямку) фізичних властивостей, характерну для твердих кристалів, і текучість, властиву для рідин. Цей стан мають деякі похідні бензолу, стероїдів, гетероциклічних та інших складних з'єднань. Характерною особливістю рідинно-кристалічних фаз є те, що молекули речовини мають порівняно велику довжину відносно малу ширину. Вони належать до діелектриків з питомим опором  $\rho = 10^6 \div 10^{10} \hat{\Omega} \cdot \text{m}$ .

Розрізняють три основних типи рідинних кристалів: смектичні, нематичні та холестеричні (рис. 1.3.29).

У смектичних рідинних кристалах молекули розташовані паралельно своїм довгим осям та створюють шари рівної товщини, що лежать на однаковій відстані один над другим. Текучість забезпечується завдяки взаємному ковзанню шарів (рис. 1.3.29, а).

У нематичних рідинних кристалах молекули також паралельні, але вони не створюють шарів та розміщуються хаотично (рис. 1.3.29, б). У них спостерігається ковзання вздовж довгих осей. На різних ділянках орієнтація молекул є різною і рідинний кристал складається з невеликих областей, які різняться напрямком орієнтації осей. Завдяки невпорядкованості спостерігається оптична неоднорідність середовища та значне розсіювання світла. Тому нематичний рідинний кристал є непрозорим (матовим) для світла. Однак за допомогою зовнішніх сил, насамперед, електричного поля можна досягти оптичної однорідності середовища та повного його просвітлення.

У холестеричних рідинних кристалах молекули розташовані шарами, як і в смектичних, однак, їх довгі осі є паралельними площинам шарів, а напрямок їх переважної орієнтації (директор) монотонно змінюється від шару до шару, повертаючись на деякий кут (рис. 1.3.29, в). Розподіл молекул має спіральний характер. Дані рідинні кристали мають великий показник оберտання площини поляризації. Під впливом зовнішніх сил крок спіралі змінюється, відповідно, змінюється забарвлення речовини, яка освітлена білим світлом.

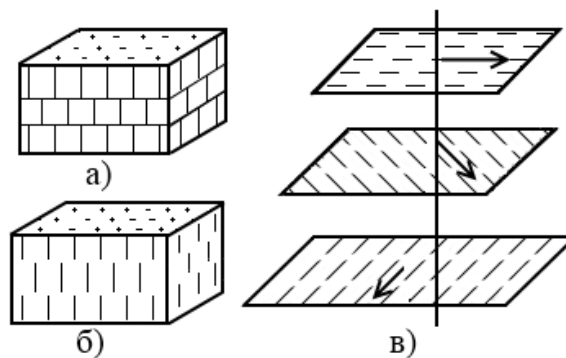


Рис. 1.3.29. Орієнтація молекул в рідинних кристалах:  
а) смектичних; б) нематичних;  
в) холестеричних

Для великої кількості електрооптичних явищ, що є характерними для рідинних кристалів, у пристроях відображення інформації переважно застосовують:

- ефект динамічного розсіювання;
- твіст-ефект;
- ефект гість-хазяїн.

При їх розгляді потрібно враховувати той факт, що напрямок орієнтації осей молекул в електричному полі залежить від знака діелектричної анізотропії. Діелектрична анізотропія  $\epsilon_a$  характеризує різницю  $\epsilon_{\parallel}$  та  $\epsilon_{\perp}$  діелектричних сталей у напрямках, паралельному та перпендикулярному напрямку переважної орієнтації молекул. За  $\epsilon_a < 0$  осі розташовуються паралельно, а за  $\epsilon_a > 0$  – перпендикулярно електричному полю.

Ефект динамічного розсіювання полягає в тому, що при дії електричної напруги рідинний кристал в елементарній індикаторній комірці стає матовим (мутніє) і розсіює світло. Це обумовлено тим, що при прикладанні електричного поля до шару рідинного кристала з  $\epsilon_a < 0$ , який слабо проводить електричний струм, молекули орієнтуються поперек поля. Рухливі іони, завдяки яким протікає електричний струм провідності, прагнуть порушити цю орієнтацію. За деякого значення струму провідності, що характеризується напругою електрогідродинамічної нестійкості, виникає стан турбулентного руху, за якого упорядкованість структури порушується і рідинний кристал мутніє. Напруга електрогідродинамічної нестійкості складає не більше 5–6 В, доки молекули встигають реагувати на зміну напруженості електричного поля (до десятків кілогерц) та збільшується до 150–200 В на частотах, де молекули не встигають реагувати на зміну електричного поля й здійснюють тільки коливальні рухи. Тривалість перехідного процесу ввімкнення-вимкнення при цьому ефекті становить 50–500 мс.

Твіст-ефект полягає в зміні кута обертання площини поляризації під впливом електричного поля. Він спостерігається в нематичних рідинних кристалах із позитивною діелектричною анізотропією. Сутність його полягає в тому, що в рідинних кристалах, які знаходяться між двома світлопровідними пластинами, довгі осі молекул є паралельними пластинам, а самі молекули «скручені» в спіраль, аналогічну холестеричному рідинному кристалу, причому осі молекул, що знаходяться біля різних пластин, є взаємно перпендикулярними (рис. 1.3.30, а). Шар скрученого нематичного рідинного кристала обертає площину поляризації світла, яке крізь нього проходить на кут  $90^\circ$ . При прикладанні електричної напруги всі молекули орієнтуються вздовж електричного поля (матеріал із позитивною діелектричною анізотропією) і ефект скручування пропадає (рис. 1.3.30, б). Тепер шар рідинного кристала не змінює поляризації світла, яке крізь нього проходить. Якщо пластини, між якими розташовані рідинні кристали, є поляроїдами, площини поляризації

яких паралельні, то за наявності електричного поля світло буде проходити через систему, а за його відсутності – ні. При перпендикулярності площин поляризації ввімкнений та вимкнений стан є протилежним розглянутому.

Твіст-ефект належить до суто полевих, оскільки при його використанні не потрібно електричного струму. Він забезпечує отримання доброго контрасту та виникає за малих напруг ( $0,9\text{--}1,5\text{ В}$ ). Тривалість перехідного процесу ввімкнення-вимкнення  $30\text{--}200\text{ мс}$ .

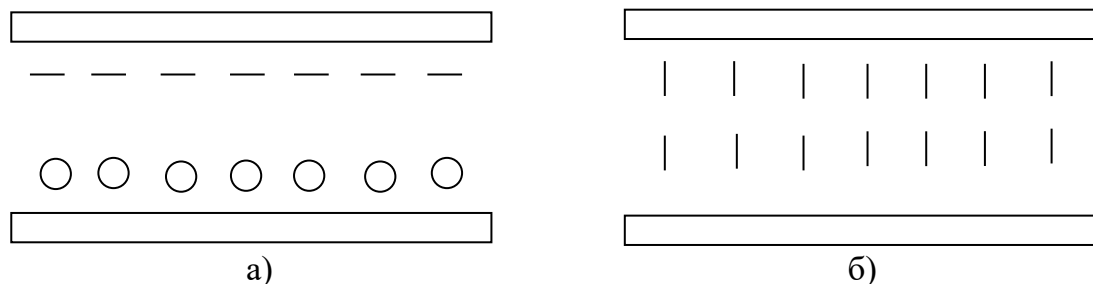


Рис. 1.3.30. Розташування молекул поблизу границь при твіст-ефекті:  
а) за відсутності ЕП, б) за наявності ЕП

Ефект гість-господар спостерігається в рідинних кристалах, у яких розчинений дихроїчний барвник, який вибірково поглинає світло залежно від орієнтації його молекул відносно світлового потоку, що падає на поверхню рідинного кристала. Молекули дихроїчного барвника мають також витягнуту форму. Молекули рідинного кристала орієнтують та переорієнтують молекули барвника в електричному полі. Внаслідок чого змінюється ступінь поглинання, що добре виявляється в поляризованому світлі. При цьому необхідний тільки один поляроїд. Для холестеричної структури з малим кроком гарна контрастність зображення отримується також без поляроїда. Тривалість перехідних процесів встановлення стабільного забарвлення –  $30\text{--}500\text{ мс}$ , напруга керування –  $2\text{--}10\text{ В}$ . Прилади, виконані з використанням цього ефекту, залежно від використаного барвника можуть мати різне забарвлення заввімкненого та вимкненого станів.

Типова елементарна коміркарідинно-кристалічного приладу для відображення інформації складається з двох прозорих скляних пластин, між якими розміщені рідинні кристали. З внутрішнього боку пластин розташовані електроди. Їх кількість і розташування вибираються такими, щоб можна було реалізувати потрібне зображення. Якщо комірка працює на просвітлення, то електроди на обох пластинах виготовляються прозорими (рис. 1.3.31, а). При роботі на відбиття задній електрод виготовляють непрозорим (рис. 1.3.31, б). Для роботи

в умовах низької освітленості здійснюється підсвітлення. Для цього в рідинно-кристалічних індикаторах, що працюють на просвітлення, за задньою пластиною розміщують джерело світла, а в індикаторах, що працюють на відбиття, джерело світла розміщують попереду або збоку. Індикатори мають форму тонкої пластини, до країв якої підведено виводи електродів. Електроди виготовляють у вигляді тонких майже непомітних на склі струмопровідних смужок.

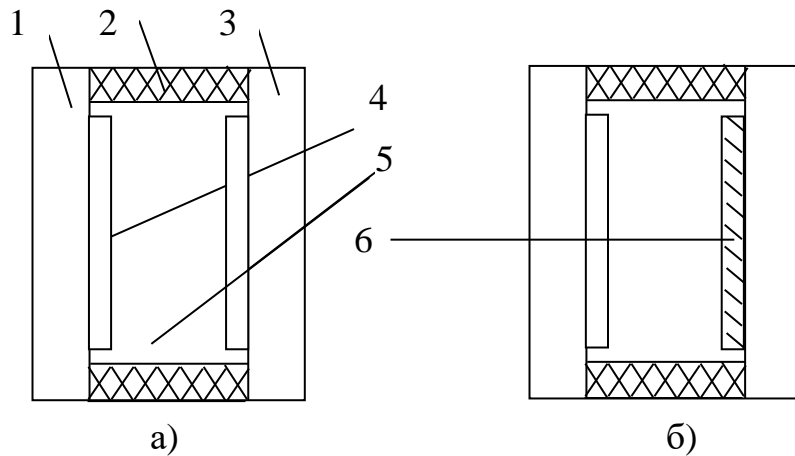


Рис. 1.3.31. Конструкція рідинно-кристалічних індикаторів, які:  
 а) працюють на просвітлення; б) працюють на відбиття  
 (1, 3 – скляні пластини; 2 – з'єднання за допомогою клею;  
 4 – прозорі електроди; 5 – рідинні кристали; 6 – непрозорий електрод)

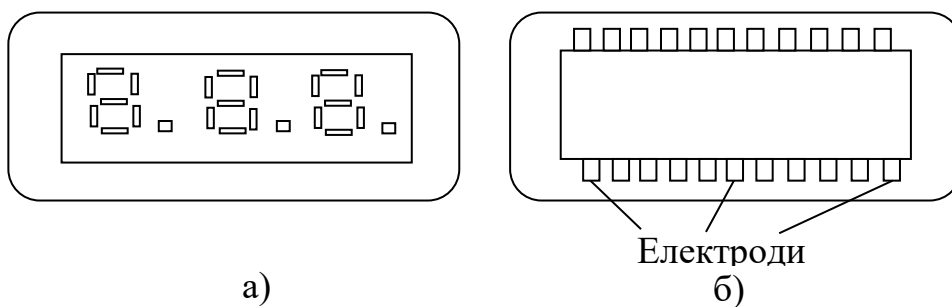


Рис. 1.3.32. Трирозрядний семисегментний рідинно-кристалічний індикатор, що працює на відбиття:  
 а) вид зверху; б) знизу

Для під'єднання до схеми використовують спеціальні панелі, що мають еластичні виступи, виготовлені з електропровідної резини. Контактуювання забезпечується завдяки механічному притисканню індикаторів до панелей. Окремі конструкції мають стрічкові виводи, що забезпечує їх монтаж на платах. Широко розповсюджені цифрові, літерно-цифрові та мнемонічні рідинно-кристалічні індикатори сегментного типу (рис. 1.3.32, 1.3.33). У них прозорі електроди виконані у вигляді сегментів *а–ж* (рис. 1.3.33), від яких зроблені окремі виводи.

Непрозорий електрод *к* виготовляють окремо від інших з одним виводом. При подачі напруги на спільний електрод та вибрані прозорі сегментні електроди, під відповідним сегментом з'являється смуга, колір якої різко відрізняється від навколишнього фону. Сполучення цих смуг створює потрібну цифру, літеру або знак. Зміною

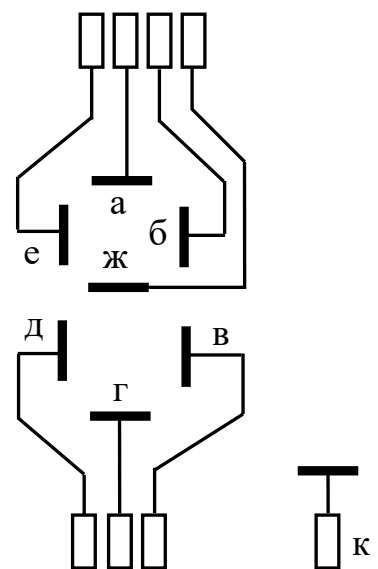


Рис. 1.3.33. Умовне позначення сегментного трирозрядного РК-31, що працює на відбиття

сегментів, що під'єднуються до джерела напруги, змінюють цифри, літери або мнемонічні знаки, що відображаються.

Відомі також матричні конструкції рідинно-кристалічних індикаторів, коли електроди на обох кінцях виконані у вигляді груп взаємно перпендикулярних ліній, які утворюють матрицю. При подачі напруги на горизонтальну та вертикальну лінії зміна забарвлення спостерігається тільки на ділянці перетину відповідних ліній, у якій електричне поле між електродами має достатньо велику напруженість. Велика кількість виводів перешкоджає практичному застосуванню матричних індикаторів. Тому їх намагаються виконати у вигляді конструкції, яка має внутрішню електронну схему керування. Як напругу керування, як правило, використовують тільки змінну. За постійної напруги термін служби рідинно-кристалічного індикатора зменшується на порядок через міграцію домішок на електроди та зниження контрасту зображення. Тому, в технічних умовах, вказуючи напругу керування (декілька вольт), як правило, зазначають допустиме значення постійної складової (50–170 мВ).

Часто використовують так званий фазовий метод керування, за якого на спільний електрод на задній поверхні та електроди на передній подаються прямокутні імпульси, зсунуті між собою по фазі на  $180^\circ$  за необхідності збудження даного елемента та однакові за фазою у разі, якщо дані елементи не повинні мати іншого кольору.

При практичному використанні рідинно-кристалічних індикаторів, зазвичай необхідно знати такі параметри:

а) коефіцієнт контрасту знака у відношенні до фону,  $K = (L_\Phi - L_3 / L_\Phi) \cdot 100\%$ , де  $L_\Phi, L_3$  – яскравість фону та знака,  $K = 80 \div 90\%$ ;

б) час реакції (час «увімкнення»);

в) час релаксації (час «вимкнення»);

г) напругу керування та струм (2–20 В, 1–100 мкА);

д) частоту напруги керування (30–1000 Гц).

Рідинно-кристалічні індикатори прості за конструкцією, дешеві, мають низьке енергоспоживання, забезпечують якісну контрастність зображення, яка не зменшується у разі зростання освітленості, добре узгоджуються з інтегральними мікросхемами керування. Їх недоліками є: необхідність мати підсвітлення під час роботи в темряві, вузький температурний діапазон (від  $-15$  до  $+55^\circ\text{C}$ ), зміна параметрів протягом терміну зберігання та при експлуатації.

Отже, індикаторні прилади є основним засобом формування візуальної інформації в технічних системах. Напівпровідникові та рідинно-кристалічні індикатори частіше використовуються для формування як знакової, так і графічної інформації. Графічні прилади для відображення інформації здатні створювати зображення, майже необмежені за структурою.

## Розв'язування задач до розділу 1.

**Задача 1.1.** Є в наявності джерело живлення розраховане на напругу 5 В. Треба за допомогою нього здійснити живлення пристрою розрахованого на живлення напругою 3 В. Розрахувати, яким має бути значення гасильного резистора ( $R_{гас}$ ) при струмі  $I_{потр} = 100$  мА (150 мА, 200 мА).

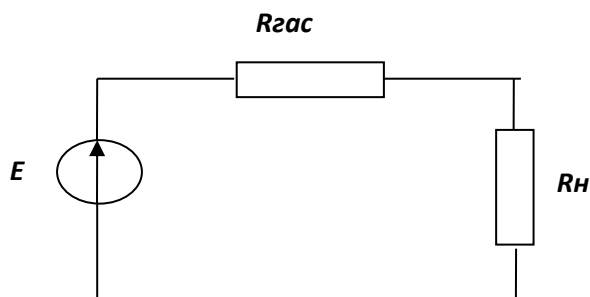


Рисунок 1.1.

### Розв'язування задачі 1.1

$$R_{гас1} = U_p / I_{потр1} = 2 / 100 \cdot 10^{-3} = 2 / 0,1 = 20 \text{ Ом};$$

$$R_{гас2} = U_p / I_{потр2} = 2 / 150 \cdot 10^{-3} = 2 / 0,15 = 13,3 \text{ Ом};$$

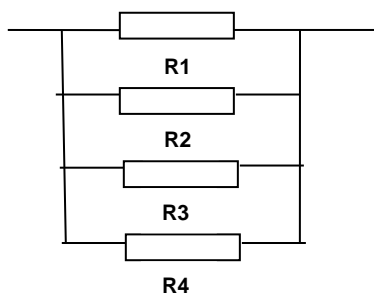
$$R_{гас3} = U_p / I_{потр3} = 2 / 200 \cdot 10^{-3} = 2 / 0,2 = 10 \text{ Ом}$$

**Задача 1.2.** Розрахувати загальний опір наступного з з'єднання елементів, при наступних початкових даних:  $R_1=10$  Ом;  $R_2=20$  Ом;  $R_3=10$  Ом;  $R_4=20$  Ом.

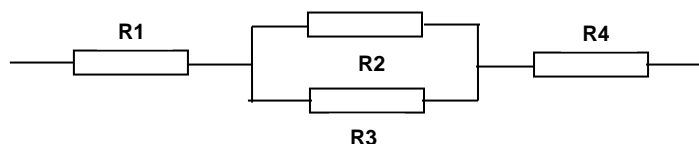
а)



б)



в)



### Розв'язування задачі 1.2

а)  $R_{заг} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4;$

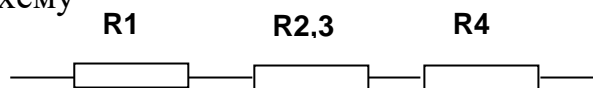


$$R_{3AG} = 10 + 20 + 10 + 20 = 60 \text{ Ом}$$

$$б) \quad 1/R_{3AG} = 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4;$$

$$R_{3AG} = 1/0,3 = 3,33 \text{ Ом}$$

в) Побудуємо еквівалентну схему



$$1/R_{2,3} = 1/R_2 + 1/R_3;$$

$$R_{2,3} = 1/0,15 = 6,66 \text{ Ом};$$

$$R_{3AG} = R_1 + R_{2,3} + R_4$$

$$R_{3AG} = 10 + 6,66 + 20 = 36,66 \text{ Ом}$$

### Висновки:

Резистори - є необхідними елементами електричних схем. Для їх практичного застосування потрібно знати їх основні параметри, маркування і вміння використовувати довідкову літературу.

**Задача 1.3.** Розрахувати параметри та обрати номінал та тип резисторів для гарантованої роботи електричного кола.

При розрахунках скласти схему електричного кола.

При виборі номіналу резистора враховувати допустиме відхилення його значення  $\pm 10\%$ .

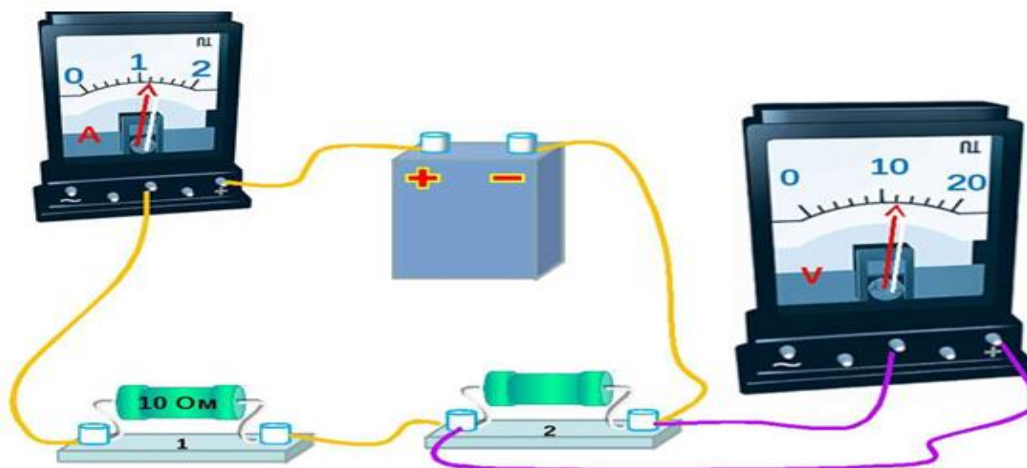


Рисунок 1.1.

### Розв'язування задачі 1.3

Маємо схему послідовно увімкнення опорів відносно джерела.

За законом Ома для замкненого кола

$$I = U_{\text{ж}} / R_{\Sigma} = U_{\text{ж}} / (R_1 + R_2);$$

$$U_{\text{ж}} = U_{R1} + U_{R2}$$

За законом Ома для ділянки кола

$$I_{R1} = U_{R1} / R_1, \text{ де } 1,2\text{А} = U_{R1} / 10 \text{ Ом}$$

звідки

$$U_{R1} = 1,2\text{А} \cdot 10 \text{ Ом} = 12 \text{ В}$$

Потужність

$$P_{R1} = U_{R1} \cdot I_{R1} = 12 \cdot 1,2 = 14,4 \text{ Вт.}$$

За законом Ома для ділянки кола

$$I_{R2} = U_{R2} / R_2, \text{ де } 1,2\text{А} = 12 \text{ В} / R_2$$

звідки

$$R_2 = 12 \text{ В} / 1,2\text{А} = 10 \text{ Ом}$$

Потужність

$$P_{R2} = U_{R2} \cdot I_{R2} = 12 \cdot 1,2 = 14,4 \text{ Вт.}$$

<b>Таблиця переважних чисел</b>		
<u>Індекс ряду</u>	<u>Позиції ряду</u>	<u>Допустиме відхилення</u>
<b>E6</b>	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	±20
<b>E12</b>	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	±10
<b>E24</b>	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	±5

Використаємо ряд E12

R1	R2
1 <u>шт</u> 10[Ом]	1 <u>шт</u> 10[Ом]
ПЕВ-16 V-72- 16 ВТ – 10 Ом ± 10% ОЖ0.467.107ТУ,	ПЕВ-16 V-72- 16 ВТ – 10 Ом ± 10% ОЖ0.467.107ТУ,

**Задача 1.4.** При підключенні світлодіода до джерела напруги величиною в **5,0В** його можна вивести з ладу струмом більшим за номінальний.

Необхідно підібрати шляхом розрахунку резистор гасіння для схеми підключення світлодіода з параметрами:

- потужність 1 Вт;
- напруга живлення 3В;
- струм 300мА;

Резистор підібрати за маркуванням літерно-цифровим, кольоровим кільцями та SMD.

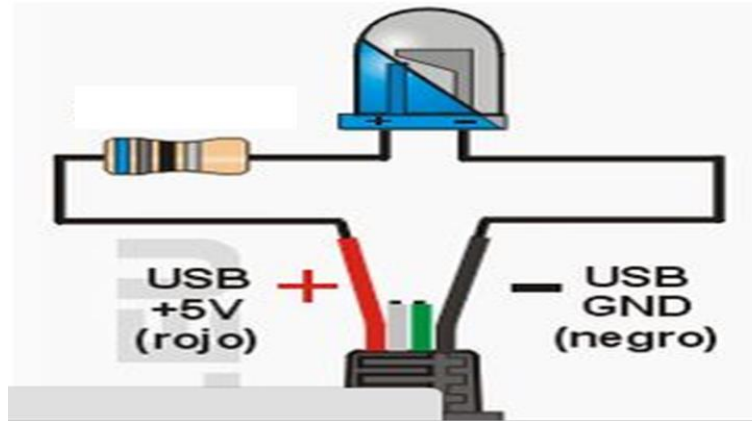


Рисунок 1.3

### Розв'язування задачі 1.4

Маємо джерело з напругою  $5,0\text{ В}$ . А нам потрібно джерело з напругою  $3,0\text{ В}$ . Тобто необхідно застосувати гасильний резистор на напругу  $2\text{ В}$ .

$$5\text{ В} - 3\text{ В} = 2\text{ В}$$

Потрібно розрахувати резистор, спад напруги на якому буде  $2\text{ В}$ , при струмі  $300\text{ мА}$ .

$$R = U / I = 2\text{ В} / 0,3\text{ А} = 6,6\text{ Ом.}$$

Визначимо спад напруги на резисторі:

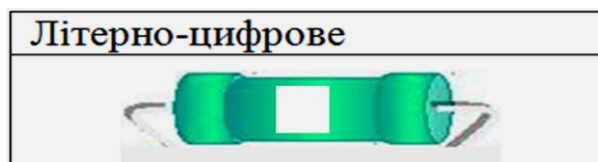
$$P = U \cdot I = 2\text{ В} \cdot 0,3\text{ А} = 0,6\text{ Вт.}$$

Потужність резистора має бути не менше  $0,6\text{ Вт}$ , а опір  $6,6\text{ Ом}$ .

Використаємо ряд E12

Індекс ряду	Позиції ряду	Допустиме відхилення
E6	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	$\pm 20$
E12	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	$\pm 10$

Обираємо резистор  $R_n = 6,8\text{ Ом} \pm 10\%$ ,  $P_p = 1\text{ Вт}$



**Задача 1.5.** Визначити показ амперметра у гілці з конденсатором  $C=500\text{ мкФ}$ , якщо до нього прикладена напруга  $u=120\sin 100t$

### Розв'язування задачі 1.5

$$X_c = 1/(\omega C) = 1/(100 \cdot 500 \cdot 10^{-6}) = 20 \text{ Ом}$$

Діюче значення напруги на конденсаторі:

$$U = U_m / \sqrt{2} = 120 / \sqrt{2} = 84,85 \text{ В}$$

Амперметр показує діюче значення струму, тому визначаємо його за виразом:

$$I = U / X_c = 84,85 / 20 = 4,24 \text{ А}$$

**Задача 1.6.** Накреслити схеми для дослідження прямої та зворотної гілок вольт-амперної характеристики напівпровідникового діода. Використовуючи ВАХ напівпровідникового діода Д9Е для температур  $T_1$ ,  $T_2$  визначити:

а) опори постійному струму (величини статичних опорів  $R_{VD \text{ ст пр}}$ ,  $R_{VD \text{ ст звор}}$ ) для значень постійних напруг:  $U_{пр} = 0,5 \text{ [В]}$ ,  $U_{звор} = -10 \text{ [В]}$ ;

б) опір змінному струму (величину диференційного опору  $R_{VD \text{ диф пр}}$ ) для напруг на ділянці ВАХ  $(0,5 \div 0,75) \text{ [В]}$ .

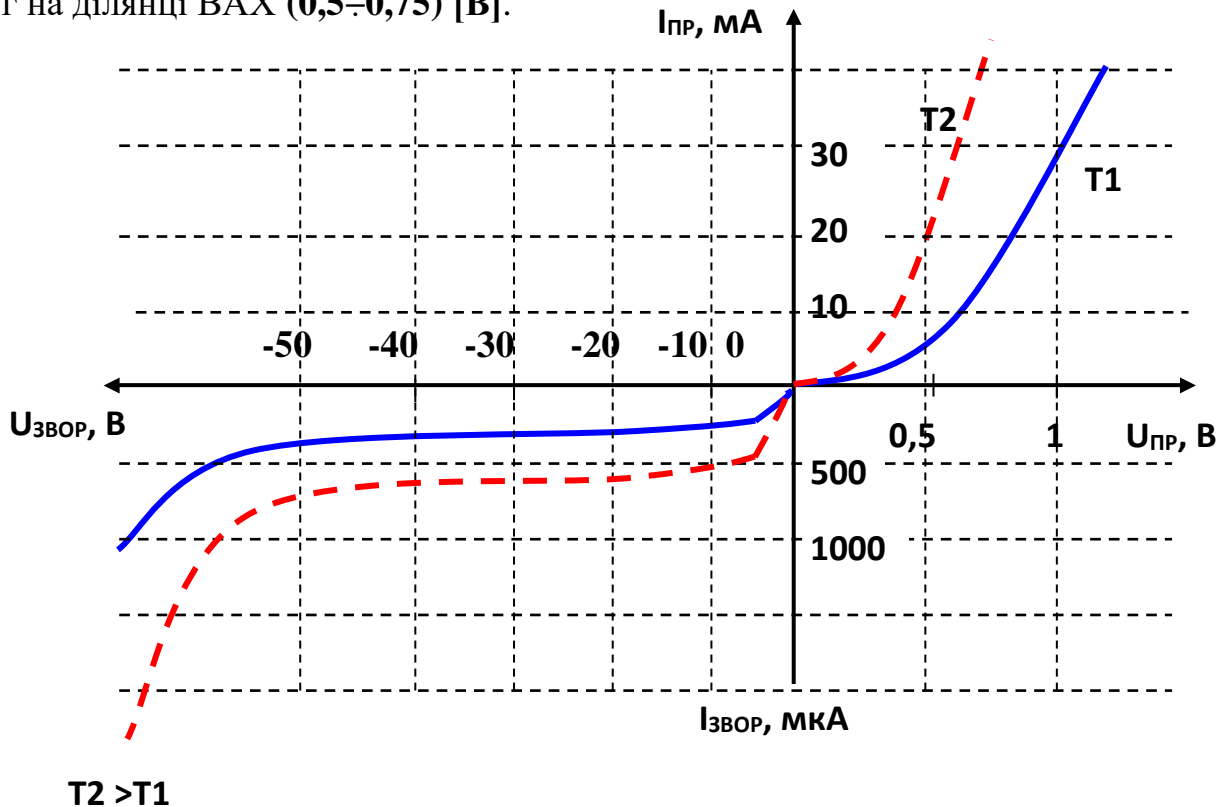


Рисунок 1.4

### Розв'язування задачі 1.6

а)

$$R_{VD \text{ ст пр}} = ?$$

при температурі  $T_1$ :  $R_{VD \text{ ст пр } 1} = U_{пр} / I_{пр1} = 0,5 / (5 \cdot 10^{-3}) = 100 \text{ [Ом]}$ ;

при температурі  $T_2$ :  $R_{VD \text{ ст пр } 2} = U_{пр} / I_{пр2} = 0,5 / (20 \cdot 10^{-3}) = 25 \text{ [Ом]}$ .

$$R_{VD \text{ ст звор}} = ?$$

при температурі  $T_1$ :  $R_{VD \text{ ст звор } 1} = U_{звор} / I_{звор1} = -10 / (250 \cdot 10^{-6}) = 40 \text{ [кОм]}$ ;

при температурі  $T_2$ :  $R_{VD \text{ ст звор } 2} = U_{звор} / I_{звор2} = -10 / (-500 \cdot 10^{-6}) = 20 \text{ [кОм]}$ .

б)

$R_{VD \text{ диф пр}} = ?$

при температурі  $T_1$ :  $R_{VD \text{ диф пр } 1} = \Delta U_{пр} / \Delta I_{пр1} = (0,75 - 0,5) / (18 - 5) \cdot 10^{-3} = 19,2$   
[Ом];

при температурі  $T_2$ :  $R_{VD \text{ диф пр } 2} = \Delta U_{пр} / \Delta I_{пр2} = (0,75 - 0,5) / (40 - 20) \cdot 10^{-3} = 12,5$   
[Ом].

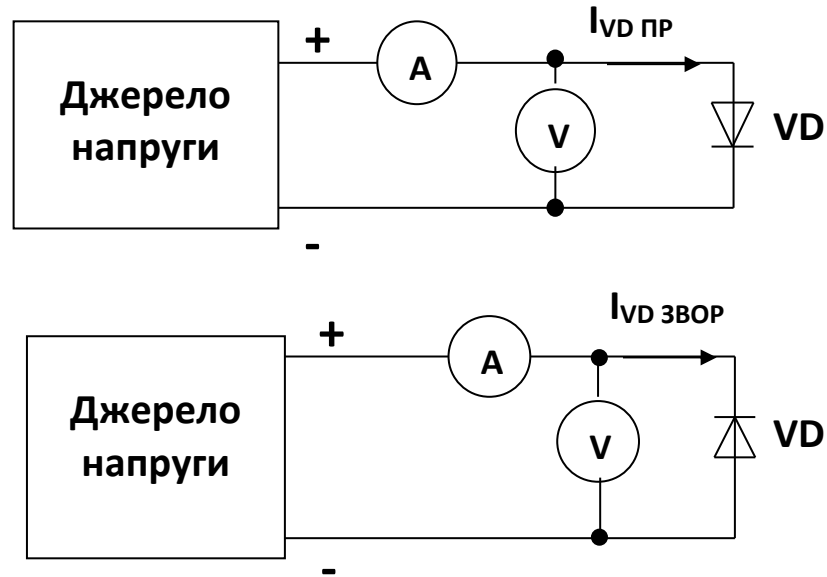


Рисунок 1.5 а, б.

**Висновки:** Результати розрахунків статичного і диференційного опорів напівпровідникового діода Д9Е графо-аналітичним методом довели справедливність теоретичних положень, щодо відчутної залежності його електропровідності у відкритому та заперних властивостей у закритому станах, від температури. Дану залежність слід обов'язково враховувати при практичному використанні напівпровідникових діодів у вузлах РЕА, оскільки при її нехтуванні останні можуть бути виведені з ладу. Існує температурна межа ( $t_{\max}$ ) використання  $p-n$  переходів, а відповідно і НП діодів. Для германієвих –  $t_{\max}=70-85^{\circ} \text{C}$ , причому на кожні  $10^{\circ} \text{C}$  зворотний струм  $I_{\text{звор}}$  збільшується в 2 рази (при температурах більше  $85^{\circ} \text{C}$  різко збільшується власна провідність германію, яка приводить до недопустимого зростання зворотного струму), для кремнієвих  $t_{\max}=150^{\circ} \text{C}$ , причому на кожні  $10^{\circ} \text{C}$  зворотний струм  $I_{\text{звор}}$  збільшується в 2,5 рази.

## Контрольні питання

1. Загальна характеристика та класифікація тиристорів.
2. Напівпровідникові компоненти спеціального призначення.
3. Загальні відомості про оптоелектроніку.
4. Характеристика керованих джерел світла.
5. Характеристика фотодіодів.
6. Характеристика фототранзисторів.
7. Характеристика фототиристорів.
8. Характеристика світловодів.
9. Характеристика оптронів.
10. Характеристика напівпровідникових індикаторів.
11. Характеристика рідинно-кристалічних індикаторів.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. В. В. Омельчук, І. К. Гладич. Електроніка та мікросхемотехніка : навч. посіб. – Житомир : ЖВІРЕ, 2004. – 356 с.
2. Цифрові пристрої : підручник / О. О. Панчук, М. Г. Хливнюк та ін.; за заг. ред. Ю. Г. Даника. – Житомир : ЖВІ, 2014. – 460 с.
3. Огороднійчук М. Д. Електронні підсилювачі : навч. посіб. – К. : ІСДО, 1995. – 248 с.
4. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка : теорія і практикум : навч. посіб. / за ред. А. Г. Соскова. – 2-е вид. – К. : Каравела, 2004. – 432 с.
5. Схемотехніка електронних систем. У 3 кн. Кн. 2. Цифрова схемотехніка : підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйкова та ін. – 2-ге вид., допов. і перероб. – К. : Вища шк., 2004. – 423 с.
6. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – 10-е изд., перераб. и доп. – К.: Техника, 1984. – 424 с.
7. Омельчук В. В. Аналогові електронні пристрої : конспект лекцій. – Житомир : ВФРЕ при ЖІТІ, 1996. – 232 с.
8. Радіоматеріали, радіокомпоненти та мікроелектроніка. Дискретні напівпровідникові та електровакуумні радіокомпоненти : конспект лекцій / підг. О. О. Панчук. – Житомир : ЖВІРЕ, 1998. – 185 с.
9. Радіотехніка : Енциклопедичний навчальний довідник : навч. посібник / за ред. Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачульського, В. І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
10. Цифровые и импульсные устройства. Ч. I. Элементы цифровых устройств : конспект лекций / подг. А. А. Панчук. – Житомир : ЖВУРЭ ПВО, 1992. – 108 с.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

### *А*

- Автомат
- Міллі, 504
- Мура, 504
- цифровий, 502
- Алгебра логіки, 448
- Анод, 79

### *Б*

- База, 123
- Біт, 433, 548
- Буфер FIFO, 549

### *В*

- Варикап, 83, 117
- Варистор, 70
- Вираз логічний, 439
- Вихід мікросхеми
  - «відкритий колектор», 472, 481
  - «двонаправлений ключ», 481
  - стандартний, 468
- Відбивач струму, 295
- Вузол
  - комбінаційний, 434
  - послідовнісний, 435
  - функціональний, 433
  - цифровий, 453

### *Г*

- генератор імпульсів, 568
  - автоколивальний, 584
  - кварцований, 592
  - керований, 587
  - М-послідовності, 533
  - мультівібратор, 584
  - одновібратор, 581
- Глибина логічна, 455

### *Д*

- Датчик Холла, 73
  - Демультіплексор, 493
- Детектор, 421
  - амплітудний, 423

- піковий, 423
- середньовипрямленого значення, 421
- фазовий, 425
- частотний, 426

дешифратор, 488

Диз'юнкція, 440

Диністор, 178

Діаграма Вейча–Карно, 457

Діелектрик, 30

Діод

- високочастотний, 115
- з бар'єром Шоттки, 83, 120
- імпульсний, 113
- напівпровідниковий, 78
- регулюючий, 121
- тунельний, 83, 118
- фотодіод, 83, 199

Дросель, 51

### *Е*

Електрорадіокомпонент, 15

Елемент,

- пірса, 441
- Шеффера, 442
- логічний, 440

Емітер, 124

### *З*

завадостійкість, 462

закон

- асоціативний, 448
- двоїстості, 450
- де Моргана, 451
- дистрибутивний, 450
- доповнювання, 450
- нульової множини, 449
- одиничної множини, 449
- повторення, 449
- поглинання, 450
- подвійного інвертування, 450
- склеювання, 450

запам'ятовувач, 548



- буферний, 549
- динамічний, 555
- енергонезалежний, 557
- масковий, 550
- оперативний, 552
- постійний, 549
- програмований, 550
- репрограмований, 551
- статичний, 553

Зв'язок зворотний, 231

Зона об'ємного заряду, 76

**I**

Інверсія, 441

індикатор, 210

- напівпровідниковий, 210
- рідинно-кристалічний, 213
- цифровий, 437

Інтегратор, 393

**K**

карти вейча–карно, 457

Катод, 79

Керування

- динамічне, 505
- статичне, 505

Ключ транзисторний, 148

код

- Грея, 438
- двійковий, 435
- двійково-десятковий, 437
- Джонсона, 438

коефіцієнт

- підсилення, 224
- поділу, 542
- розгалуження, 463

Колектор, 124

комбінаційні вузли, 487

компаратор

- аналоговий, 570
- з керованим гістерезисом, 574
- кодів, 496

Конденсатор, 33

- великої ємності, 85

Кон'юнкція, 440

Котушка індуктивності, 45

Кут відсічки, 242

**L**

Лазер, 198

лічильник, 536

- асинхронний, 537
- двійковий, 536
- двійково-десятковий, 536
- з попереднім нарощуванням коду, 541
- синхронний, 538
- що віднімає, 537

**M**

магістраль, 500

Магніторезистор, 72

матриця імплікативна, 459

Метод Квайна і Мак-Класкі, 458

Мікросхема, 14, 460

- ЕЗЛ, 460
- І<sup>2</sup>Л, 460
- інтегральна, 338
- КМОН, 460
- ТТЛ(Ш), 460

Мінімізація, 456

мультиплексор, 491

**N**

навантаження динамічне, 302

напівпровідник, 59

**O**

обмежувач

- амплітудний, 103
- електричних сигналів, 103

операнди, 448

операції логічні базові, 439

оптоелектроніка, 193

оптрон, 206

**P**

перегони сигналів, 455

Перетворювач

- електричних сигналів, 373
- напруга-струм, 384
- нелінійний, 416
- струм-напруга, 381

Підсилення, 220, 243

Підсилювач, 220, 243  
– багатокаскадний, 332  
– вимірювальний, 374, 377  
– двотактний, 317  
– диференціальний, 283  
– електричний, 222  
– електрометричний, 374  
– електронний, 221  
– каскодний, 308  
– логарифмічний, 417  
– масштабний, 374  
– обмежувач, 569  
– операційний, 345  
– функціональний, 419  
ПЛІС, 559  
Повторювач  
– витоковий, 265  
– емітерний, 278  
подільник частоти імпульсів, 542  
Потужність вхідна, 221  
Пристрій  
– диференціювання, 401  
– електронний, 432  
– інтегрувальний, 390  
– фазозсувний, 386  
– цифровий, 431, 433  
Пробій, 32  
– електричний лавинний, 80, 96  
Провідник, 16

## **P**

Регенерація інформації, 555  
Регістр, 524  
– зсуву, 527  
– комбінований, 529  
– пам'яті, 524  
Резистор, 19

## **C**

Світловід, 203  
Світлодіод, 84, 197  
– інжекційний, 197  
Сигнал, 220  
– аналоговий, 220  
– цифровий, 220  
– стробування, 456  
Стабілізатор постійної напруги, 86  
Стабілітрон, 83, 97

Стала Планка, 197  
Струмове дзеркало, 295  
Суматор, 498  
Схема  
– вентиляна, 85  
– випрямлення змінного струму, 87  
– двопівперіодна мостова, 93  
– електрична, 16  
– однофазна двопівперіодна, 90  
– параметричної стабілізації напруги, 99

## **T**

таблиця логіки, 439  
Теорема Шеннона, 454  
терм, 443  
Тетрада, 437  
Технологія  
– ЕЗЛ, 483  
– I<sup>2</sup>Л, 486  
– КМОН, 476  
– ТТЛ(Ш), 467, 471  
Транзистор, 123  
– багатоемітерний, 467  
– біполярний, 123  
– МДН- або МОН-, 169  
– одноперехідний, 189  
– польовий, 123, 160  
– фототранзистор, 200  
Трансформатор, 53, 85  
Тиристор, 177  
– фототиристор, 202  
тригер, 503  
– асинхронний, 505, 507  
– синхронний, 505  
– D-типу, 504  
– JK-типу, 504  
– T-типу, 504  
– Шмітта, 572  
Триністор, 181

## **Φ**

Фіксатор рівня, 111  
Фільтр  
– верхніх частот, 409  
– другого порядку, 412  
– електричний, 409

- нижніх частот, 410
  - першого порядку, 410
  - смуговий, 411
  - цифровий, 531
- Формувач імпульсів, 577
- Функція логічна, 439
- ДДНФ, 444
  - ДКНФ, 446

## **Ч**

- Числення двійкове, 435
- Числення шістнадцаткове, 436

## **Ш**

- шар заперний, 77
- шифратор, 494



