

Харківський національний автомобільно-дорожній університет

**Д. Є. Петрукович**

## **КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ**

з навчальної дисципліни

“Функціональні пристрої вимірювальних інформаційних систем”  
для студентів галузь знань 15 “Автоматизація та приладобудування”  
напряму підготовки 152 “Метрологія та інформаційно – вимірювальна  
техніка”

**Харків 2019**

# ТЕМА № 1 ФІЗИЧНІ ОСНОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ

## ЛЕКЦІЯ № 1

### НАПІВПРОВІДНИКОВІ КОМПОНЕНТИ ЗВТ

#### 1. Поняття енергетичних зон

Загальний характер розташування енергетичних зон.

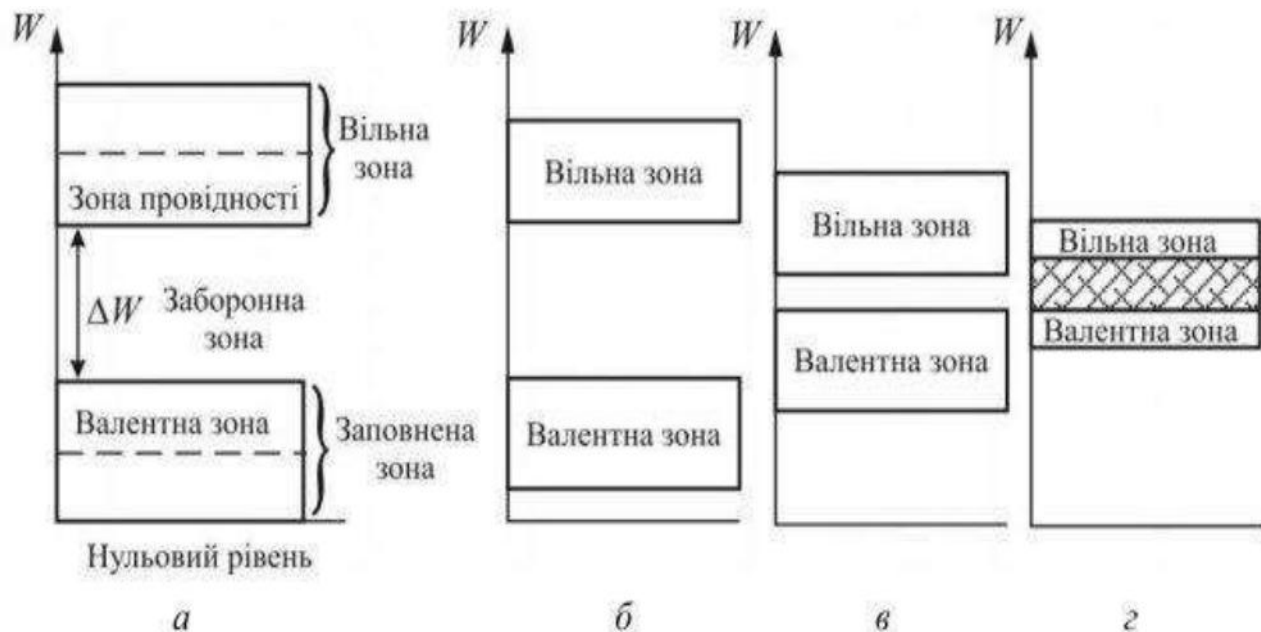


Рисунок 1.1 – Загальний характер розташування енергетичних зон за рівнем енергії  $W$  у твердому тілі (а) і взаємне розташування енергетичних зон у матеріалах: діелектричному (б), напівпровідниковому (в) і провідниковому (г)

#### 1.1 Енергетичні зони

**Тверде тіло** – це сукупність нерухомих атомів, електрони яких, з одного боку, пов’язані з атомними ядрами, а з іншого боку, внаслідок їх малої маси можуть пересуватися під впливом як своєї, так і сторонньої енергії. Чим ближче до ядра атома розташовані електрони, тим

нижче їх енергетичний рівень і менша залежність від інших атомів. Найбільшу енергію мають електрони на зовнішній орбіті, саме їх кількість визначає валентну групу хімічного елемента. Всі разом енергетичні рівні, зайняті всіма електронами при температурі близькій до абсолютного нуля, і за відсутності зовнішніх енергетичних впливів, створюють у твердому тілі заповнену енергетичну зону, верхня частина якої – валентна зона.

**Друга енергетична зона, так звана вільна,** відповідає тим рівням енергії, які повинен мати електрон, щоб не тільки відірватись від атома, а й мати можливість вийти за межі твердого тіла. Нижня частина цієї зони називається зоною провідності, тому що їй відповідають енергетичні рівні, за яких електрони, які звільнюються з атомів, можуть створювати електричний струм, одержуючи енергію від зовнішнього електричного поля. Для переходу електрона з валентної зони у вільну він повинен витратити енергію  $\Delta W$  (свою або отриману ззовні) на подолання так званої заборонної зони. Чим менша ця зона, тобто чим енергетично ближче вільна зона до валентної, тим легше перейти валентному електрону у нижню частину вільної зони (зону провідності). Якщо різниця енергетичних рівнів зон провідності і валентності занадто велика, то такий перехід стає неможливим і подібні матеріали електричний струм не проводять. Тому залежно від величини енергетичного бар'єра  $\Delta W$ , який створює заборонна зона, розрізняють три види матеріалів: діелектричні, напівпровідникові і провідникові.

## 1.2 Електронна емісія

У провідникових матеріалах і, меншою мірою, у напівпровідникових енергетичний рівень електронів може бути настільки підвищений, що вони вийдуть за межі цього матеріалу – створиться так звана електронна емісія. Енергія  $W_0$ , яка при цьому витрачається, *називається роботою виходу*.

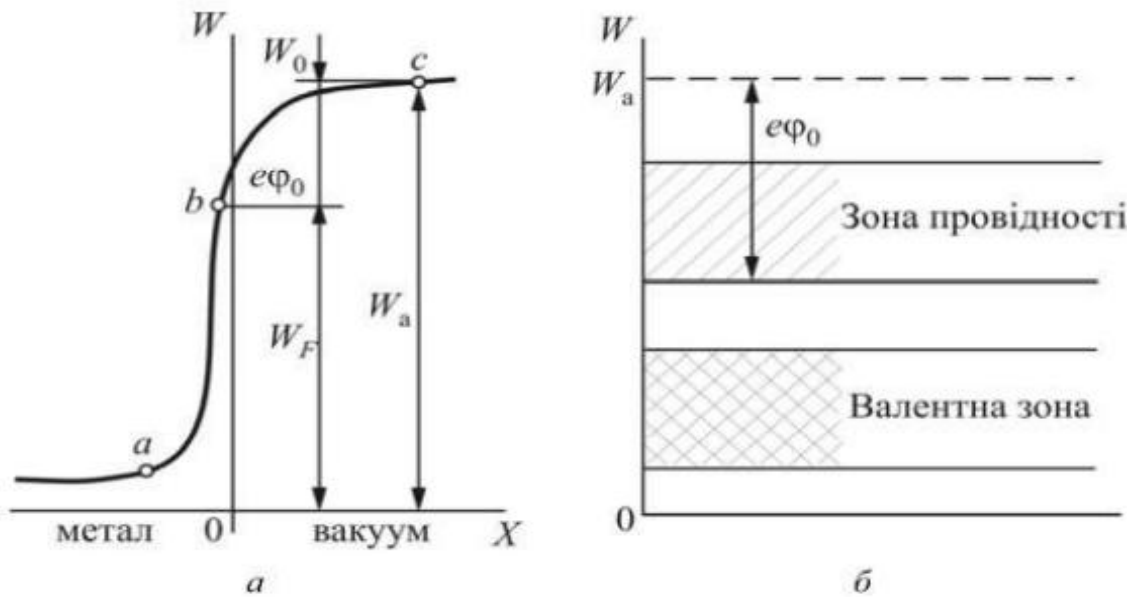


Рисунок 1.2 – Енергетичні діаграми виходу електронів:  
з металу (а); з напівпровідника (б)

$$W_0 = W_a - W_F = e\varphi_0, \quad (1.1)$$

де  $W_a$  – повна енергія електрона;  $W_F$  – енергія, яка відповідає рівню розташування електрона в матеріалі;  $e$  – заряд електрона;  $\varphi_0$  – пройдена різниця потенціалів електричного поля (рис. 1.2).

### 1.3 Види електронної емісії

Потік вільних електронів в електровакуумних приладах створюється за допомогою металевого або напівпровідникового електрода – катода.

Залежно від способу передачі електронам додаткової енергії розрізняють такі види електронної емісії:

- термоелектронну, що виникає при нагріві катода;
- фотоелектронну, що виникає під впливом електромагнітного опромінювання поверхні катода;
- вторинну електронну, що виникає як наслідок бомбардування катода потоком електронів або іонів, які рухаються з великою швидкіс-

тю;

- електростатичну, що виникає за допомогою сильного електричного поля поблизу поверхні катода, спрямованого на відрив електронів.

## Напівпровідникові матеріали

Власна провідність напівпровідників

Формальною ознакою належності речовини до класу напівпровідників можна вважати рівень провідності, який відповідає питомому опору  $\rho = 10^{-2} \dots 10^6 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ . До провідників належать матеріали з  $\rho = 10^{-8} \dots 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{м}$ , а до діелектриків – з  $\rho > 10^{12} \text{ Ом}\cdot\text{м}$ .

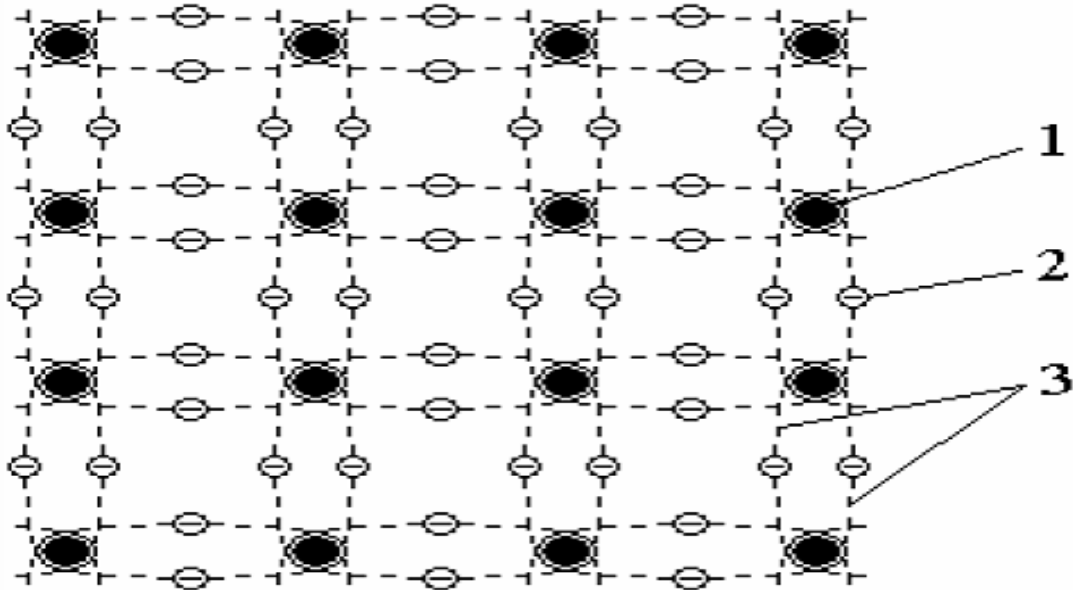


Рисунок 1.3 – Кристалічні ґратки германію: 1 – атом; 2 – електрон; 3 – електронна оболонка

**Зв'язок між двома сусідніми атомами**

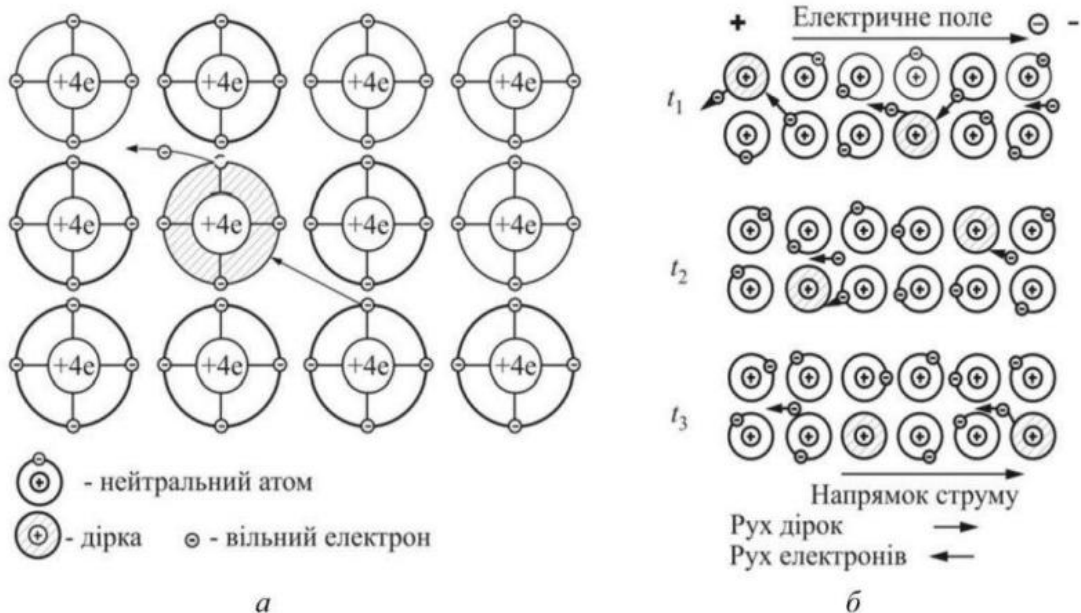


Рисунок 1.4 – Ковалентний зв'язок та утворення вільних електронів і дірок у чистому кремнії (а), а також їх пересування під впливом електричного поля у послідовні  $t_1... t_3$  миттєвості часу (б)

### Домішкова провідність напівпровідників n – типу.

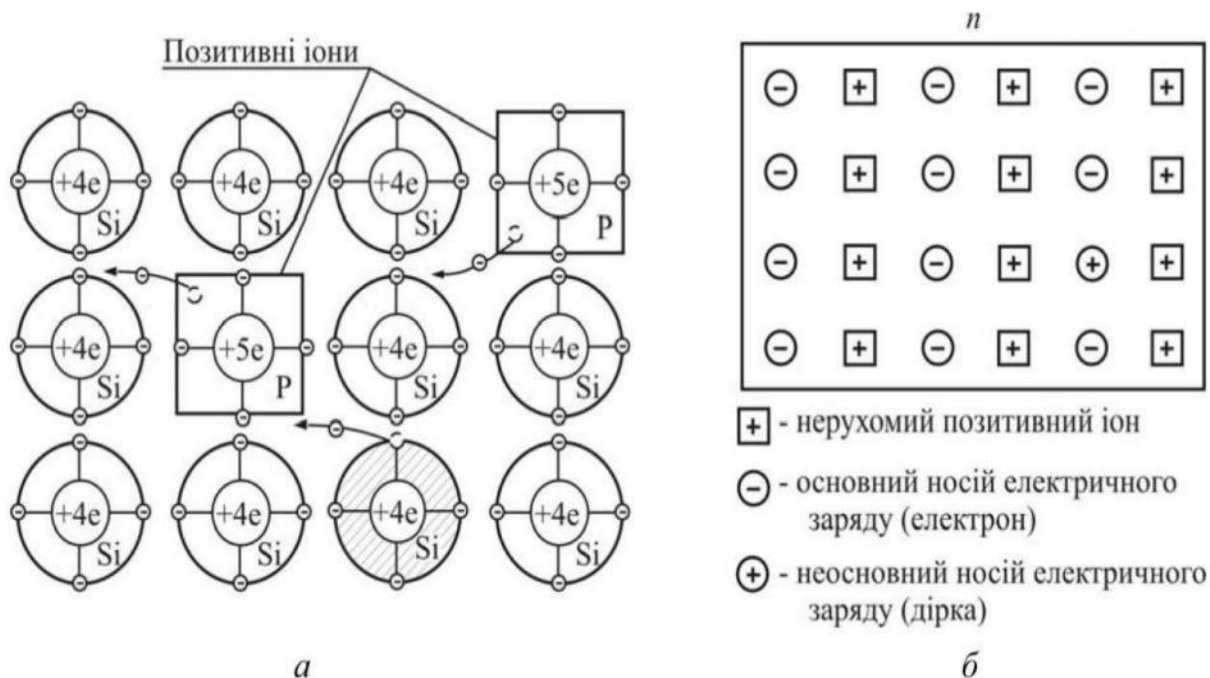


Рисунок 1.5 – Кристалічна структура чистого кремнію Si з домішкою фосфору P (а) і схематичне зображення напівпровідника n-типу (б)

## Домішкова провідність напівпровідників p – типу.

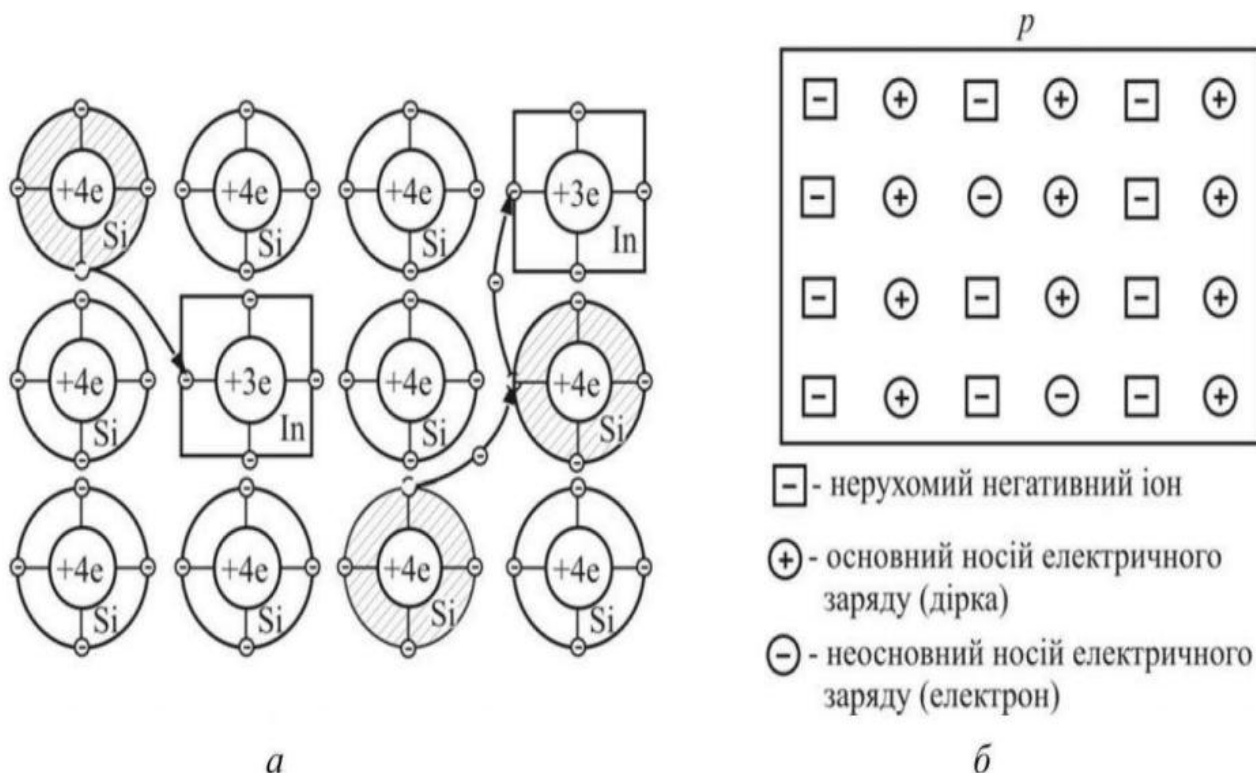


Рисунок 1.6 – Кристалічна структура чистого кремнію із домішкою індію In (а) і схематичне зображення напівпровідника p-типу (б)

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Назвіть енергетичні зони в твердому тілі і дайте їм характеристику.
2. Чим відрізняються енергетичні зони у провідниках, діелектриках і напівпровідниках?
3. Поясніть явище електронної емісії.
4. Назвіть види електронної емісії і дайте їм характеристику.
5. Що таке напівпровідники? Чим вони відрізняються від провідників і діелектриків?
6. Назвіть напівпровідникові матеріали. До яких груп таблиці Менделєєва належать ці хімічні елементи?
7. Поясніть явище власної провідності напівпровідників.

## ЛЕКЦІЯ № 2

### НАПІВПРОВІДНИКОВІ КОНТАКТНІ ПЕРЕХОДИ

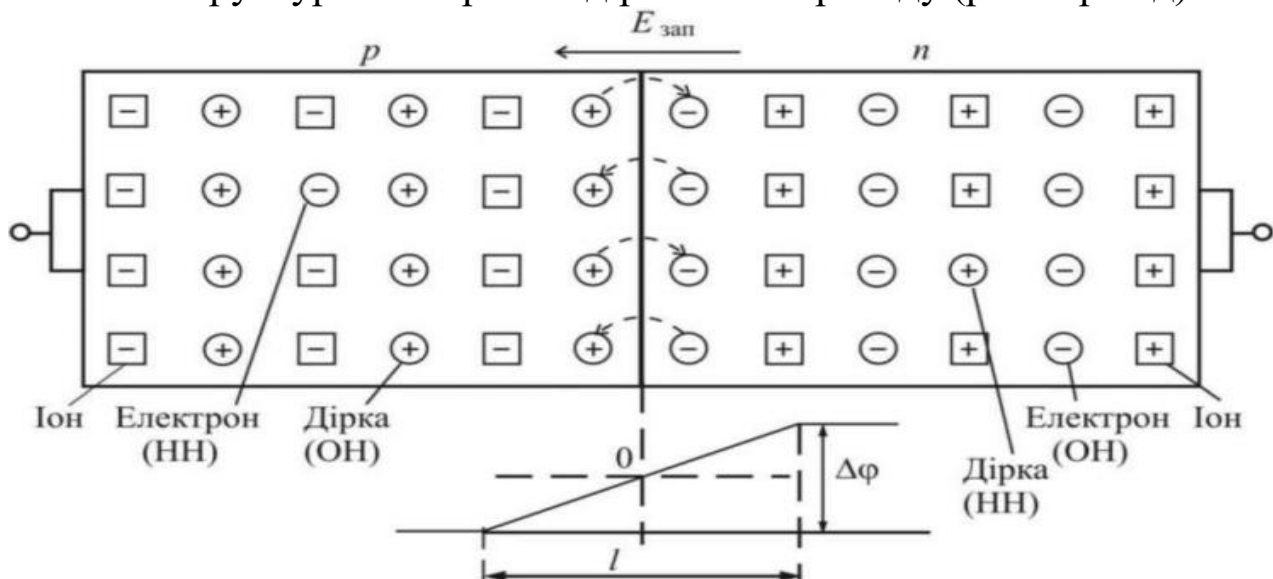
#### 1. Електронно-дірковий перехід напівпровідників

У напівпровідникових приладах різного рівня і призначення найбільш поширеним є перехід, який утворюється в місці контакту напівпровідників **p**- і **n**-типів. Такий електричний перехід називається електронно-дірковим або **p-n**-переходом. Його особливості пов'язані з тим, що у місці контакту напівпровідників різного типу відбувається взаємна дифузія й активна рекомбінація основних носіїв електричних зарядів – електронів і дірок.

Внаслідок цього у контактній зоні залишаються нерухомі позитивні і негативні іони, між якими виникає запираюче електричне поле  $E_{\text{зап}}$ , якому відповідає так званий потенціальний бар'єр  $\Delta\phi$ , спрямований проти напрямку руху основних носіїв електричних зарядів. Тому подальша їхня дифузія призупиняється, а дифузія неосновних носіїв електричних зарядів унаслідок їх невеликої кількості ситуацію не змінює.

#### 1.1 Електронно-дірковий перехід

Структура електронно-діркового переходу (p-n-перехід)





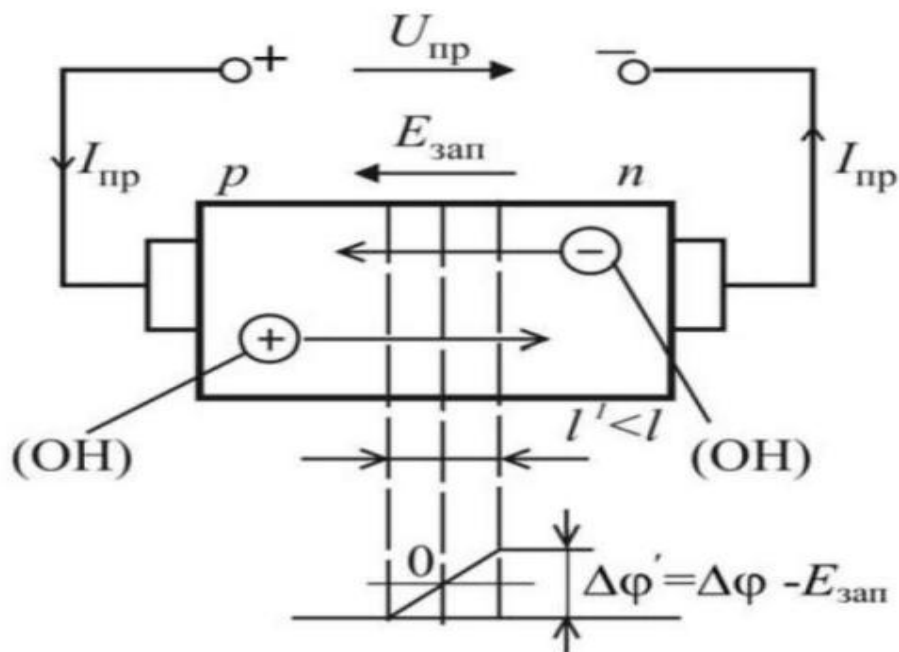
Таким чином, якщо «плюс» джерела електричної енергії підключити до **p** напівпровідника, а «мінус» – до **n** напівпровідника (це так зване пряме включення), то, як тільки буде знятий потенціальний бар'єр ( $\Delta\varphi = 0$ ), основні носії електричних зарядів почнуть рухатися, тобто у них з'явиться можливість дифундувати в «чужу» зону, що й спричинить появу струму у напівпровіднику. Виникне так званий прямий струм, який буде тим більше, чим вище буде пряма напруга на **p-n**-переході.

## 1.2 Дифузний струм

Встановлено, що цей дифузний струм залежить від прикладеної напруги відповідно з законом

$$I_{\partial} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U}{\varphi_m}\right) \quad (2.1)$$

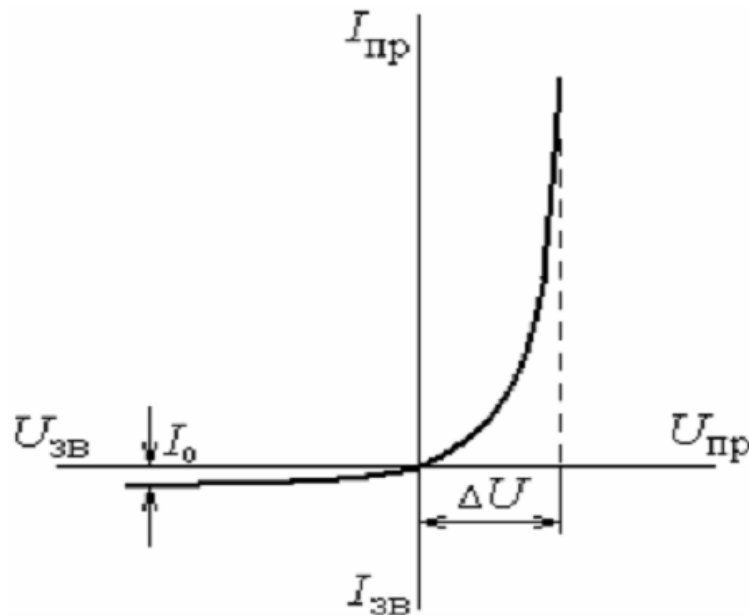
де  $\varphi_m$  – так званий «тепловий потенціал», що дорівнює приблизно 25 мВ.



## Вольт-амперна характеристика р-n-переходу.

В кремнієвих напівпровідниках струм досягає великих значень вже при  $\Delta U = 0,8 \div 1,2$  В. Дрейфовий струм у кремнію дуже малий. У германієвих напівпровідників  $\Delta U = 0,3 \div 0,6$  В, зате дрейфовий струм дещо більший. Оскільки основні носії, що утворюють дифузний струм, і неосновні (дрейфовий струм) мають протилежні знаки, загальний струм в напівпровіднику дорівнює їх різниці

$$I = I_{\partial} - I_0 = I_0 [\exp(U/\varphi_m) - 1]. \quad (2.2)$$



## Зворотне підключення р-n-переходу

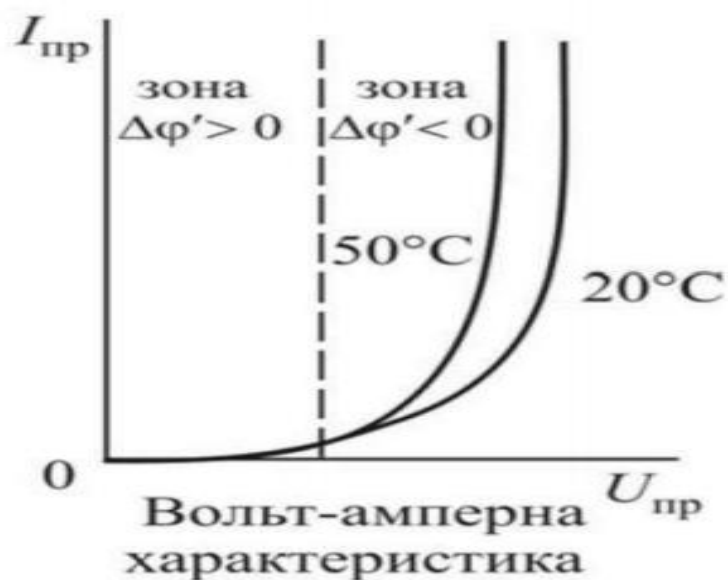
При зворотному підключенні р-n-переходу до джерела електричної енергії («мінус» на р, «плюс» на n) на р-n-переході збільшиться напруга, спрямована проти руху основних носіїв електричних зарядів. Тому через нього будуть проходити тільки неосновні носії електричних зарядів, чисельність яких на кілька порядків менша порівняно з основними носіями. Відповідно зворотний струм, який утворюється під впливом зворотної напруги, буде дуже малим і практично незмін-

ним при збільшенні цієї напруги. Це пояснюється тим, що на кількість неосновних носіїв електричних зарядів, на відміну від основних, джерело електричної енергії не впливає.



**Вплив температури на вольт-амперну характеристику р-п-переходу.**

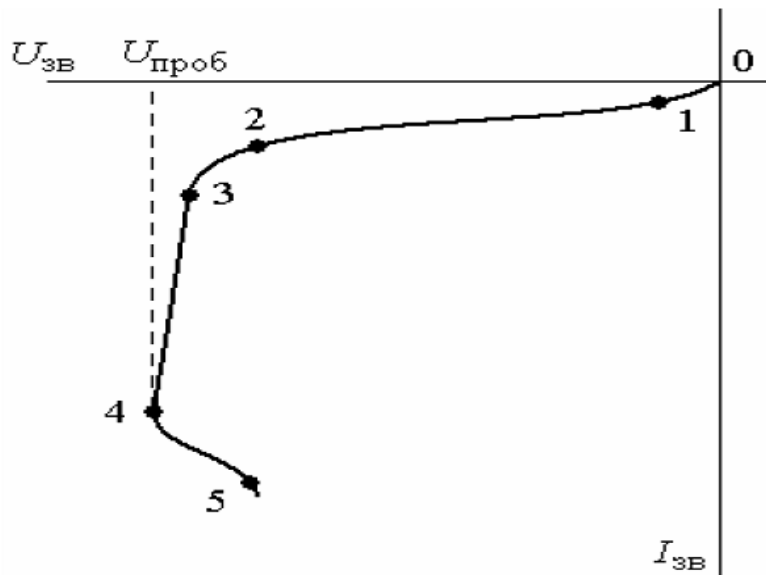
Пряме підключення р-п-переходу



### Зворотнє підключення р-n-переходу



### Реальна зворотна характеристика р-n-переходу



При невеликих значеннях зворотної напруги реальна характеристика співпадає з ідеальною (ділянка 0–1), потім струм зростає пропорційно напрузі за рахунок поверхневої провідності (ділянка 1–2). При подальшому збільшенні напруги електрони набирають в електричному полі значної енергії, і стикаючись з атомами у вузлах кристалічної решітки, передають її іншим електронам. Відбувається так звана ла-

винна генерація вільних носіїв, струм значно зростає (ділянка 2–3). Далі відбувається лавинне зростання струму при незначному підвищенні напруги (ділянка 3–4). Це так званий електричний пробій **p-n**-переходу. Цей пробій не руйнує перехід, і якщо знизити напругу, струм зменшиться і знову перейде до ділянки 1-2.

## 2. Різновиди електричного пробою p-n-переходу

Існують два різновиди електричного пробою:

1. **Лавинний**, що має місце при достатньо великій площі **p-n**-переходу і пояснюється лавинним зростанням кількості носіїв при ударній іонізації атомів;

2. **Тунельний**, що виникає при малій площі **p-n**-переходу; при цьому зростає напруженість електричного поля, і електрони рухаються вздовж ліній електричного поля начебто в тунелі, не зустрічаючи майже ніякого опору.

При подальшому зростанні струму (ділянка 4–5) температура **p-n**-переходу різко підвищується і перехід руйнується. Його опір падає і слідом падає прикладена до нього напруга. Відбувається тепловий пробій, що повністю виводить прилад з ладу. Щоб уникнути теплового пробою, зворотна напруга на діоді повинна бути меншою, ніж напруга  $U_{\text{проб}}$ , при якій виникає електричний пробій. На практиці найбільша зворотна напруга  $U_{\text{макс}}$  становить близько 70% від  $U_{\text{проб}}$ . Реальна зворотна характеристика залежить від температури – при її підвищенні вона зміщується праворуч, відповідно зменшується і  $U_{\text{макс}}$ .

### 2.1 Контактний перехід метал – напівпровідник.

У всіх напівпровідникових приладах вживаються контактні переходи типу «метал – напівпровідник», властивості яких залежать від матеріалів контактної пари. При цьому місце контакту «метал – напівпровідник» можна уявити як поверхню, крізь яку електрони з металу або напівпровідника виходять ніби то у вакуум. Тому напрямок перегону електронів може бути тільки один, його визначатиме співвідношення роботи виходу електронів з металу і напівпровідника. Якщо ро-

бота виходу з металу вища порівняно з роботою виходу з напівпровідника, то зрозуміло, що при утворенні контакту рух електронів з напівпровідника в метал буде переважати. Метал отримає надлишок електронів (негативний заряд), а приконтактний шар напівпровідника збідниться на електрони, й у зоні контакту утвориться різниця потенціалів. Зняти цю контактну різницю потенціалів можна тільки зовнішнім електричним полем відповідної полярності. Отже, така контактна пара отримує властивість випрямляти електричний струм, а її вольт-амперна характеристика аналогічна вольт-амперній характеристиці **p-n-переходу**, за винятком притаманній **p-n-переходу** затримки прямого струму, поки не буде подолано потенціальний бар'єр. Як раз відсутність цієї затримки й робить контактну пару «метал – напівпровідник» з відповідних матеріалів дуже привабливою для надвисокочастотних вимірювальних приладів.

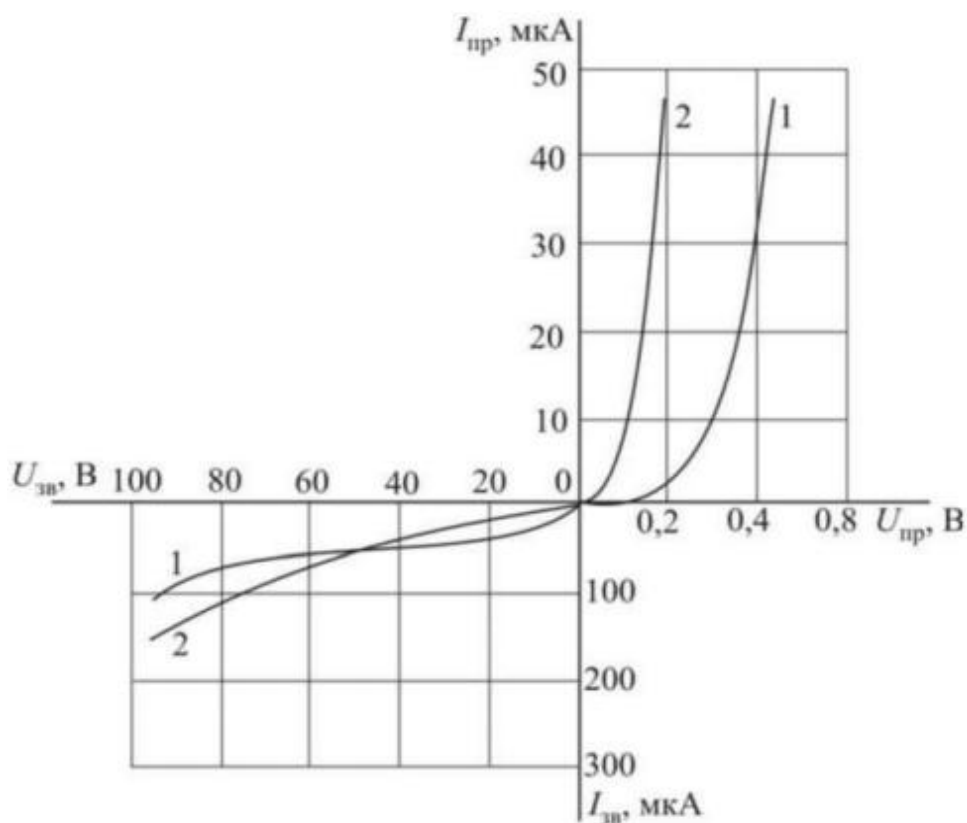


Рисунок 2.1 – Вольт-амперні характеристики: 1 – p-n- переходу; 2 – контактної пари «метал – напівпровідник» з випрямними властивостями

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які носії заряду існують у напівпровідниках?
2. Поясніть явища генерації і рекомбінації зарядів у напівпровідниках.
3. Охарактеризуйте явище домішкової провідності напівпровідників.
4. Поясніть, як утворюються напівпровідники n-типу і p-типу.
5. Поясніть властивості напівпровідників n-типу і p-типу. Які носії електричних зарядів у них є основними, а які – неосновними?
6. Що називають електронно-дірковим або p-n-переходом? Поясніть структуру й основні властивості цього переходу.
7. Що таке пряме та зворотнє включення електронно-діркового переходу?
8. Як змінюється потенціальний бар'єр і ширина електронно-діркового переходу залежно від прямого та зворотного включення?
9. Поясніть, що являє собою електричний та тепловий пробіи p-n-переходу.
10. Опишіть властивості контактного переходу типу «метал – напівпровідник».
11. Поясніть особливості вольт-амперних характеристик p-n-переходу та контактної пари «метал – напівпровідник» з випрямними властивостями.

## ТЕМА №2

### НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

#### ЛЕКЦІЯ № 3

### НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ

#### 1. Групи напівпровідникових приладів

Усі базові напівпровідникові прилади умовно можна поділити на дві основні групи:

1) **резистори**, що створюють певний опір на шляху електричного струму, але не можуть перекрити його,

2) **вентилі**, які, використовуючи властивості **p-n-переходу**, можуть пропускати або не пропускати електричний струм.

Залежно від кількості **p-n-переходів** у напівпровідникових приладах вентильної групи розрізняють:

- **діоди** (один p-n-перехід);
- **біполярні транзистори** (два p-n-переходи);
- **тиристори** (три p-n-переходи).

Напівпровідниковий резистор являє собою електричний опір з двома виводами, виготовлений з рівномірно легованого напівпровідникового матеріалу. **Він може бути лінійним**, тобто не змінювати пропорційний зв'язок між струмом і напругою під впливом зовнішніх факторів, і **нелінійним**, тобто залежати від напруги, температури, освітлення та інших керуючих параметрів.

#### 2. Класифікація та умовні позначення напівпровідникових резисторів.

**Лінійні резистори** виготовляють зі слаболегованого кремнію або арсеніду галію, питомий опір яких мало залежить від напруженості електричного поля та густини електричного струму. Тому опір ліній-



ного резистора залишається практично незмінним у широкому діапазоні напруг і струмів. Такі резистори поширені в інтегральних мікросхемах.

**Нелінійні резистори** позначені тим параметром, який найбільш істотно впливає на їхній опір і вольт-амперні характеристики:

- для **варисторів** – це електрична напруга;
- для **терморезисторів** – температура;
- для **тензорезисторів** – механічна напруга;
- для **фоторезисторів** – освітлення.

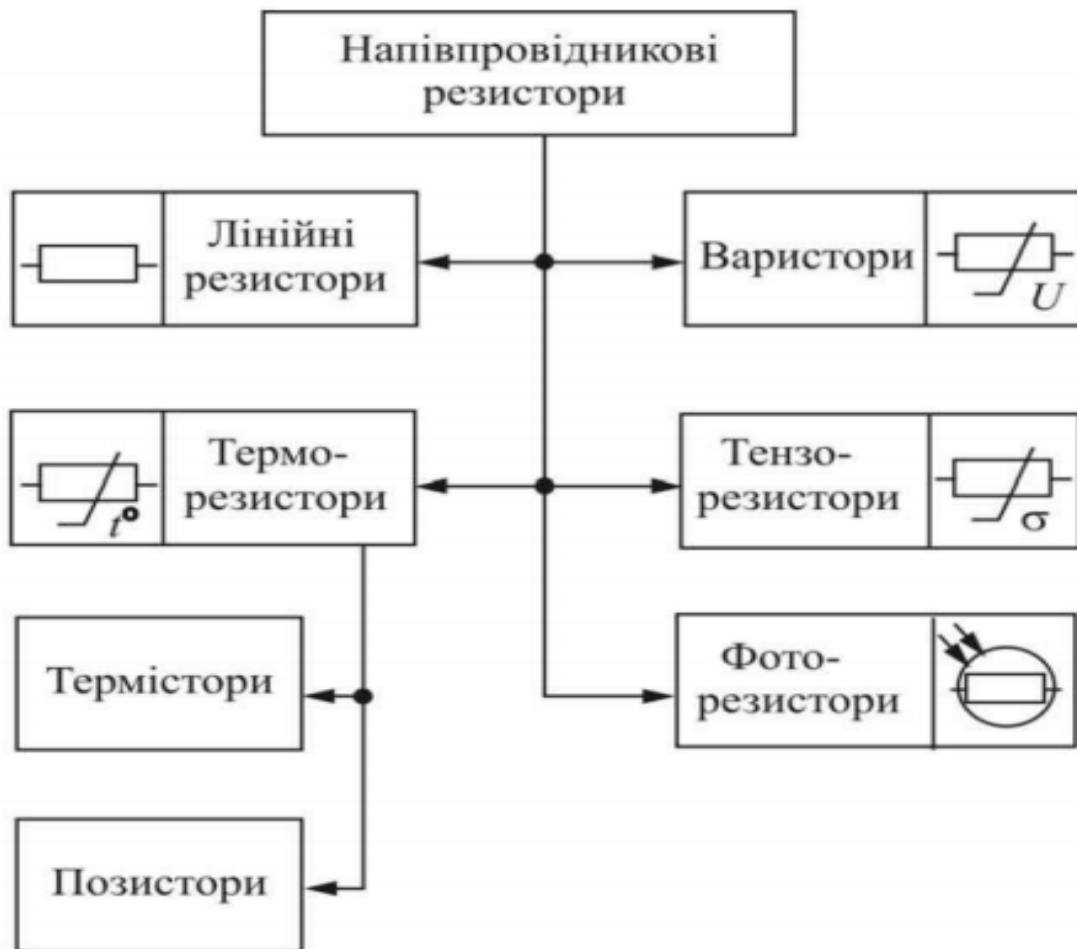


Рисунок 2.1 – Класифікація та умовні позначення напівпровідникових резисторів

## 2.1 Варистори.

Варистор – напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги, тому його вольт - амперна характеристика нелінійна і симетрична відносно початку координат (рис. 2.2).

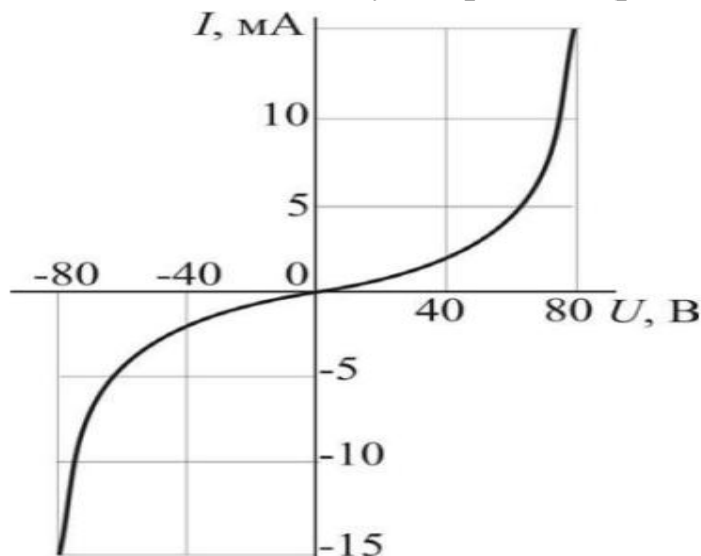


Рисунок 2.2 - Вольт - амперна характеристика варистора

Головним параметром, яким характеризується варистор, є коефіцієнт не лінійності

$$\lambda = \frac{R}{R_d} = \frac{U/I}{dU/dI}, \quad (2.1)$$

де  $R$ ,  $R_d$  – статичний і динамічний опори варистора;

$U$ ,  $I$  – напруга і струм варистора.

Коефіцієнт не лінійності для різних типів варисторів знаходиться в діапазоні 2...6, що дозволяє використовувати їх для захисту приладів та елементів електричних схем від перенапруги, стабілізації напруги і струму, регулювання та перетворення електричних сигналів.

## 2.2 Терморезистори

**Терморезистор** – це напівпровідниковий резистор, опір якого істотно залежить від температури.

**Розрізняють два види терморезисторів:**

1) **термістор**, опір якого зі зростанням температури різко зменшу-

ється,

2) **позистор**, опір якого при досягненні певного рівня температури різко збільшується (рис. 2.3).

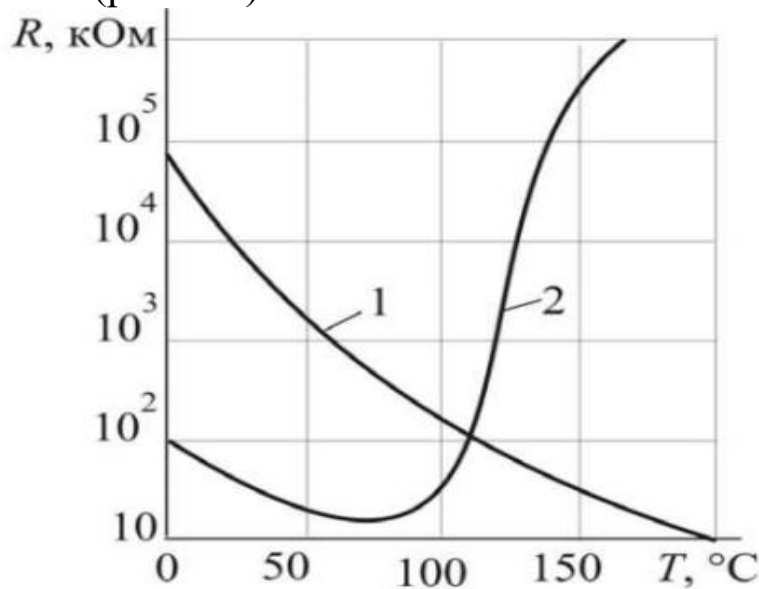


Рисунок 2.3 – Температурні характеристики терморезисторів:  
1- термістора, 2- позистора.

Головним параметром, що характеризує роботу терморезистора, є температурний коефіцієнт опору

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \cdot 100, \quad (2.2)$$

що показує відсоткову зміну опору при зміні температури.

Для **термісторів**  $\alpha = -(3...7)\%/^{\circ}\text{C}$ , для **позисторів** (близько точки Кюрі)  $\alpha = (10...50)\%/^{\circ}\text{C}$

Терморезистори використовуються в системах регулювання температури, термокомпенсації різних елементів електричного кола, теплового захисту, протипожежної сигналізації. За допомогою термісторів можна в широкому діапазоні вимірювати температуру.

### 2.3 Тензорезистори

**Тензорезистор** – напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від його механічної деформації. Тензорезистор, закріплений належним чином на деталях різного роду машин і механізмів, дозволяє вимірю-

вати деформацію цих деталей і визначати за допомогою закону Гука механічні напруги в них.

Тому найважливішою для тензорезисторів є їх деформаційна характеристика, яка показує залежність відносного опору тензорезистора  $\Delta R/R$  від його відносної деформації  $\Delta l/l$ , де  $l$  – довжина робочого тіла тензорезистора (рис. 2.4).

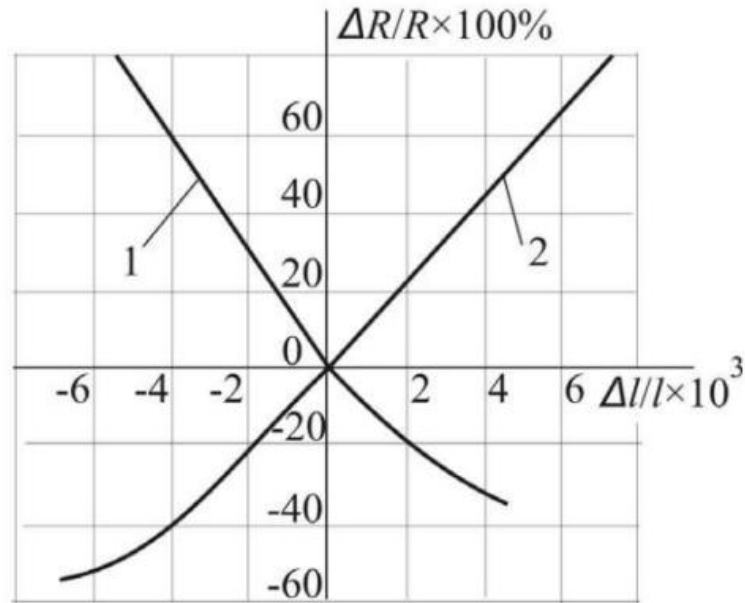


Рисунок 2.4 – Деформаційні характеристики тензорезисторів:

1) - **n**- типу, 2) - **p**- типу.

До основних параметрів тензорезистора належать його номінальний опір і коефіцієнт тензочутливості

$$K_{\sigma} = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l}, \quad (2.3)$$

значення якого знаходиться в діапазоні від  $-150$  до  $+150$ .

## 2.4 Фоторезистори

**Фоторезистор** – це напівпровідниковий резистор, опір якого змінюється залежно від параметрів освітлення.

Матеріалом для виготовлення фоторезисторів може бути сульфід кадмію, селенід кадмію, сірковий свинець, а також полікристалічні прошарки сіркового і селенистого кадмію.

Світлочутливі елементи в більшості своїй розташовують у пластикових або металевих корпусах з відповідним отвором для освітлення, але в окремих випадках, коли потрібні невеликі розміри, їх виготовляють без корпусу.

### Основні характеристики фоторезисторів.

1) Світлова (люкс-амперна) характеристика, що показує, як змінюється фотострум  $I_\phi$  при збільшенні освітлення  $E$  з поступовим переходом у зону насичення (рис. 2.5).

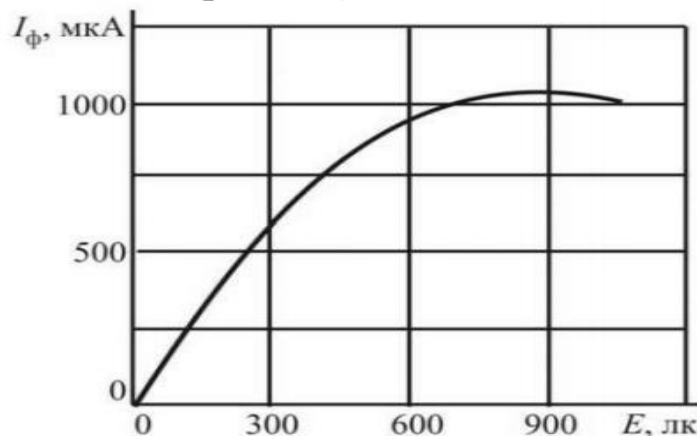


Рисунок 2.5 – Світлова характеристика фоторезисторів

2) Вольт-амперна характеристика як для темрявого струму (світловий потік ( $\Phi = 0$ )), так і при різному рівні освітлення ( $\Phi > 0$ ) (рис. 2.6),

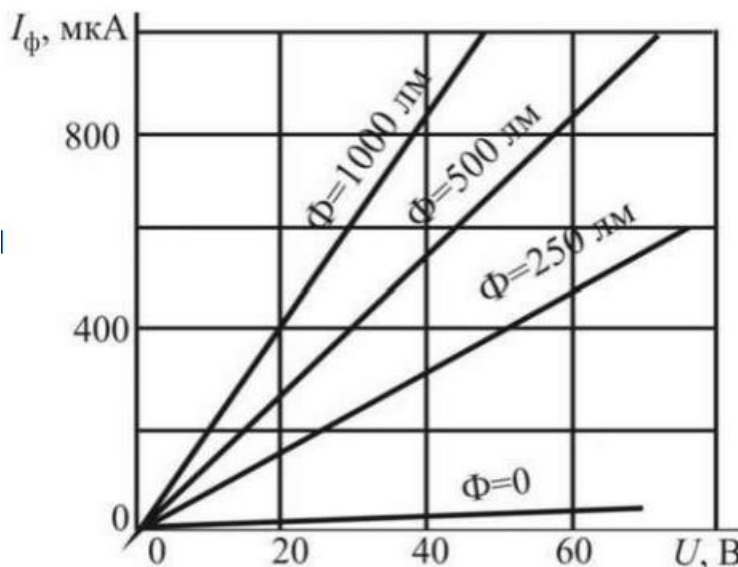


Рисунок 2.6 – Вольт-амперна характеристика фоторезисторів

3) **Спектральна характеристика**, що показує залежність чутливості фоторезистора  $I_{\phi} / I_{\phi max} \cdot 100\%$  від довжини хвилі світлового потоку  $\lambda$ .

При цьому діапазон чутливості визначається також матеріалом, з якого виготовлено фоторезистор (рис. 2.7).

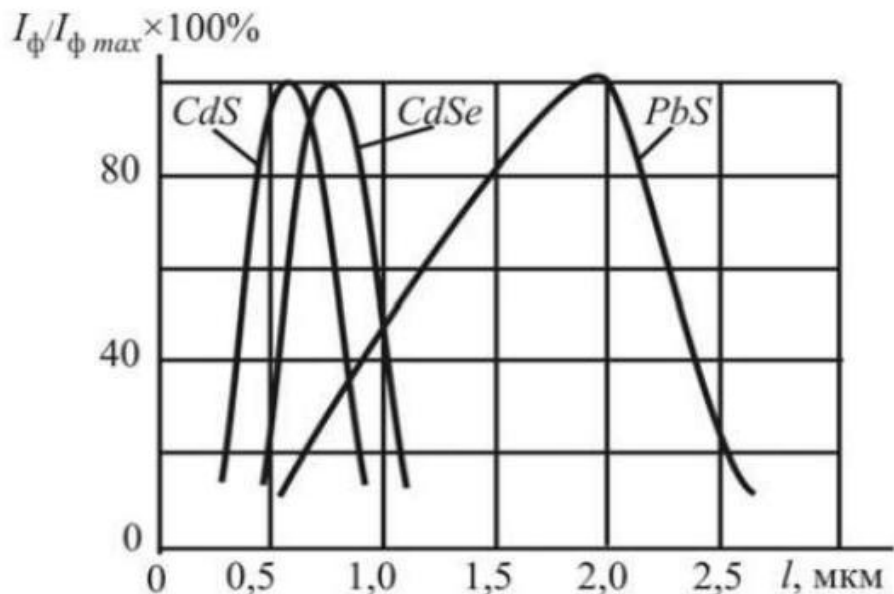


Рисунок 2.7 – Спектральна характеристика фоторезисторів

4) **Частотна характеристика**, що показує, як внаслідок інерційності фоторезистора зменшується його чутливість при збільшенні частоти  $f$  струму (рис. 2.8).

Загальна чутливість фоторезистора характеризується відношенням фотоструму до світлового потоку:

$$S = I_{\phi} / \Phi, \quad (2.4)$$

і може досягати 20 А/лм.

Фоторезистори широко застосовуються у багатьох галузях науки і техніки. Особливий інтерес викликає їх використання в оптоелектроніці.

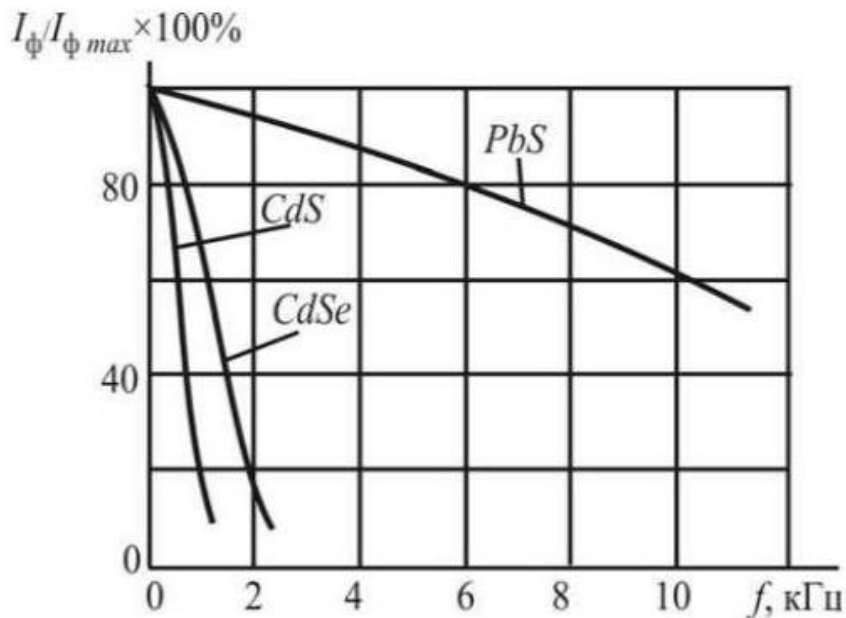


Рисунок 2.8 – Частотна характеристика фоторезисторів

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Назвіть основні типи напівпровідникових приладів та укажіть кількість р-n-переходів у них.
2. Наведіть класифікацію та умовні позначення напівпровідникових резисторів.
3. Який параметр найбільш істотно впливає на опір і вольт-амперні характеристики варисторів, терморезисторів, тензорезисторів і фоторезисторів?
4. Що таке варистор? Накресліть його вольт-амперну характеристику. Що таке коефіцієнт нелінійності варистора? Де використовують варистор?
5. Що таке терморезистор? Накресліть температурні характеристики термістора і позистора. Що таке температурний коефіцієнт опору? Де використовують терморезистори?
6. Що таке тензорезистор? Накресліть деформаційні характеристики тензорезисторів n- і р-типу. Що таке коефіцієнт тензочутливості? Де використовують тензорезистори?

## ЛЕКЦІЯ № 4

### НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

#### 1. Загальні відомості про напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з двома виводами, між якими розташовано кристал з одним **p-n-переходом**. Залежно від способу утворення **p - n - переходу розрізняють площинні і точкові діоди**.

У **площинних діодах p – n - перехід** утворюється внаслідок послідовних дифузій при високій температурі домішок елементів III і V валентної групи з середовищ з їхніми парами.

У **точкових діодах p – n - перехід** утворюється в пластинці кремнію або германію з електропровідністю **n-типу**, коли в неї вплавляють стальний загострений тонкий дріт, короткочасно пропускаючи великий струм. Пластинка невелика: площа поверхні близько 1 мм<sup>2</sup>, товщина 0,1...0,6 мм.

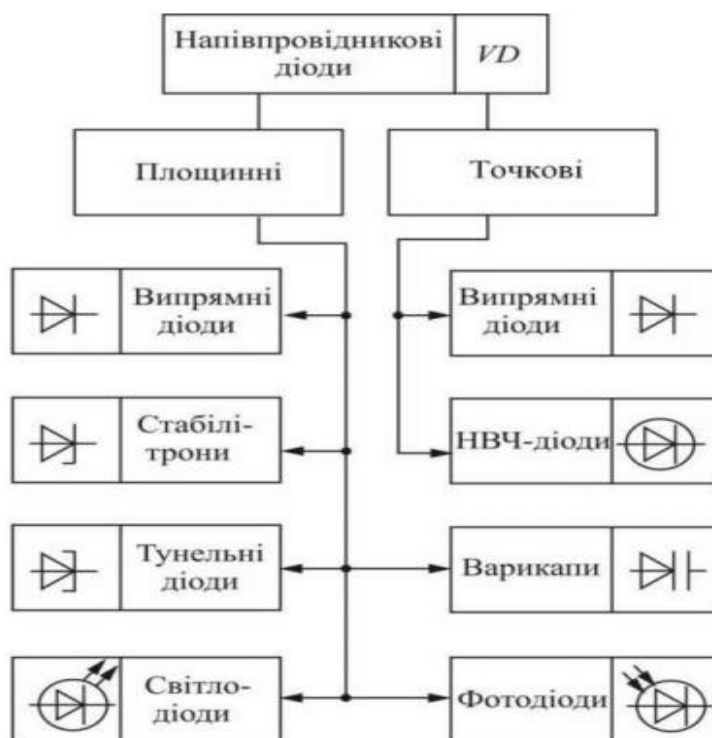


Рисунок 2.1 – Класифікація і умовні позначення напівпровідникових діодів



## 2.Випрямні діоди

Робота напівпровідникового діода, призначеного для випрямлення змінного струму, заснована на здатності **p-n - переходу** пропускати струм практично тільки в одному напрямку. Та частина напівпровідника, що має діркову провідність, зветься анодом, а та, що має електронну – катодом.

Це відповідає так званому прямому включенню діода (рис. 2.2, б), коли на аноді А «плюс», а на катоді К «мінус». Відповідно, за іншої полярності буде зворотне включення. Таким чином, для протікання струму до аноду слід прикласти позитивний потенціал, а до катода – негативний.

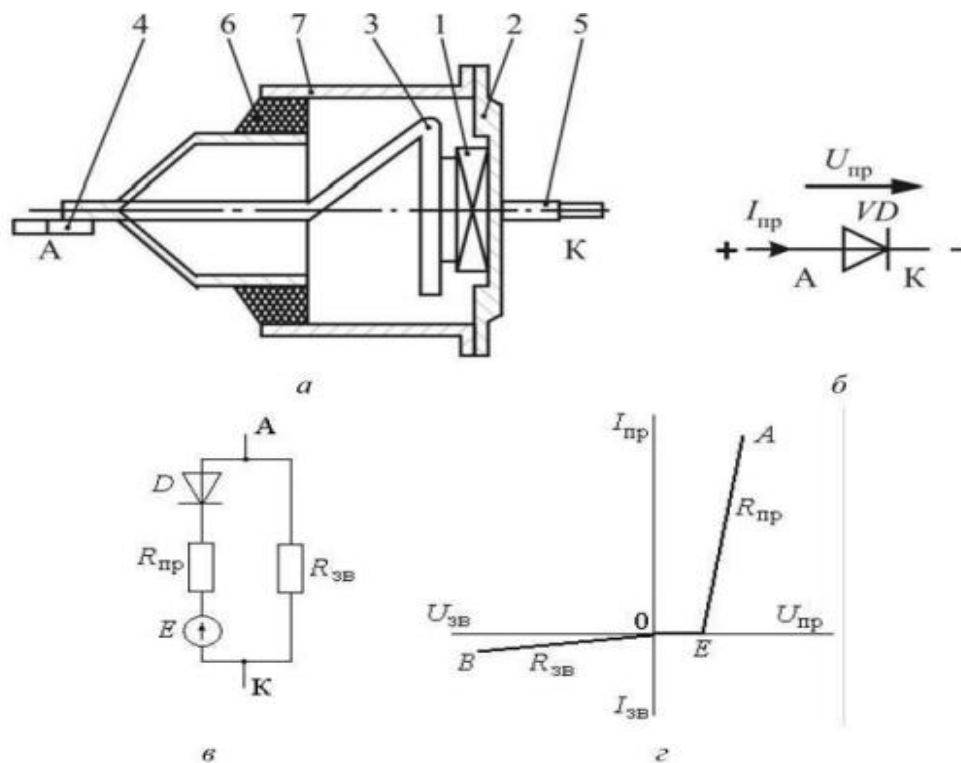


Рисунок 2.2 – Конструкція (а), умовне позначення (б), еквівалентна схема (в) і ідеалізована вольт-амперна характеристика напівпровідникового випрямного діода: 1 – пластина кристалу напівпровідника; 2 – кристалоутримувач; 3 – електрод; 4,5 – виводи (А – анод, К – катод); б – прохідний ізолятор; 7 – корпус

## Вольт - амперна характеристика випрямного діода

Основною характеристикою напівпровідникових діодів є вольт-амперна характеристика. На рис. 2.3 для порівняння наведено вольт-амперні характеристики германієвого і кремнієвого діодів. Показовим є те, що кремнієві діоди пропускають набагато менші зворотні струми і в той же час допускають набагато більші зворотні напруги порівняно з германієвими. Також є ширшим і температурний діапазон роботи кремнієвих діодів: від  $-60$  до  $+150$  °С, в той час як германієвих – від  $-60$  до  $+85$  °С. Однак внаслідок того, що в германієвих діодах пряме падіння напруги менше, ніж у кремнієвих, такою ж мірою менша й потужність, яка виділяється в діоді і гріє його. Тому у випрямних пристроях низької напруги більш доречні германієві діоди. Для зменшення нагрівання потужних випрямних діодів.

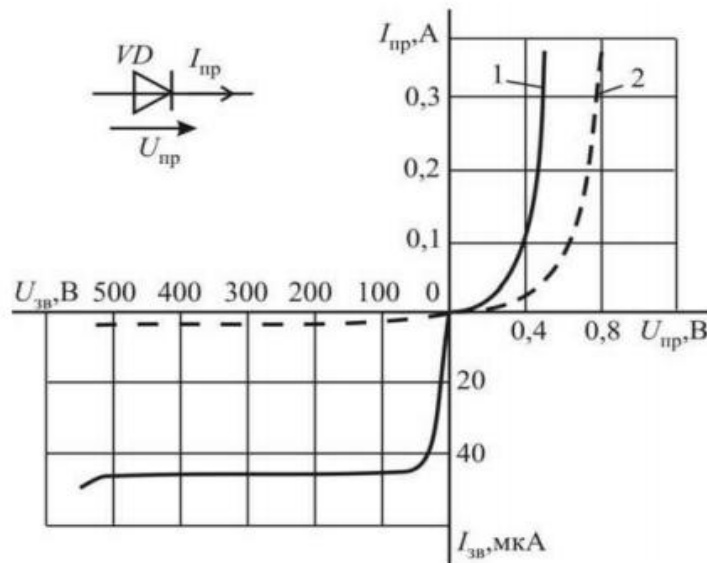


Рисунок 2.3 – Вольт-амперні характеристики застосовують більш ефективні способи їх охолодження: германієвого (1) і кремнієвого (2) випрямних монтаж на радіаторах, обдування тощо. діодів

## Пряме та зворотне включення випрямного діода

Якщо до діода прикласти пряму напругу  $U_{np}$  у декілька десятків вольт, то виникне неприпустимо великий прямий струм  $I_{np}$  і за декілька секунд діод розжариться та зруйнується. Але при одноразовому короткочасному включенні діод не встигне перегрітися і зруйнуватися. Як правило, напівпровідникові діоди допускають 50 – 100 - кратне пе-

ревантаження за струмом протягом 0,1 с. При включенні напівпровідникового діода на зворотну напругу  $U_{зв}$  в ньому виникає незначний зворотний струм  $I_{зв}$ , зумовлений неосновними носіями електричних зарядів. Надмірне підвищення зворотної напруги може призвести до теплового пробою **p-n-переходу** і руйнування діода. Тому більшість випрямних діодів надійно працюють при зворотних напругах, не вищих за 0,7...0,8 від пробивних. Навіть короточасне перевищення пробивної напруги виводить діод з ладу. Залежно від того, на яку напругу розрахований напівпровідниковий прилад, визначається його клас. На кожні 100 В дається один клас. Наприклад, прилад 15-го класу може витримувати напругу до 1500 В.

### Параметри випрямних діодів

Таблиця 2.1 – Параметри випрямних діодів

Тип діода	Параметри		
	Допустимий прямий струм $I_{пр\ max}$ , А	Допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$ , В	Зворотний струм $I_{зв}$ , мкА, при $U_{зв\ max}$
Точкові	0,01...0,1	25...150	0,1...10
Площинні малопотужні	0,1...1,0	200...1000	10...200
Площинні потужні	1,0...2000	200...4000	1000...5000
Імпульсні	0,01...0,5	10...100	0,1...50

НВЧ - діоди мають аналогічні характеристики, але працюють при надзвичайно високих частотах. Для роботи з більш високими зворотними напругами виготовляють так звані діодні стовпи, в яких послідовно з'єднано від 5 до 50 діодів. Зворотна напруга  $U_{зв}$  таких стовпів лежить у межах 2...40 кВ. В тому разі, коли збільшувати треба не тільки зворотну напругу, а й прямий струм, використовують силові діодні збірки, в яких діоди з'єднують і послідовно, і паралельно. Групи ідентичних малопотужних діодів часто виготовляють у вигляді діодних матриць і діодних збірок. В діодних матрицях діоди приєднують до

одного спільного виводу, що полегшує їх використання в логічних пристроях і дешифраторах, а діодні збірки вміщують паралельні, послідовні, мостові та інші види з'єднань.

### 3. Напівпровідникові стабілітрони

Напівпровідниковий стабілітрон відрізняється від випрямного діода тим, що його зворотна напруга в зоні електричного пробою мало залежить від значення струму. Тому за його допомогою можна підтримувати стабільну напругу  $U_{ст}$ .

Вольт-амперна характеристика стабілітрона наведена на рис. 3.1.

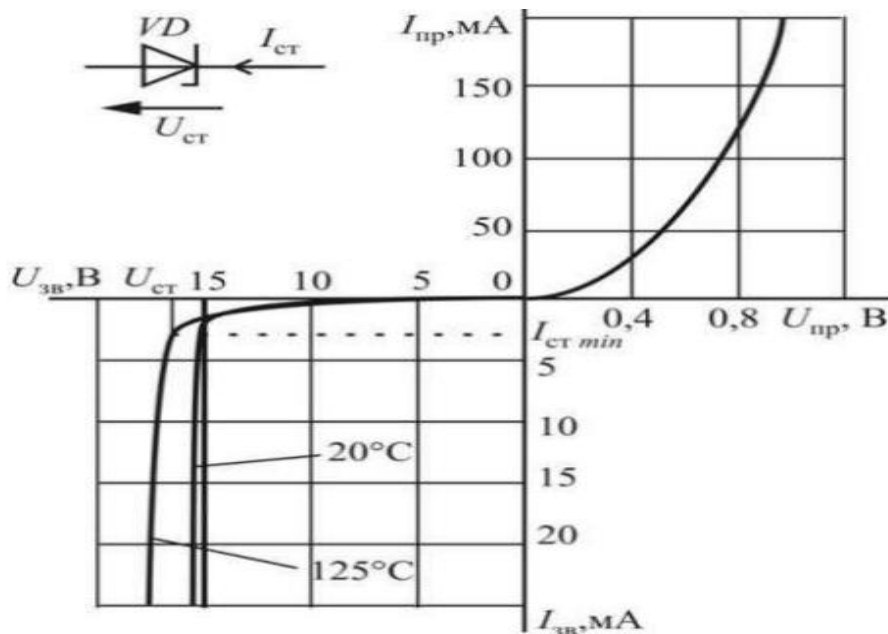


Рисунок 3.1 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона

#### Основні параметри стабілітрона

Основні параметри стабілітрона:

- 1) практично незмінна напруга  $U_{ст}$  і диференціальний опір  $R_D = dU_{ст}/dI_{ст}$  на ділянці стабілізації;
- 2) мінімальний  $I_{ст\ min}$  і максимальний  $I_{ст\ max}$  струм стабілізації;
- 3) температурний коефіцієнт напруги на ділянці стабілізації

$$TKU = \frac{1}{U_{ст}} \cdot \frac{dU_{ст}}{dT} \cdot 100\%$$

Температурний коефіцієнт напруги  $TKU$ , що показує на скільки відсотків змінюється напруга стабілітрона при зміні температури на  $1^\circ\text{C}$ , для більшості стабілітронів дорівнює  $(-0,05...+0,2)\%/^\circ\text{C}$ , а для прецизійних стабілітронів, наприклад КС196В, досягає  $\pm 0,0005\%/^\circ\text{C}$  в діапазоні температур від  $-60$  до  $+60^\circ\text{C}$ . Такі стабілітрони використовуються у перевірочних електровимірювальних приладах високого класу.

Стабілітрони виготовляють на напруги стабілізації від 1 до 1000 В, за зворотними струмами на ділянці стабілізації від  $I_{ст\ min} \approx 1...10$  мА до  $I_{ст\ max} \approx 50...2000$  мА, тобто

$$\frac{I_{ст\ max}}{I_{ст\ min}} \approx 50...200.$$

Значення мінімального струму  $I_{ст\ min}$  обмежене нелінійною ділянкою характеристики, значення максимального струму  $I_{ст\ max}$  – допустимою температурою напівпровідника.

На ділянці стабілізації  $R_D \approx \text{const}$  і для більшості стабілітронів  $R_D = 0,5...200$  Ом

#### 4. Напівпровідникові варикапи

Варикап – це напівпровідниковий діод, в якому ємність  $C$  залежить від зворотної напруги  $U_{зв}$ . Внаслідок цього його використовують як елемент з електрично керованою ємністю. Залежність ємності варикапа від зворотної напруги показано на рис.4.1.

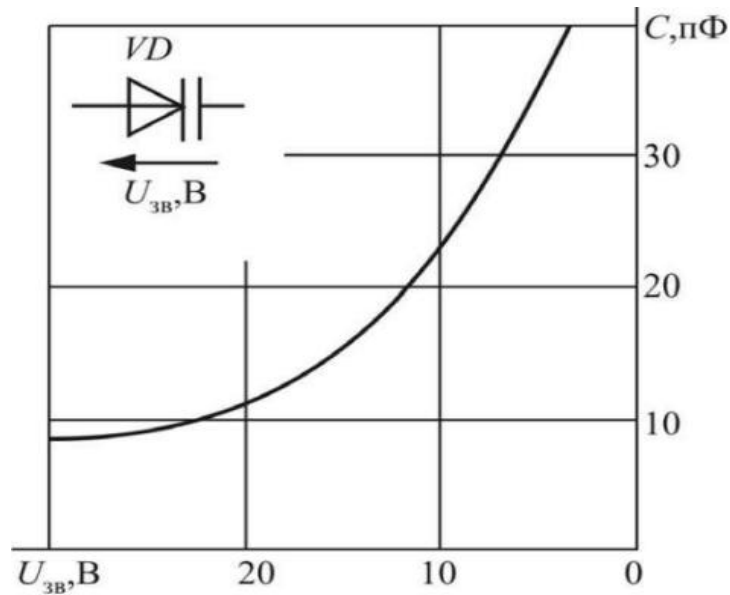


Рисунок 4.1 – Залежність ємності варикапа від зворотної напруги

### Основні параметри варикапів

Основними параметрами варикапа є загальна ємність  $C$ , яка фіксується при невеликій зворотній напрузі  $U_{zv} = 2...5 \text{ В}$ , і коефіцієнт перекриття за ємністю  $K_C = C_{max}/C_{min}$ . Для більшості варикапів  $C = 10...500 \text{ нФ}$ ,  $K_C = 2...20$ .

Найчастіше варикапи використовують в системах дистанційного керування і автоматичного підстроювання частоти.

### 5. Фото - і світлодіоди

Взаємодія оптичного випромінювання (видимого, інфрачервоного або ультрафіолетового) з носіями електричного заряду в замикаючому шарі **p-n-переходу** визначає роботу фотодіодів і світлодіодів. У фотодіоді внаслідок освітлення **p-n-переходу** збільшується зворотний струм. У світлодіоді при проходженні прямого струму виникає інфрачервоне або видиме випромінювання.

Світлодіоди з інфрачервоним випромінюванням використовуються в оптоелектроніці. У видимому діапазоні широко застосовуються індикаторні світлодіоди (СІД), побудовані на основі арсеніду галію.

Розміри кристала складають приблизно  $0,3 \times 0,3 \times 0,2 \text{ мм}^3$ , а колір випромінювання залежно від домішок може відповідати будь-якому кольору веселки:

- СІД – червоний;
- ОСІД – оранжевий,
- ЖСІД – жовтий,
- ЗСІД – зелений,
- ГСІД – голубий,
- ССІД – синій,
- ФСІД – фіолетовий.

### Параметри світлодіодів

Ефективність світлодіода  $\eta$  – це відношення енергії випромінювання до електроенергії, що споживається:

$$\eta = \frac{h \cdot \nu}{e \cdot U} \eta_{\text{КВ}},$$

де  $h$  – стала Планка ( $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с);  $\nu$  – частота випромінювання;  $e$  – електричний заряд електрона ( $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл);  $U$  – прикладена напруга;

$\eta_{\text{КВ}} = \eta_{\text{вн}} \cdot \eta_i \cdot \eta_0$  – квантовий вихід (тут  $\eta_{\text{вн}}$  – внутрішній квантовий вихід люмінесценції, залежний від матеріалу кристала;  $\eta_i$  – коефіцієнт інжекції;  $\eta_0$  – коефіцієнт виходу світла, тобто ефекту оптичної системи виводу світла за межі кристала).

### Застосування світлодіодів

Зазвичай коефіцієнт виходу світла  $\eta_0 \leq 1,5 \%$ . Але ускладнення оптичної системи й удосконалення форми кристала (перехід від плоскої поверхні до сферичної чи еліпсоїдальної, запресовування або заливка кристала прозорою пластмасою з утворенням лінзи тощо) дозволяє збільшити коефіцієнт виходу світла  $\eta_0$  до **10...30 %**. Тим самим відкривається перспектива заміни освітлювальних ламп розжарювання і люмінесцентних ламп в їх традиційних галузях використання світлодіодами. Це дозволить на порядок зменшити споживання електроенергії при одночасному підвищенні надійності.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке напівпровідниковий діод? Наведіть класифікацію та умовні позначення напівпровідникових діодів.
2. Що таке випрямний діод? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються випрямні діоди?
3. Що таке напівпровідниковий стабілітрон? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються напівпровідникові стабілітрони?
4. Що таке напівпровідниковий варикап? Накресліть його умовне позначення і характеристику залежності ємності варикапа від зворотної напруги. Де використовують варикапи?
5. Що таке фото - і світло діоди? Накресліть їх умовні позначення. Де використовують фото - і світло діоди?



## ЛЕКЦІЯ № 5

### БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

#### 1. Загальні відомості про біполярні транзистори

Класифікація та умовні позначення транзисторів

Транзистором називається напівпровідниковий прилад, в якому можна змінювати значення струму, що тече крізь нього, за допомогою набагато меншого струму або електричного поля.

Залежно від способу керування струмом транзистори діляться на **біполярні, польові та IGBT**.

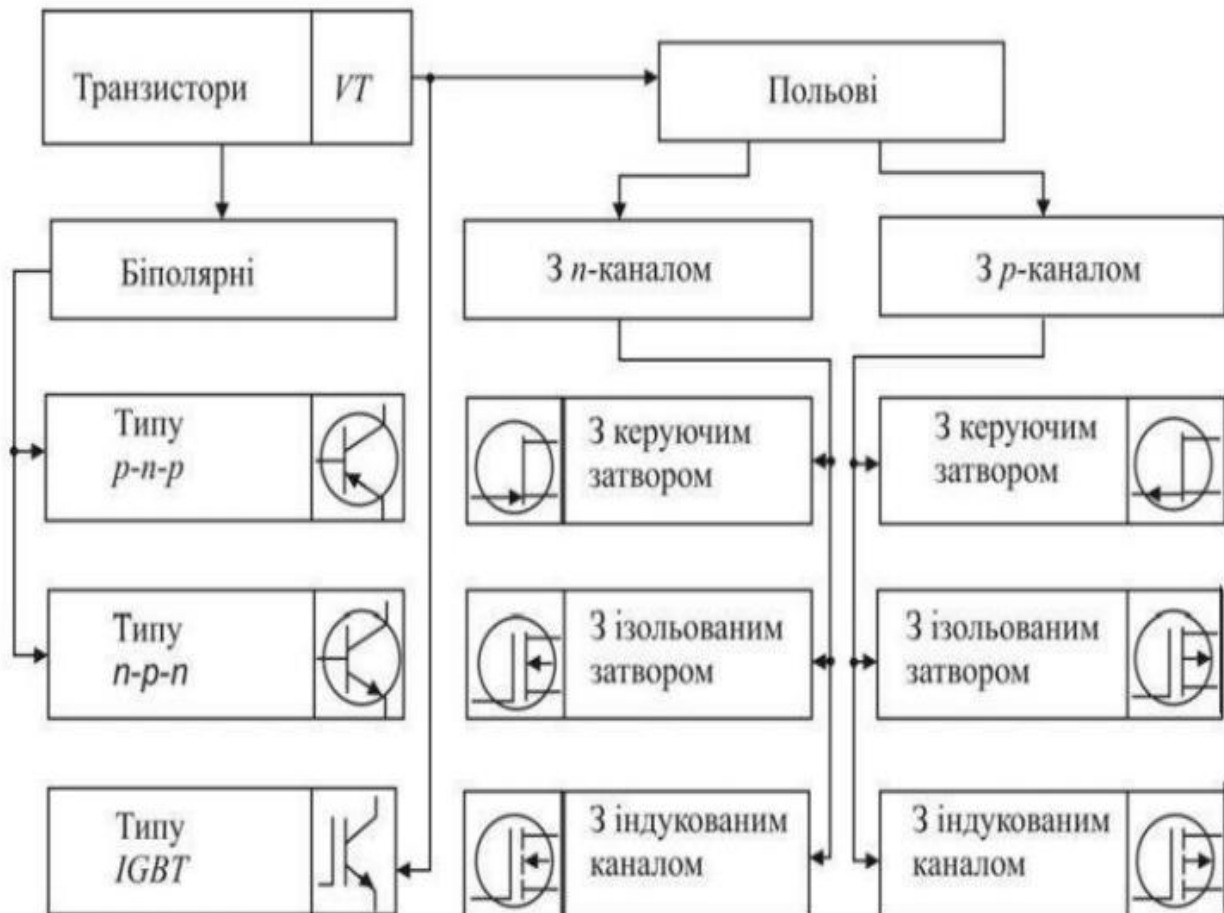


Рисунок 1.1 – Класифікація і умовні позначення транзисторів

## 2. Принцип роботи біполярного транзистора

Біполярний транзистор структурно складається з трьох шарів з провідністю р- і n-типів, які чергуються в напівпровідниковому кристалі (рис. 2.1).

Частина кристала, най більш насичена основними носіями електричних зарядів (дірками або електронами), називається емітером **Е**. Мало насичений зарядами того ж знаку (слабо легований) шар називається колектором **К**. Розділяє емітер і колектор дуже вузький слабо легований шар з основними носіями електричних зарядів протилежного знаку. Він називається базою **Б**. Кожен з цих шарів має відповідний вивід. На рис.3.2 дірки позначені «+», а електрони «-».

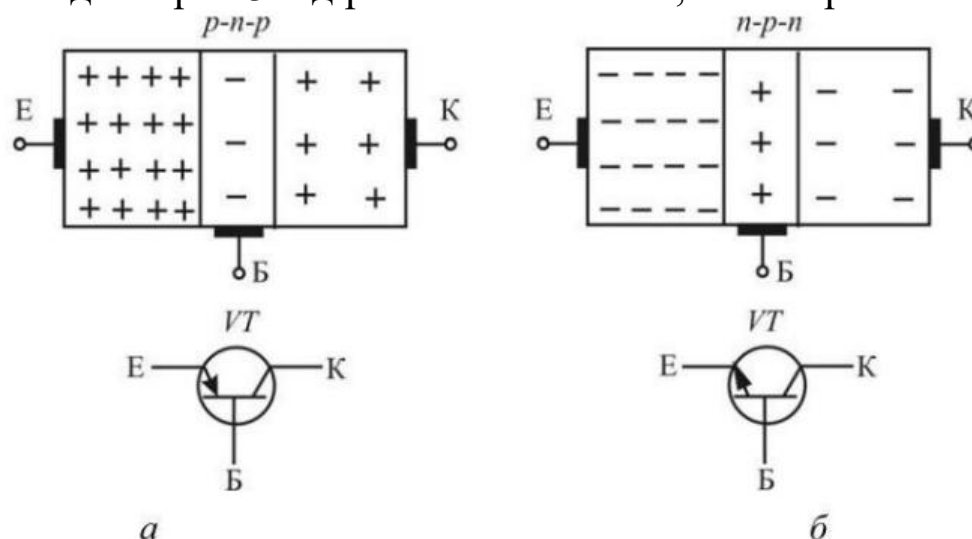


Рисунок 2.1 – Структура та умовне позначення біполярних транзисторів типів р-п-р(а) і п-р-п (б)

### Конструкція малопотужного біполярного транзистора

Найчастіше кристал біполярного транзистора розташовується на основі з ізолюючими втулками для виводів і закривається корпусом. Основний струм проходить між емітером і колектором. В активному режимі вони вмикаються таким чином, що пряма напруга припадає на емітер, р-п-перехід між емітером та базою відкривається й основні носії електричних зарядів долають вузький шар бази та збираються проти р-п-переходу між базою і колектором, потенціальний бар'єр на якому заважає їхньому подальшому руху. Тому достатньо подати не-

велику напругу відповідного знаку на базу, щоб подолати цей потенціальний бар'єр і відкрити шлях основним носіям електричних зарядів.

Утворюється емітерний струм  $I_E$ , більша частина якого  $I_K$  пройде через колектор.

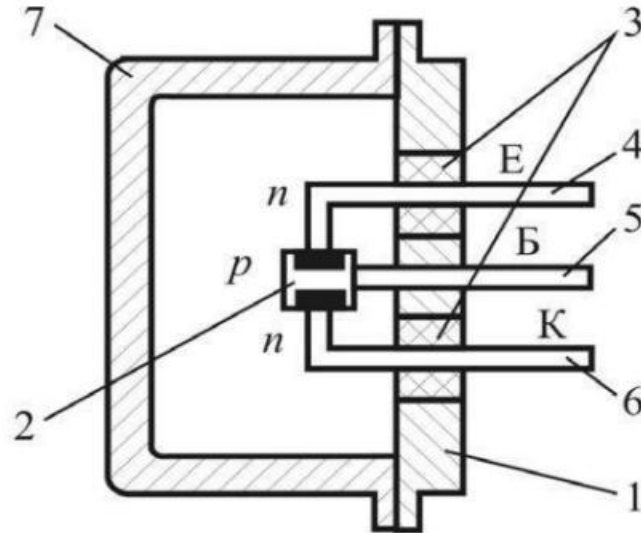


Рисунок 2.2 – Конструкція малопотужного біполярного транзистора: 1 – основа; 2 – кристал напівпровідника; 3 – ізолюючі втулки; 4, 5, 6 – виводи емітера Е, бази Б, колектора К; 7 – корпус

### Принцип роботи біполярного транзистора

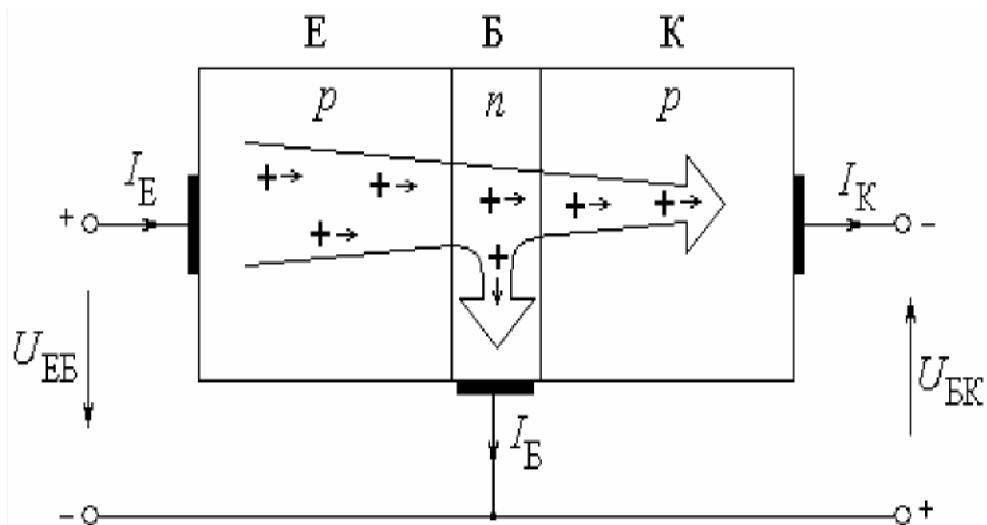


Рисунок 2.3 – До пояснення принципу роботи біполярного транзистора; дірки позначені «+»

Підключення транзистора до зовнішніх джерел живлення  $U_{EB}$  та  $U_{BK}$  призводить до зміни висоти потенціальних бар'єрів р-n-переходів. Потенціальний бар'єр емітерного переходу зменшується, а колекторного – збільшується.

Струм  $I_E$ , що проходить через емітерний перехід, дорівнює сумі діркової  $I_{Ep}$  і електронної складових  $I_{En}$

$$I_E = I_{Ep} + I_{En}$$

Якщо б концентрація дірок і електронів у базі і в емітері була однаковою, то прямий струм через емітерний перехід утворювався би переміщенням однакової кількості дірок та електронів у протилежних напрямках. Але у транзисторах, як було зазначено вище, концентрація носіїв заряду у базі значно менша, аніж в емітері. Це призводить до того, що кількість дірок, інжектованих з емітера у базу, у багато разів перевищує кількість електронів, що рухаються у протилежному напрямку. Отже, майже увесь струм через емітерний р-n-перехід зумовлений дірками. Іжектовані через емітерний перехід дірки проникають вглибину бази. В залежності від механізму проходження носіїв заряду в області бази **відрізняють бездрейфові і дрейфові транзистори**. У **бездрейфових** транзисторах перенесення неосновних носіїв заряду через область бази здійснюється в основному за рахунок дифузії. У дрейфових транзисторах в області бази шляхом відповідного розподілу домішок утворюється внутрішнє електричне поле і перенесення неосновних носіїв заряду через базу здійснюється в основному за рахунок дрейфу. Дірки, потрапивши до бази, для якої вони є неосновними носіями заряду, починають рекомбінувати з електронами. Але рекомбінація – це процес не миттєвий. Тому майже усі дірки встигають пройти через тонкий шар бази і дістатися колекторного р-n-переходу, перш ніж відбудеться рекомбінація. Наблизившись до колектора, дірки підпадають під дію електричного поля колекторного переходу. Це поле для дірок є прискорювальним, тому вони у результаті екстракції швидко втягуються з бази у колектор та приймають участь у створенні струму колектора.

Взявши до уваги малий рівень рекомбінації дірок з електронами в області бази, можна вважати струм колектора  $I_K$  приблизно рівним струму емітера  $I_E$ :  $I_K \approx I_E$ . Ті дірки, які все ж таки рекомбінують в області бази з електронами, беруть участь у створенні струму бази  $I_B$ . Необхідно звернути увагу на те, що хоча електрони і дірки рухаються у протилежних напрямках, струми у колах транзистора проходять в одному напрямку, що збігається з напрямком руху носіїв заряду позитивної полялярності – дірок. Це легко зрозуміти, якщо врахувати, що протилежний напрямок руху електронів і дірок компенсується їх протилежним знаком. Отже, при утворенні струму в колах транзистора мова може іти не про різницю, а саме про суму електронної та діркової складових.

Для сучасних біполярних транзисторів коефіцієнт передачі струму з емітера до колектора  $\alpha = I_K/I_E$  дорівнює 0,9...0,995.

### 3. Схеми включення біполярного транзистора.

Можливими є три схеми включення біполярного транзистора з використанням одного з виводів для приєднання до входу і виходу:

- 1) зі спільною базою (СБ),
- 2) зі спільним емітером (СЕ),
- 3) зі спільним колектором (СК).

Найчастіше вживається та схема, де спільним для входу і виходу є емітер (рис. 3.1). В такій схемі вхідний контур проходить через перехід «база – емітер» і в ньому виникає струм бази

$$I_B = I_E - I_K = (1 - \alpha)I_E \ll I_E \approx I_K.$$

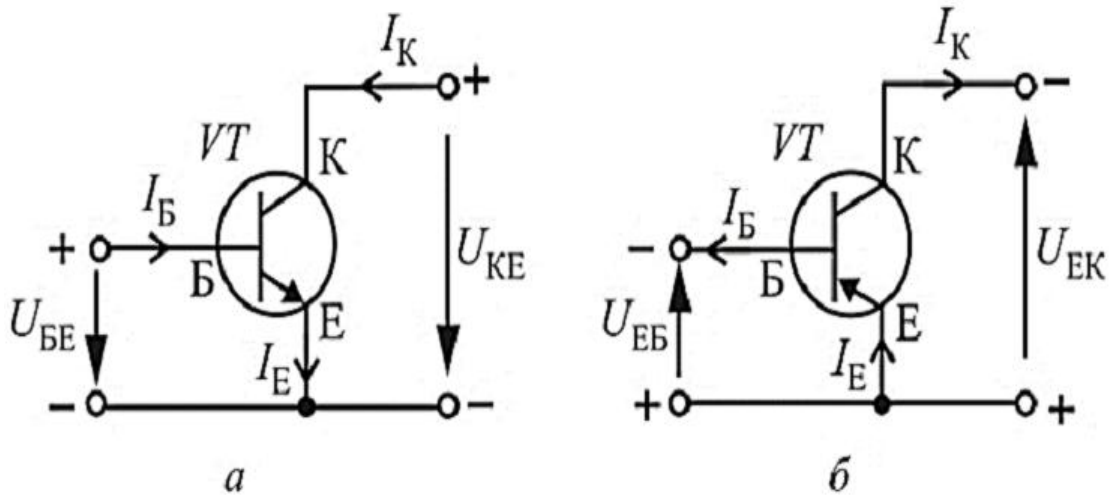


Рисунок 3.1 – Включення за схемою зі спільним емітером біполярних транзисторів типів n-p-n (а) і p-n-p (б)

### Особливість схеми СЕ

Особливість схеми **СЕ** полягає в тому, що вхідним струмом в ній є малий струм бази, а вихідним – струм колектора. Відповідно коефіцієнт передачі струму для схеми **СЕ** визначається як

$$\beta = \frac{I_K}{I_B}$$

Невелике значення струму у вхідному контурі й зумовило широке застосування схеми зі спільним емітером.

## 4. Вольт-амперні характеристики біполярного транзистора

Відрізняють **вхідну (базову) і вихідну (колекторну) вольт-амперні характеристики** біполярного транзистора.

**Перша** показує залежність базового струму від напруги між базою та емітером  $I_B$  ( $U_{BE}$ ) і може вважатися незмінною при різних значеннях напруг  $U_{KE}$ .

**Друга** – залежність колекторного струму від напруги між колектором і емітером при фіксованому значенні базового струму.

$$I_K(U_{KE})_{I_B = \text{const}}$$

Зазвичай надається набір вихідних характеристик при різних значеннях базового струму (рис. 4.1).

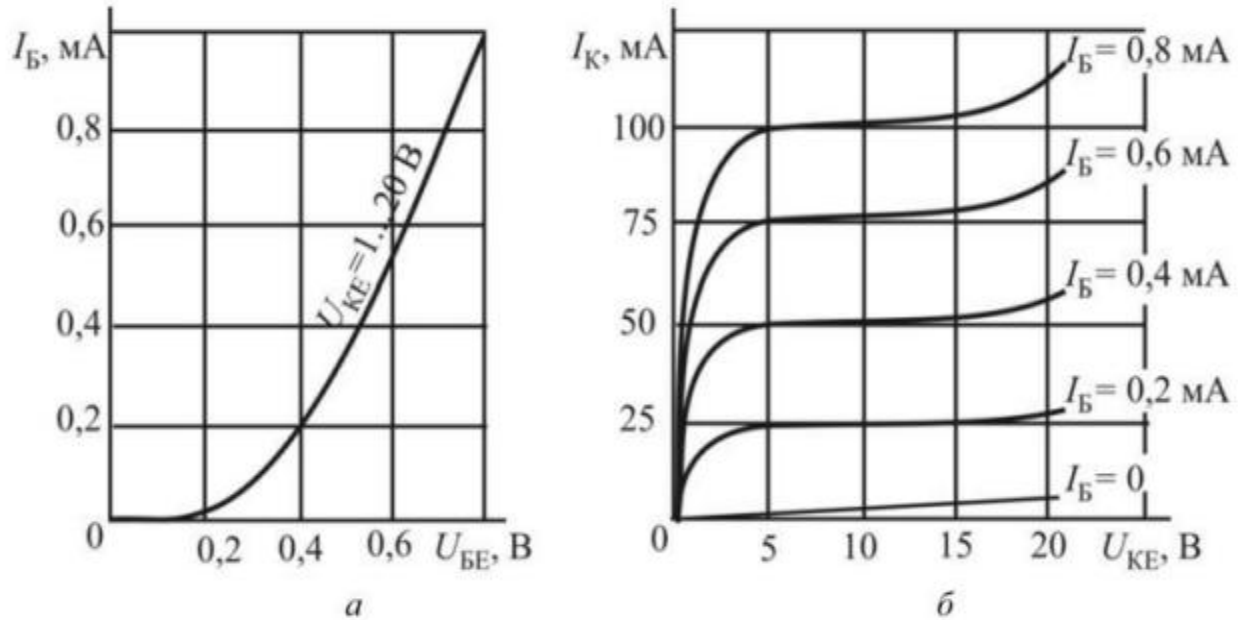


Рисунок 4.1 – Вольт-амперні характеристики біполярного транзистора: (а) – вхідна; (б) – вихідні

## 5. Вплив факторів на параметри біполярного транзистора

### Схема заміщення біполярного транзистора

Для розрахунків та аналізу роботи електронних пристроїв з біполярними транзисторами використовують схему заміщення біполярного транзистора, яка побудована на так званих **h-параметрах**.

Схема заміщення відображає роботу транзистора на лінійних ділянках вхідної та вихідної характеристик. Розглядаються не повні струми і напруги, а їх лінійні зміни  $\Delta I_B$ ,  $\Delta U_{BE}$ ,  $\Delta I_K$ ,  $\Delta U_{KE}$ . Дві з цих величин можна вважати незалежними, а дві інші – їх функціями:  $U_{BE} = F_1(I_B, U_{KE})$  та  $I_K = F_2(I_B, U_{KE})$ .

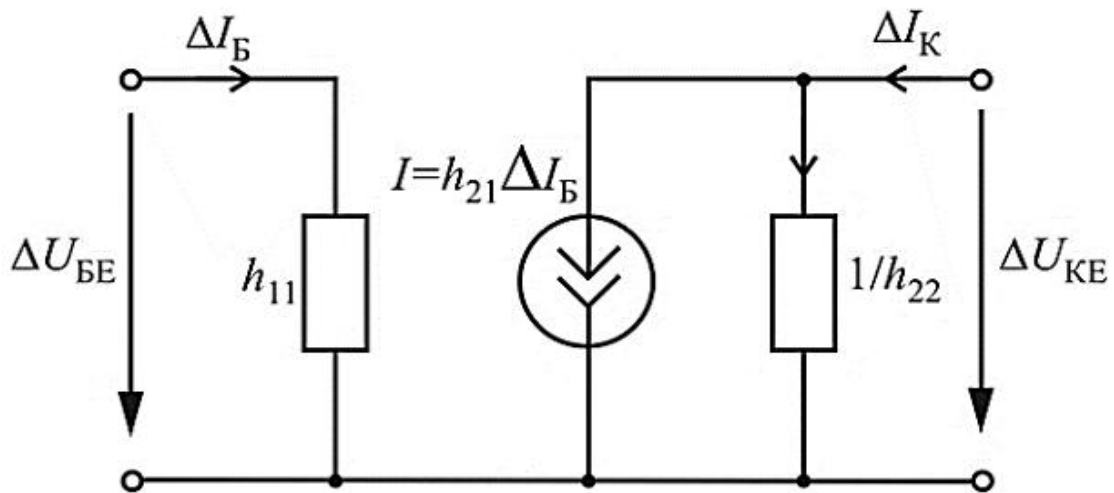


Рисунок 5.1 – Схема заміщення біполярного транзистора р-п-типу, включеного за схемою зі спільним емітером

### Н-параметри біполярного транзистора

В межах лінійних ділянок вольт-амперних характеристик для приростів  $\Delta U_{BE}$  і  $\Delta I_K$  справедливими є рівняння:

$$\Delta U_{BE} = \frac{\partial F_1}{\partial I_B} \Delta I_B + \frac{\partial F_1}{\partial U_{KE}} \Delta U_{KE};$$

$$\Delta I_K = \frac{\partial F_2}{\partial I_B} \Delta I_B + \frac{\partial F_2}{\partial U_{KE}} \Delta U_{KE}$$

або

$$\Delta U_{BE} = h_{11} \Delta I_B + h_{12} \Delta U_{KE};$$

$$\Delta I_K = h_{21} \Delta I_B + h_{22} \Delta U_{KE},$$

де коефіцієнти  $h_{11}$   $h_{12}$   $h_{21}$   $h_{22}$  визначаються за вхідною і вихідними вольтамперними характеристиками:



$$h_{11} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \text{ при } U_{KE} = \text{const} \quad (\Delta U_{KE} = 0); \quad h_{12} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \text{ при } I_B = \text{const} \quad (\Delta I_B = 0);$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \text{ при } U_{KE} = \text{const} \quad (\Delta U_{KE} = 0); \quad h_{22} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \text{ при } I_B = \text{const} \quad (\Delta I_B = 0).$$

**Параметр  $h_{11}$**  являє собою вхідний опір біполярного транзистора.

**Параметр  $h_{12}$**  – коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку за напругою. Його значення близьке до нуля і в більшості випадків ним нехтують.

**Параметр  $h_{21}$**  – коефіцієнт передачі за струмом, що визначає підсилювальні (щодо струму) можливості транзистора.

**Параметр  $h_{22}$**  дорівнює вихідній провідності транзистора з незмінним струмом бази.

**Визначені  $h$ - параметри** покладено в основу схеми заміщення біполярного транзистора, яка містить тільки резистори і кероване джерело струму.

### **Вплив температури на параметри біполярного транзистора**

Діапазон робочих температур біполярних транзисторів, який визначається властивостями р-п - переходів, є таким самим, як і у напівпровідникових діодів.

Особливо сильно на роботу транзисторів впливає нагрів і менш суттєво охолодження (до  $-60^\circ\text{C}$ ). Крім зміни значення основних параметрів транзистора, нагрів спричиняє зміщення вихідних характеристик і зміну їх нахилу, що також заважає нормальній роботі приладу.

Особливо суттєвого впливу на роботу транзистора при нагріві завдає струм  $I_{КБО}$ . Приблизне значення струму при нагріві можна визначити з рівняння

$$I_{КБОt} \approx I_{КБОн} e^{0,07\Delta t}$$

де  $I_{КБОt}$  – величина  $I_{КБО}$  при підвищеній температурі;

$I_{КБОн}$  – величина  $I_{КБО}$  при нормальній температурі ( $20^\circ\text{C}$ );

$\Delta t$  – різниця температур при нагріві транзистора.

Нестабільність режиму транзистора, яка обумовлена струмом  $I_{кбо}$ , є дуже суттєвою, оскільки зворотний струм колектора у значній мірі впливає на струми емітера і колектора, а отже і на підсилювальні властивості транзистора.

Найчастіше для роботи при підвищеній температурі застосовують кремнієві транзистори. Гранична робоча температура для цих приладів становить 125...150 °С. З цією ж метою використовують и ряд нових напівпровідникових матеріалів, з яких значний інтерес викликає карбід кремнію. Прилади, що виготовлені на карбіді кремнію, зможуть нормально працювати до температур 500...600 °С.

### **Частотні властивості біполярних транзисторів**

На частотні властивості транзисторів великий вплив мають ємності р-п -переходів. Зі збільшенням частоти ємнісний опір зменшується і шунтувальна дія ємностей зростає. Тому еквівалентна схема транзистора на високих частотах, крім суто активних опорів, містить ємності  $C_E$  і  $C_K$ , які шунтують емітерний і колекторний переходи. Особливо шкідливого впливу на роботу транзистора завдає ємність  $C_K$ , оскільки на високих частотах ємнісний  $\frac{1}{\omega_B C_K}$  виявляється значно меншим, ніж активний опір  $R_K$ , і колекторний перехід втрачає свої основні властивості.

Другою причиною погіршення роботи транзистора на високих частотах є відставання по фазі змінного струму колектора від змінного струму емітера. Це обумовлено інерційністю процесу проходження носіїв заряду через базу від емітерного переходу до колекторного, а також інерційністю процесів накопичення та розсіювання зарядів у базі.

### **Розширення частотного діапазону транзисторів**

Для розширення частотного діапазону транзисторів необхідно збільшувати швидкість переміщення неосновних носіїв зарядів через базу, зменшувати товщину шару бази і колекторну ємність.

## Коефіцієнти підсилення за струмом

Для визначення коефіцієнтів підсилення за струмом на частоті  $f$  можуть бути використані формули:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}},$$

де  $\alpha_0$  і  $\beta_0$  – коефіцієнти підсилення за струмом при частоті  $f = 0$ ;  $f_\alpha$  і  $f_\beta$  – граничні частоти транзистора в схемах зі спільною базою і спільним емітером відповідно.

Таким чином, з підвищенням частоти струму транзистора зменшується коефіцієнт передачі за струмом  $h_{21}$ . На практиці *граничною частотою*  $f_{гр}$  вважається така, при якій  $h_{21}$  зменшується у  $\sqrt{2}$  рази.

## Класифікація та параметри біполярних транзисторів

Таблиця 3.1 – Параметри біполярних транзисторів

Тип транзистора	Параметри			
	$U_{KE \max}$ , В	$I_{K \max}$ , А	$h_{21}$	$f_{гр}$ , МГц
Малопотужні	5...25	0,01...0,3	20...200	1,0...8000
Середньої потужності	25...100	0,3...3,0	20...200	1,0...1000
Великої потужності	50...1000	0,5...10	20...200	0,5...300

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке транзистор? Наведіть класифікацію та умовні позначення транзисторів.
2. Накресліть структуру та умовне позначення біполярних транзисторів р-п-р і п-р-п-типів. Позначте основні елементи.
3. Назвіть і наведіть схеми включення біполярного транзистора.
4. Зобразіть вхідну і вихідну вольт-амперні характеристики біполярного транзистора, включеного за схемою зі спільним емітером.

## ЛЕКЦІЯ № 6

### ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ, ТИРИСТОРИ.

#### 1. Класифікація та принцип роботи польових транзисторів.

Польовий транзистор побудований таким чином, що в напівпровіднику між двома електродами, до яких прикладена напруга, утворюється канал дуже малого перерізу з вільними носіями зарядів (електронів або дірок). Під впливом електричного поля переріз каналу і кількість електричних зарядів можуть змінюватись, завдяки чому здійснюється керування струмом між електродами.



Рисунок 1.1 – Класифікація і умовні позначення польових транзисторів

## Класифікація польових транзисторів за конструкцією

Конструктивно польові транзистори поділяються на дві групи:

- польові транзистори з керованими р-п-переходами (канальні або уніполярні транзистори);
- польові транзистори з ізольованим затвором (МДН- або МОН-транзистори), які, в свою чергу, поділяються на польові транзистори з вбудованим каналом та індукованим каналом (назви транзисторів розшифровуються таким чином: МДН – метал - діелектрик-напівпровідник, МОН – метал-оксид-напівпровідник).

Він підключається до електричного кола за допомогою двох електродів: **стік (С)** і **витік (В)**.

До напівпровідників протилежного типу, завдяки яким канал проходить між двома р-п-переходами, приєднуються керуючі електроди – **затвори (З)**.

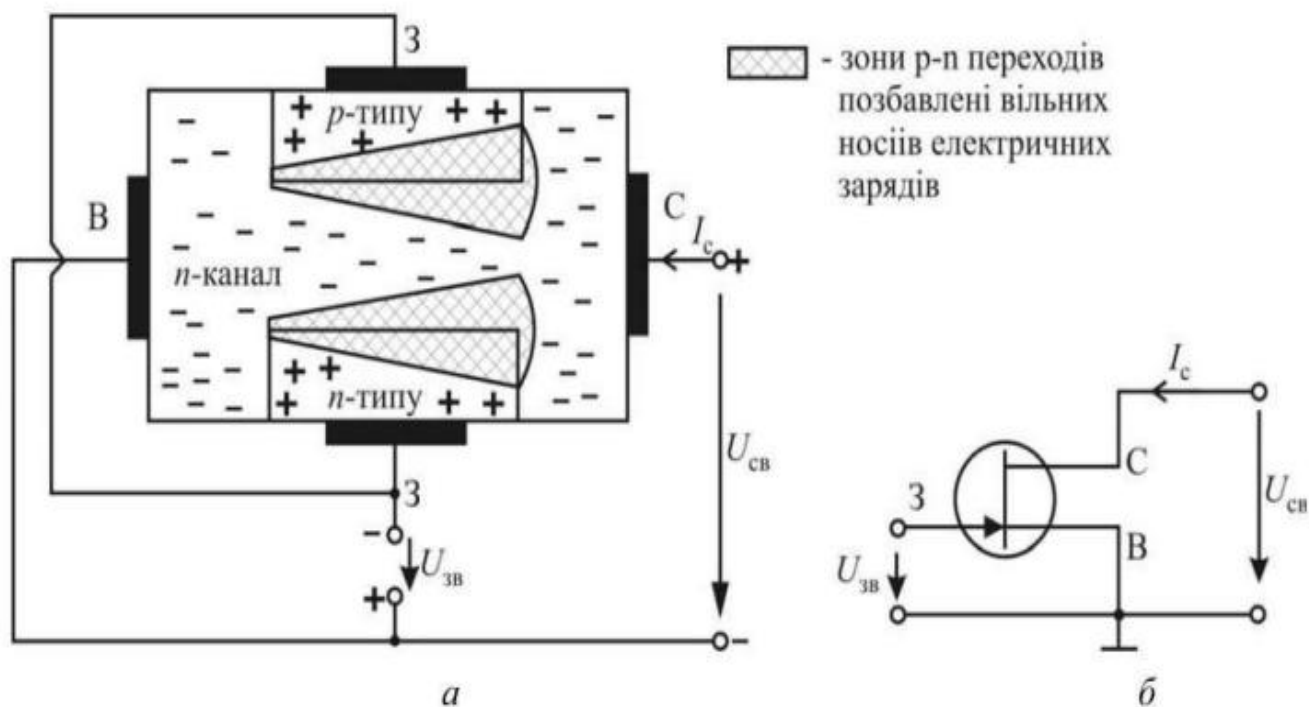


Рисунок 1.2 – Структура (а), умовне позначення і схема включення (б) польового транзистора з керованими р-п-переходами і n-каналом

## 2. Вольт-амперні характеристики польових транзисторів.

Значення струму в каналі залежить від напруги між стоком і витком  $U_{CB}$  та опору самого каналу, який визначається його шириною, близькою до ширини прилеглих р-п- переходів. Чим вище зворотна напруга між затвором і витком  $U_{3B}$ , тим більше розширюються вільні від зарядів р-п-переходи і, відповідно, затищується канал. Зростає його опір, зменшується стоковий струм  $I_C$  (рис.2.1).

Внаслідок того, що за нормальної схеми роботи польового транзистора до р-п- переходів прикладена зворотна напруга, його вхідний опір є значним і становить 108...109 Ом, а струм через затвори дуже малий (таб. 4.1). Керування транзистором здійснюється не струмом, а напругою, що зводить енергетичні витрати на керування майже до нуля.

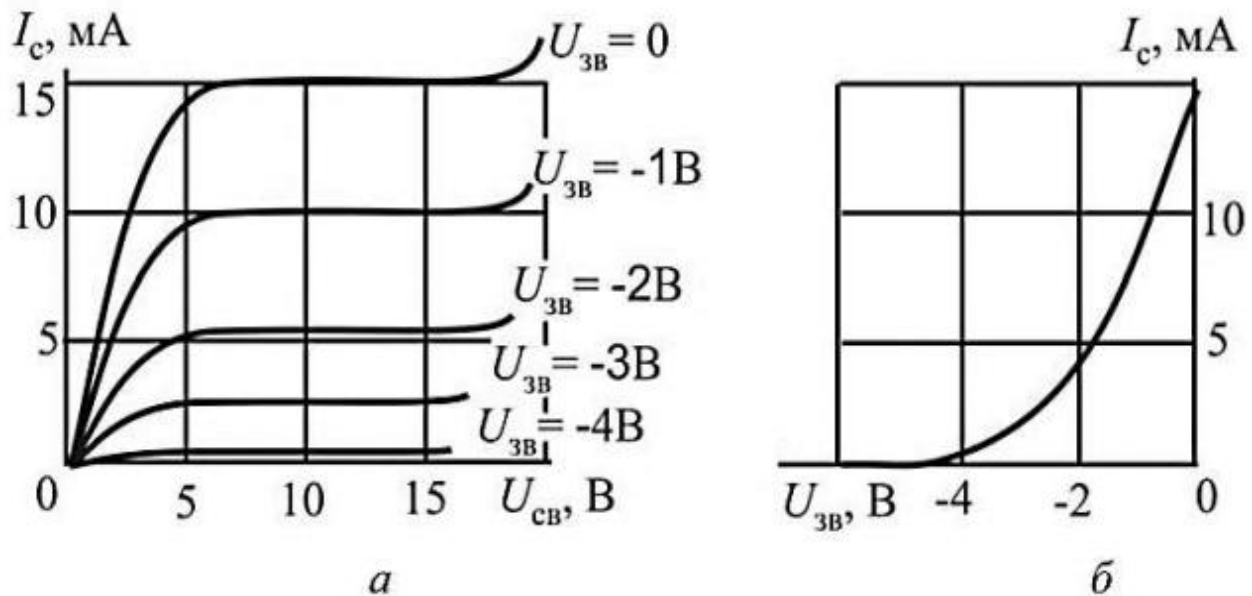


Рисунок 2.1 – Вольт-амперні характеристики польового транзистора з n-каналом: (а) вихідні; (б) передаточні

## Параметри польових транзисторів

Таблиця 2.1 – Параметри польових транзисторів

Тип транзистора	Параметри		
	$U_{CB \max}$ , В	$I_{C \max}$ , А	$I_3$ , мкА
З керованим <i>p-n</i> -переходом	5...100	$10^{-2}$ ...1,0	$10^{-3}$ ... $10^{-2}$
З ізольованим затвором	10...1000	$10^{-4}$ ...5,0	$10^{-9}$ ... $10^{-4}$
Транзисторні збірки (типу <i>IGBT</i> )	1000...6000	100...3000	$10^{-4}$ ... $10^{-1}$

### Польовий транзистор з ізольованим затвором

Ще менший струм тече через затвор у польовому транзисторі з ізольованим затвором, вхідний опір якого досягає  $10^{12}$ ... $10^{14}$  Ом. За конструктивну основу такого транзистора править пластинка (підкладка) монокристалічного кремнію *p*-типу, якщо канал є *n*-типу (рис. 2.2), або навпаки.

Області стоку **С** і витоку **В** сильно, а канал – слабо легуються домішками протилежного типу до монокристалічного кремнію. Відстань між витоком і стоком становить приблизно 1 мкм, а глибина каналу є ще меншою. Затвором **З** служить металева пластинка, ізольована від каналу діелектриком (транзистор типу МДН) або оксидною плівкою (транзистор типу МОН) товщиною до 0,1 мкм.

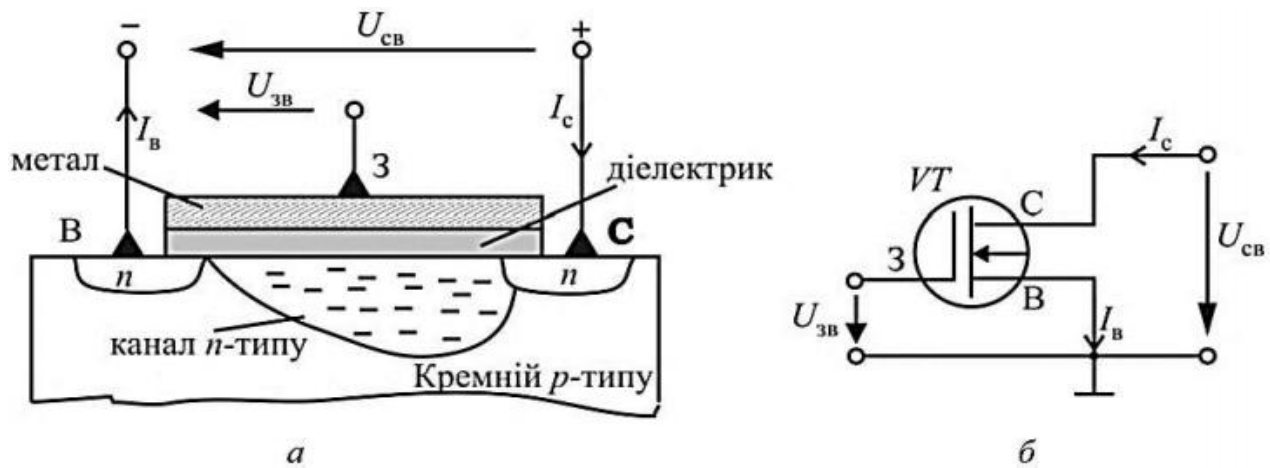


Рисунок 2.2 – Структура (а), умовне позначення і схема включення (б) польового транзистора з n-каналом та ізольованим затвором

### Принцип роботи польового транзистора з ізольованим затвором

В основі роботи транзистора подібної конструкції лежить ефект впливу електричного поля на електричні заряди. Залежно від полярності прикладеної до затвора напруги канал може збіднюватися (заряди витискуються з каналу в підкладку) або збагачуватися (заряди втягуються в канал з підкладки) на вільні носії електричних зарядів. В режимі збіднення струм в каналі зменшується, в режимі збагачення – збільшується. Таким чином, на відміну від польового транзистора з керованими р-n - переходами, транзистор з ізольованим затвором може працювати з нульовою, від’ємною або позитивною напругою на затворі. Більш того, якщо зовсім не легувати канал, а індукувати його, втягуючи, наприклад, електричним полем від позитивного потенціалу на затворі електрони з кремнієвої підкладки р-типу, то транзистор пропускатиме струм тільки в режимі збагачення. Це дуже зручно, тому що за відсутності напруги на затворі транзистор буде гарантовано закритий. Він відкриється тільки після подолання деякого порогового значення напруги (рис.2.3).

### Вольт-амперні характеристики польових транзисторів з ізольованим затвором



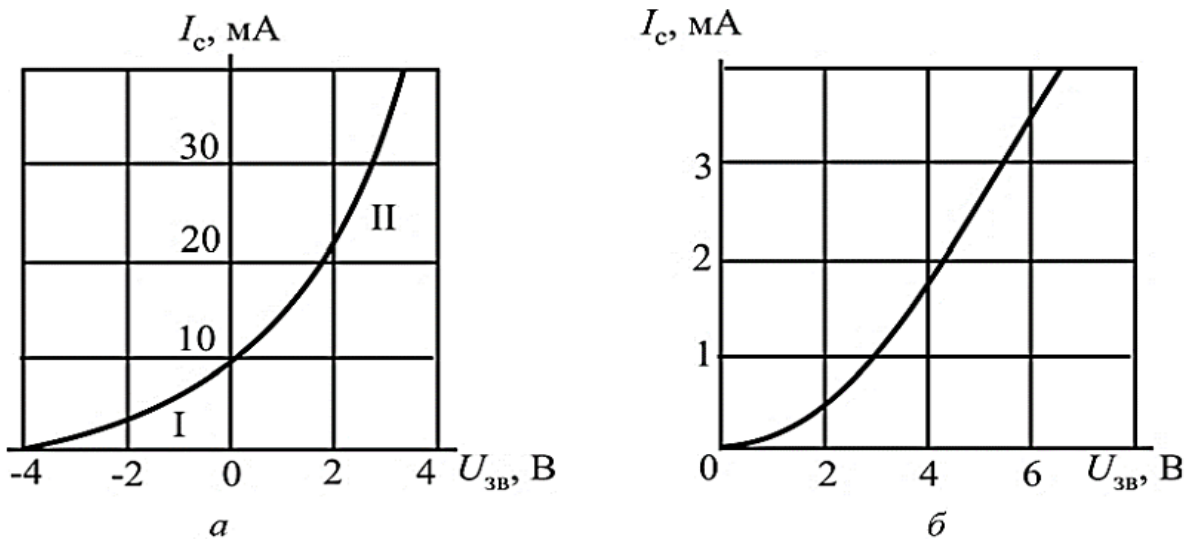


Рисунок 2.3 – Вольт-амперні характеристики польових транзисторів з ізольованим затвором: (а) – із початковим каналом n-типу (I – режим збіднення; II – режим збагачення); (б) – з індукованим каналом n-типу

### 3. IGBT-транзистори.

Польовий транзистор індукційного типу в парі з біполярним дає можливість створювати у вигляді інтегральних напівпровідникових мікросхем монолітні транзисторні збірки, параметри яких не нижчі параметрів потужних діодів і тиристорів. Ці транзисторні збірки мають назву транзисторів типу **IGBT** (біполярні транзистори з ізольованим затвором), їх параметри досягають за напругою – 6000 В (60-й клас), за струмом – 3000 А.

#### Принцип дії IGBT-транзисторів

На рис. 3.1 показано базову комірку IGBT транзистора та її дещо спрощену структурну схему. Принцип дії зображеного електронного ключа полягає в тому, що поки на затвор **З** не подана позитивна напруга, канал МДН - транзистора є перекритим і на базу біполярного транзистора р-п-р не подається струм. Відповідно, він залишається теж закритим і не пропускає струм від колектора **К** до емітера **Е**, між якими утримується велика напруга (IGBT закритий). При подачі на за-

твор позитивної напруги (кілька вольт) з шару  $p$  в канали МДН - транзисторів втягуються електрони і утворюється шлях для проходження струму на базу біполярного транзистора, який відкривається і починає пропускати основний струм. Напруга між колектором та емітером падає до 1...2 В (IGBT відкритий). Внаслідок того що підвищення температури IGBT по-різному впливає на опори біполярного транзистора і МДН - транзисторів, загальний температурний коефіцієнт в зоні робочих струмів є позитивний, що дозволяє зберігати переваги польового транзистора (збільшення температури не призводить до збільшення струму). При великій кількості паралельно з'єднаних комірок вкрай важливо, щоб зростання температури не призводило до зменшення їх опору, в протилежному разі одна з комірок почне пропускати все більший струм, проб'ється і закоротить всю збірку.

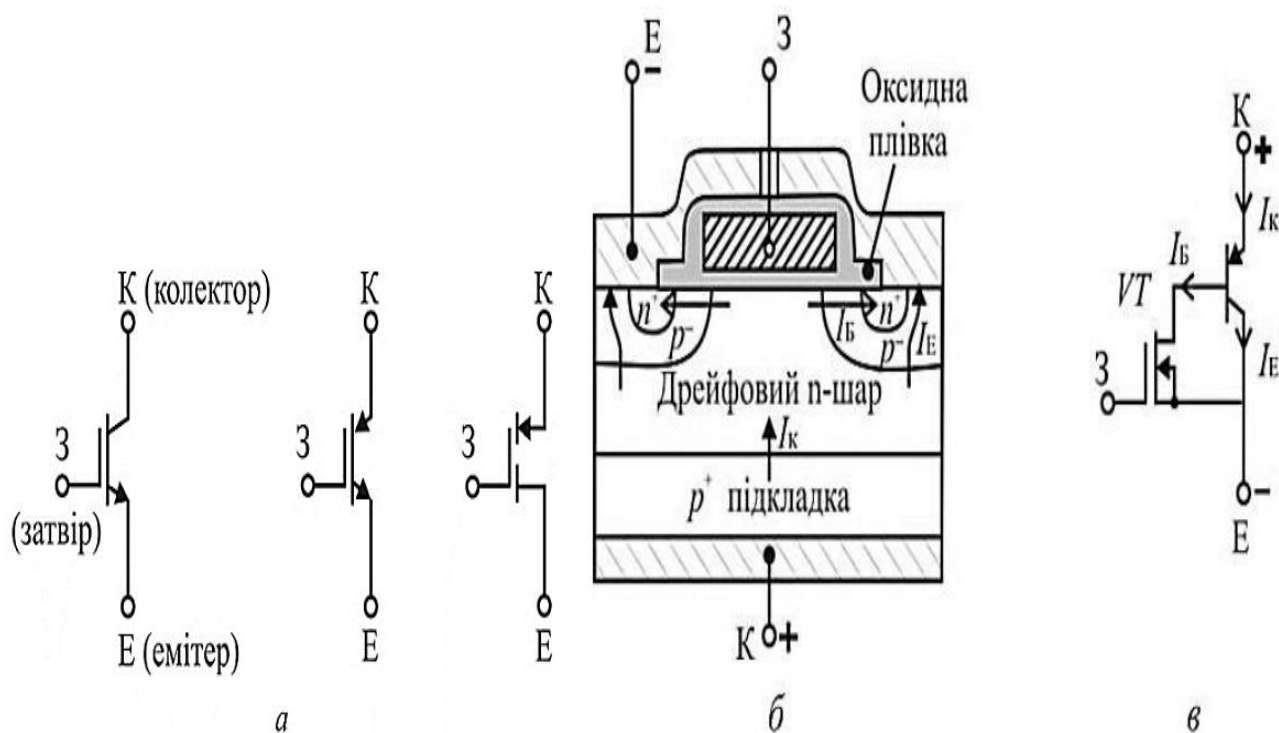


Рисунок 3.1 – Транзистор IGBT: умовні позначення (а); структура базової комірки (б); спрощена схема (в)

## 4. Тиристори.

Тиристором називається напівпровідниковий прилад вентиляного типу, який відкривається для пропускання електричного струму при досягненні порогового значення напруги між анодом і катодом або за умови подачі невеликої напруги на керуючий електрод. Для виготовлення тиристорів використовують кремній, в якому створюються прошарки, що чергуються, напівпровідників р- і n-типів. Зазвичай таких прошарків чотири з трьома р-n-переходами.

### Структура й умовні позначення тиристорів

Таблиця 4.1 – Умовні позначення тиристорів

Позначення	Назва
	– диністор
	– симетричний диністор (діак)
	– тиристор з керуванням за анодом
	– тиристор з керуванням за катодом
	– замикаючий анодний триністор
	– замикаючий катодний триністор
	– симетричний триністор (симістор)

## Структура й умовні позначення тиристорів

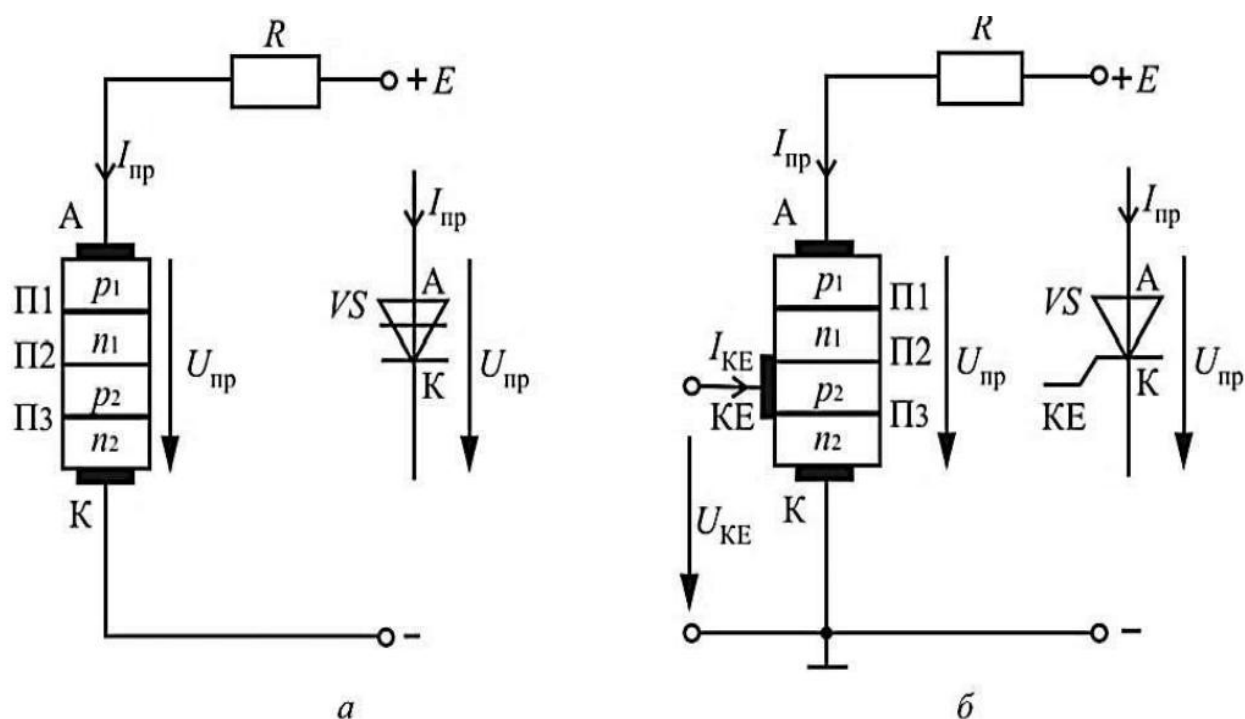


Рисунок 4.1 – Структура і умовні позначення диодистора (а) і триністора (б): А – анод; К – катод; КЕ – керуючий електрод

### Принцип роботи тиристора

При включенні тиристора на пряму напругу р-n-переходи П1 і П3 відкриваються для основних носіїв електричних зарядів. Але для переходу П2 це буде зворотна напруга, і крізь нього будуть проходити тільки неосновні носії електричних зарядів, утворюючи невеликий електричний струм, що потроху збільшується в міру підвищення прямої напруги на тиристорі. Одночасно, проходячи крізь перехід П2, ці заряди сприяють деіонізації домішкових атомів в переході і зменшують тим самим його ширину. При досягненні певного рівня прямої напруги  $U_{\text{вкл}}$  на тиристорі ширина переходу П2 стає близькою до нуля, і він відкривається для основних носіїв електричних зарядів, концентрація яких зростала з підвищенням напруги.

Починається їх лавиноподібний рух, внаслідок якого утворюється великий прямий струм, а напруга, що стримувалась на переході, зни-

кає (її бере на себе опір  $R$ ), і залишається тільки невелике падіння прямої напруги (0,5...1,0 В) на внутрішньому опорі тиристора. Відбувається так зване «включення» тиристора. Напруга  $U_{вкл}$ , при якій відпирається тиристор, може бути зменшена шляхом введення додаткових неосновних носіїв електричних зарядів у будь-який з прошарків побіч переходу П2. Це сприятиме актам деіонізації в переході, і чим більше їх відбудеться, тим нижчою буде напруга, при якій тиристор відкриється. Для введення додаткових носіїв електричних зарядів у тріодному тиристорі використовують керуючий електрод, який живиться від незалежного джерела напруги.

### Вольт-амперні характеристики диністора і триністора

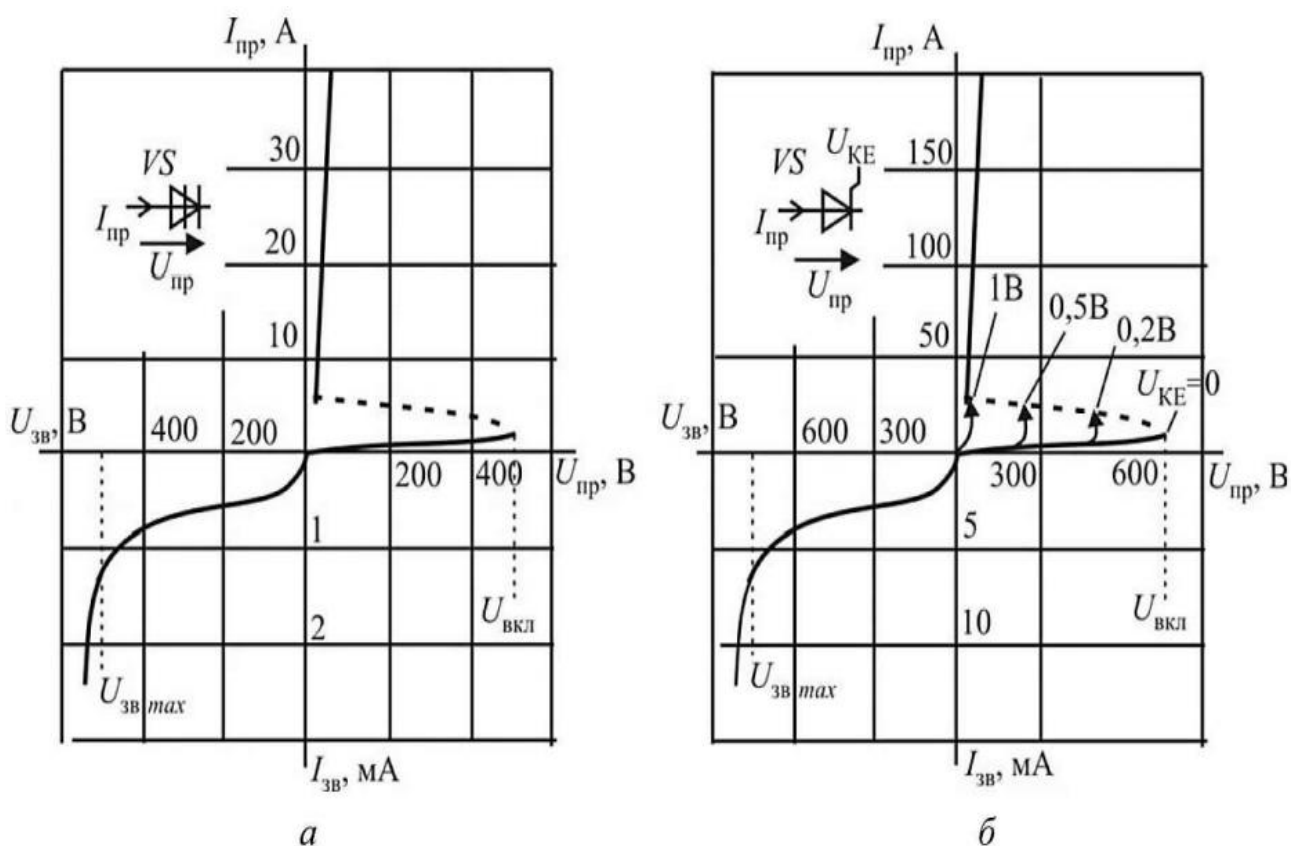


Рисунок 4.2 – Вольт-амперні характеристики диністора (а) і триністора (б)

Якою мірою знижується пробивна напруга залежно від напруги  $U_{KE}$  на керуючому електроді, ілюструє сімейство кривих на рис. 4.2б. Якщо буде зменшений до нуля прямий струм і прикладена зворотна напруга, тиристор закриється і не зможе самовільно відкритись. При цьому через тиристор буде проходити невеликий зворотний струм (переходи П1 і П3 будуть закриті), а щоб уникнути теплового пробою зворотна напруга не повинна перевищувати максимально допустиму  $U_{звmax}$  (рис. 4.2). Тиристри, що запираються, закриваються коротким імпульсом зворотної напруги, яка подається на керуючий електрод.

### Симетричні тиристри

В п'ятишаровій конструкції тиристора (рис. 4.3а) при полярності прикладеної напруги (без дужок) працює ліва половина приладу (напрямок руху електронів показано стрілкою зверху вниз). При зворотній полярності напруги (показано у дужках) струм іде в зворотному напрямку через праву половину приладу (напрямок руху електронів показано стрілкою знизу вверх). Роль симетричного тиристора можуть виконувати два діодних тиристри, які включено зустрічно-паралельно (рис. 4.3б). Керовані симетричні тиристри мають виводи від відповідних базових областей.

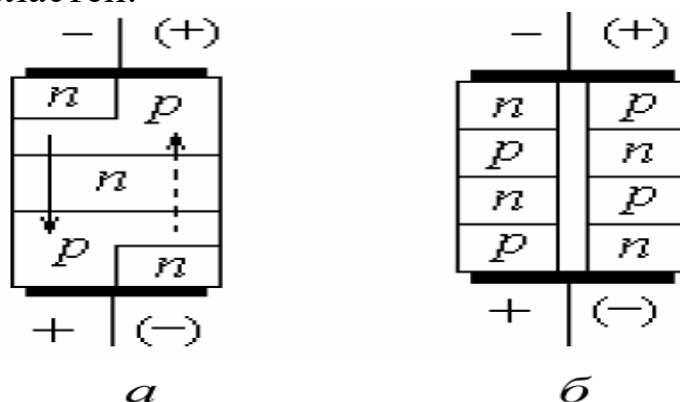


Рисунок 4.3 – Структури симетричних тиристорів

### Застосування тиристорів

Тиристри використовують в керованих випрямлячах та інверторах як малої, так і великої потужності, в комутаційній апаратурі різного роду. Виготовляють тиристри на струми до 2000 А і напруги вклю-

чення до 4000 В, тобто вони конкурентоспроможні з найпотужнішими транзисторами типу IGBT, і їх використання в електронній перетворювальній техніці визначається економічними й енергетичними факторами: вартістю напівпровідникових приладів і схем на їх основі, втратами потужності та ККД.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Накресліть структуру, умовне позначення і схему включення польового транзистора з керованими р-п-переходами.
2. Наведіть структуру, умовне позначення і схему включення польового транзистора з п-каналом і ізольованим затвором.
3. Що таке IGBT транзистор? Наведіть умовне позначення, структуру базової комірки і спрощену схему транзистора IGBT.
4. Що таке тиристор? Наведіть структуру та умовні позначення диністора і триністора. Де використовують тиристори?
5. Поясніть принцип дії диністора і триністора. Накресліть їх вольт-амперні характеристики.

## ТЕМА №3

### ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЖИВЛЕННЯ

#### ЛЕКЦІЯ № 7 Випрямлячі.

##### 1. Некеровані випрямлячі.

Структурна схема випрямляча

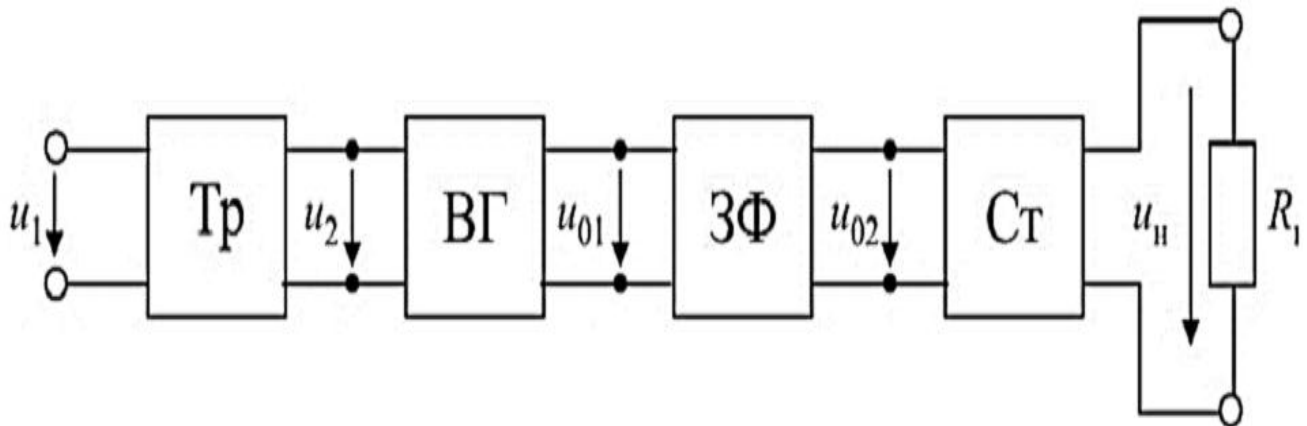


Рисунок 1.1 – Структурна схема випрямляча: Тр – трансформатор; ВГ – вентильна група; ЗФ – згладжувальний фільтр; Ст – стабілізатор постійної напруги

На вхід випрямляча подається однофазний або багатofазний (найчастіше трифазний) змінний струм з напругою  $u$ . За допомогою трансформатора **Тр** напруга змінюється до потрібної  $u$ , а далі вентильною групою (**ВГ**) (або одним вентиляем) перетворюється на випрямлену пульсуючу напругу  $u_{01}$ . Напруга  $u_{01}$ , крім сталої складової, містить в собі ще цілий ряд гармонік змінного струму, які за допомогою згладжувального фільтра **ЗФ** можна зменшувати до потрібного рівня. Тому напруга  $u_{02}$  на виході фільтра майже не має пульсацій. І нарешті, щоб підтримувати незмінною напругу  $u_n$  на навантаженні  $R_n$ , ставить-



ся блок стабілізації Ст. Залежно від умов роботи випрямного пристрою і вимог до нього можуть бути відсутні його окремі блоки, наприклад, трансформатор (якщо напруга електричної мережі відповідає потрібному значенню випрямленої напруги), або згладжувальний фільтр чи блок стабілізації (якщо немає обмежень величини пульсацій). Обов'язковим блоком завжди є вентильна група.

Основні електричні параметри випрямляча:

- середні значення випрямлених струму і напруги  $I_{н\text{ ср}}, U_{н\text{ ср}}$ ;
- максимальне значення зворотної напруги діода  $U_{зв\text{ max}}$ ;
- потужність навантаження  $P_{н\text{ ср}} = U_{н\text{ ср}} I_{н\text{ ср}}$ ;
- амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги  $U_{осн\text{ m}}$ ;
- коефіцієнт пульсації випрямленої напруги  $p = U_{осн\text{ m}} / U_{н\text{ ср}}$ ;
- діючі значення струмів і напруг первинної і вторинної обмоток трансформатора  $I_1, U_1, I_2, U_2$ ;
- типова потужність трансформатора  $S_{тр} = 0,5(S_1 + S_2)$ , де  $S_1 = U_1 I_1$ , а  $S_2 = U_2 I_2$ ;
- коефіцієнт корисної дії (ККД)  $\eta = P_{н\text{ ср}} / (P_{н\text{ ср}} + P_{тр} + P_{в})$ , де  $P_{тр}$  – втрати у трансформаторі;  $P_{в}$  – втрати у вентилях.

### Однофазні некеровані випрямлячі

Будемо вважати, що робота трансформатора і діодів близька до ідеальної, тобто якщо трансформатор увімкнений на синусоїдальну напругу, то ЕРС вторинної обмотки теж синусоїдальна, прямий опір відкритого діода дорівнює нулю, закритий діод розриває електричне коло. Спрацьовує діод миттєво. Згладжування пульсацій і стабілізацію напруги та струму розглянемо окремо.

Розрізняють три типи випрямлячів однофазного змінного струму:

- 1) однопівперіодний,
- 2) двопівперіодний з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора,
- 3) двопівперіодний мостовий.

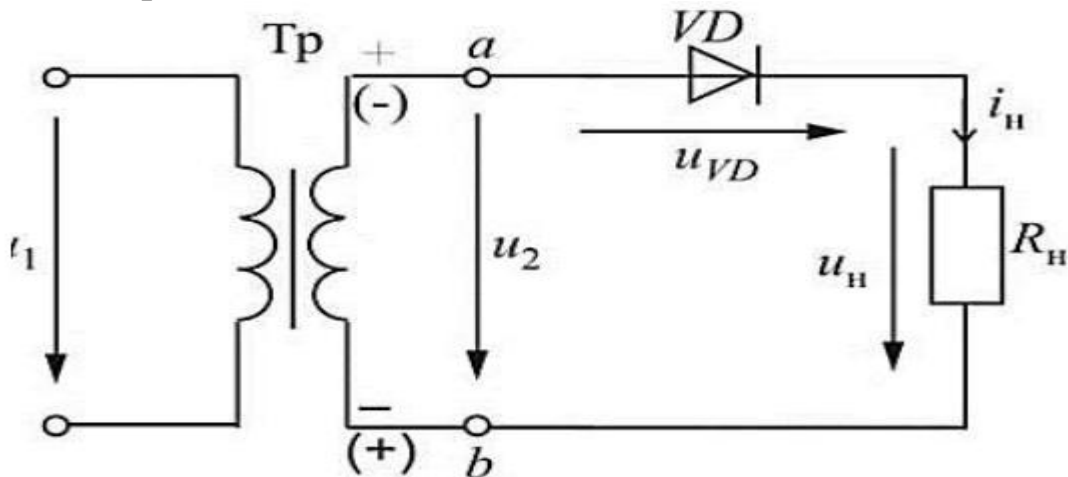


Рисунок 1.2 – Схема однопівперіодного однофазного випрямляча  
**Однопівперіодний випрямляч**

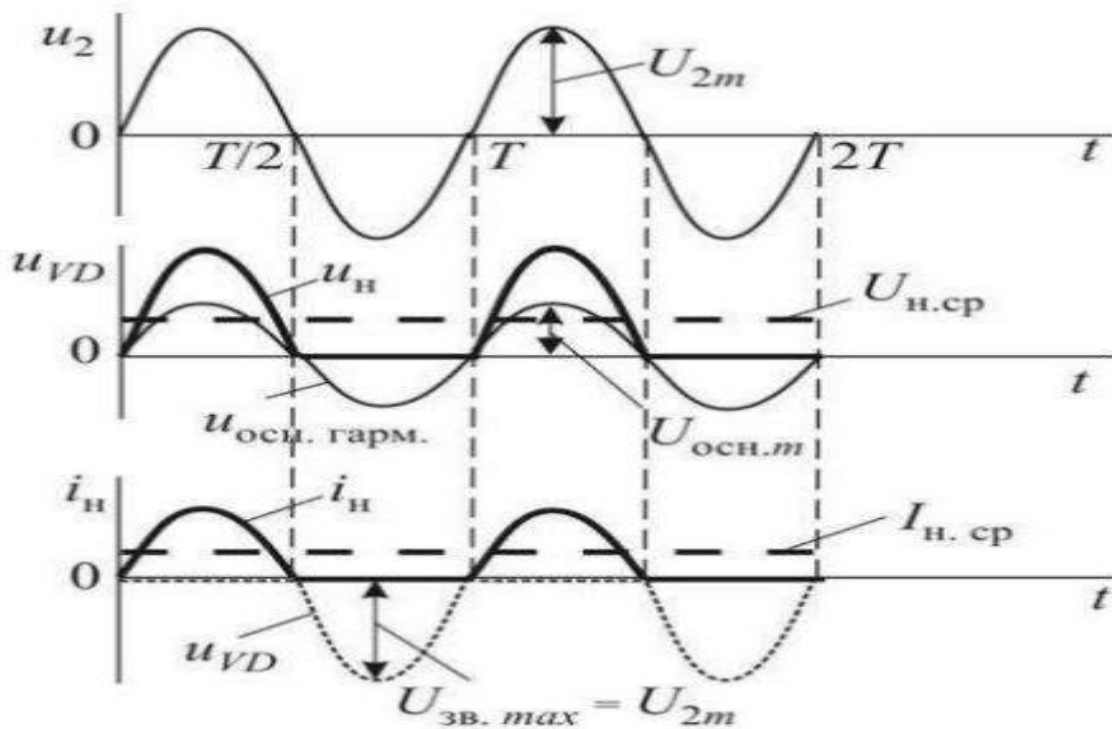


Рисунок 1.3 – часові діаграми напруг і струмів

Однопівперіодний випрямляч складається з трансформатора  $Tr$ , до вторинної обмотки якого послідовно приєднано діод  $VD$  і навантаження  $R_n$ . Якщо в першому півперіоді потенціал точки  $a$  вище потенціалу точки  $b$ , то діод знаходиться під прямою напругою і через  $R_n$  проходить струм  $i_n = \frac{u_2}{R_n}$ , а  $u_n = R_n \cdot i_n = u_2$ . У наступному півперіоді потенціали точок  $a$  і  $b$  змінюються на зворотні, діод підпадає під зворотну напругу і розриває електричне коло. Струм  $i_n$  стає нульовим, відповідно  $u_n = R_n \cdot i_n = 0$ , вся напруга  $u_2$  прикладається до діода, а її максимальне значення дорівнює амплітудному значенню  $U_{2m}$ .

Щоб не сталося пробою діода, його треба обирати на максимально допустиму напругу  $U_{\text{мах доп}}$  з приблизно 30 % запасом:  $U_{\text{мах доп}} \geq 1,3U_{2m}$ . Середнє значення випрямленого струму має бути не більше допустимого середнього значення прямого струму:  $I_{\text{пр ср}} > I_{\text{н ср}}$ . Необхідно також дотримуватись максимально допустимої частоти, за якої діод ще зберігає свої вентиляльні властивості.

### **Параметри некерованих випрямлячів**

Основна перевага однопівперіодного випрямляча полягає в його простоті.

Недоліками його є великий коефіцієнт пульсації  $p$ , низьке значення випрямлених струмів і напруг, підмагнічування трансформатора.

### **Двопівперіодний випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора**

Двопівперіодний випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора (трансформаторна схема) можна розглядати як два з'єднаних в одне ціле і працюючих на спільне навантаження  $R_n$  однопівперіодних випрямляча (рис. 1.4а).

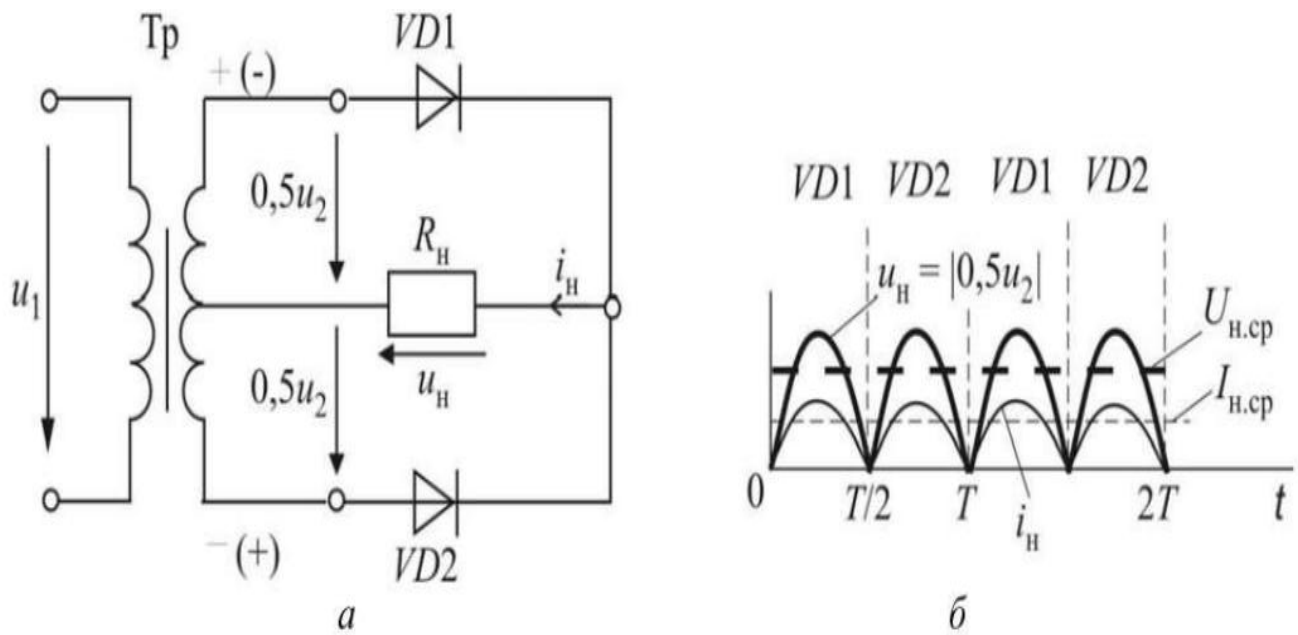


Рисунок 1.4 – Схема (а) та часові діаграми випрямлених струму і напруги (б) однофазного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора

### Робота двопівперіодного випрямляча

Кожні півперіоду під пряму напругу підпадає діод VD1 (діод VD2 – під зворотну) або діод VD2 (діод VD1 – під зворотну). Таким чином, навантаження  $R_n$  весь час перебуває під напругою, спрямованою до середньої точки трансформатора. Ця напруга змінюється кожного півперіоду за законом  $0,5u_2$  для першого півперіоду. Крізь  $R_n$  проходить струм  $i = \frac{u_2}{2R_i}$ , і, відповідно,  $u_i = R_i i_i = \frac{u_2}{2}$  (рис.1.4б). Зворотна напруга

на закритому діоді дорівнює повній напрузі  $u_2$ . Максимальна зворотна напруга досягає значення  $U_{2m}$ . Розглянута схема дає можливість зменшити коефіцієнт пульсації порівняно з однопівперіодним випрямлячем.

### Двопівперіодний мостовий випрямляч

Найбільш поширеним є двопівперіодний мостовий випрямляч (рис. 1.5,а). Його вентиляна група складається з чотирьох діодів, з'єднаних за мостовою схемою, одна діагональ якої приєднується до вторинної обмотки трансформатора, а друга – до навантаження  $R_n$ . Кожна пара

діодів (VD1, VD3 і VD2, VD4) працює по черзі.

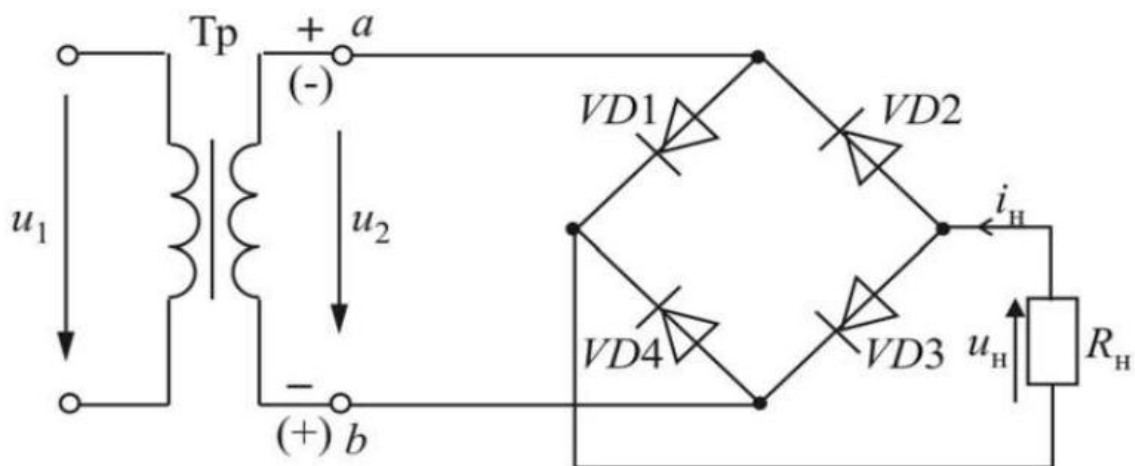


Рисунок 1.5 – Схема однофазного мостового випрямляча

### Принцип дії мостового випрямляча

Якщо у першому півперіоді потенціал точки **a** вище потенціалу точки **b**, то під прямою напругою перебувають діоди VD1, VD3 і крізь них та навантаження  $R_{\text{н}}$  проходить струм  $i_{\text{н}} = u_2/R_{\text{н}}$  та виникає напруга  $u_1 = R_{\text{н}} i_{\text{н}} = u_2$ . Що стосується діодів VD2 і VD4, напруга  $u_2$  є зворотною, і в місцях їх розташування електричне коло можна вважати розірваним. Максимальне значення вторинної напруги досягає  $U_{2\text{м}}$ . В наступному півперіоді потенціал точки **b** вище потенціалу точки **a**, і картина змінюється на протилежну: струм  $i_{\text{н}}$  проходить через діоди VD4, VD2, а діоди VD1, VD3 перебувають під зворотною напругою. Відбулося нібито перемикання контактів трансформатора **a** і **b** щодо  $R_{\text{н}}$ , і напрямок струму крізь навантаження  $R_{\text{н}}$  зберігся (рис. 1.6).

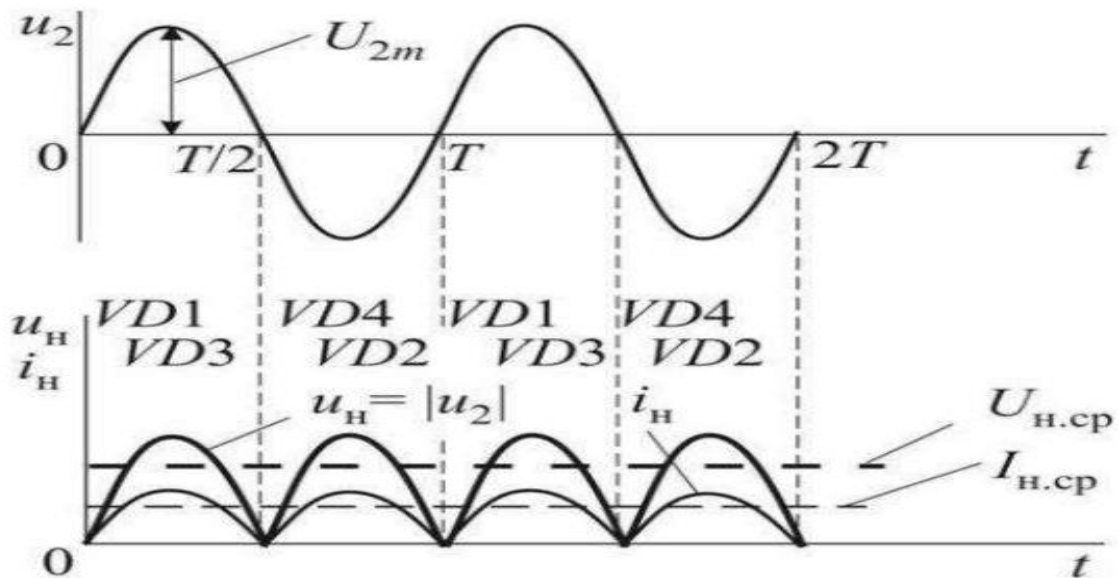


Рисунок 1.6 –Часові діаграми випрямлених струму і напруги однофазного мостового випрямляча

### **Переваги та недоліки мостової схеми**

У порівнянні з розглянутими однопівперіодним випрямлячем і дво-півперіодним випрямлячем з виведенням середньої точки вторинної обмотки трансформатора мостова схема дає можливість удвічі підвищити випрямлені струм і напругу (табл. 3.1), однак ККД випрямляча трохи падає внаслідок послідовного з'єднання діодів.

### **Трифазні некеровані випрямлячі**

Трифазні випрямлячі найчастіше працюють на середню і велику потужність.

**Розрізняють два основні типи випрямлячів:**

- 1) з нейтральним виводом,
- 2) мостовий.

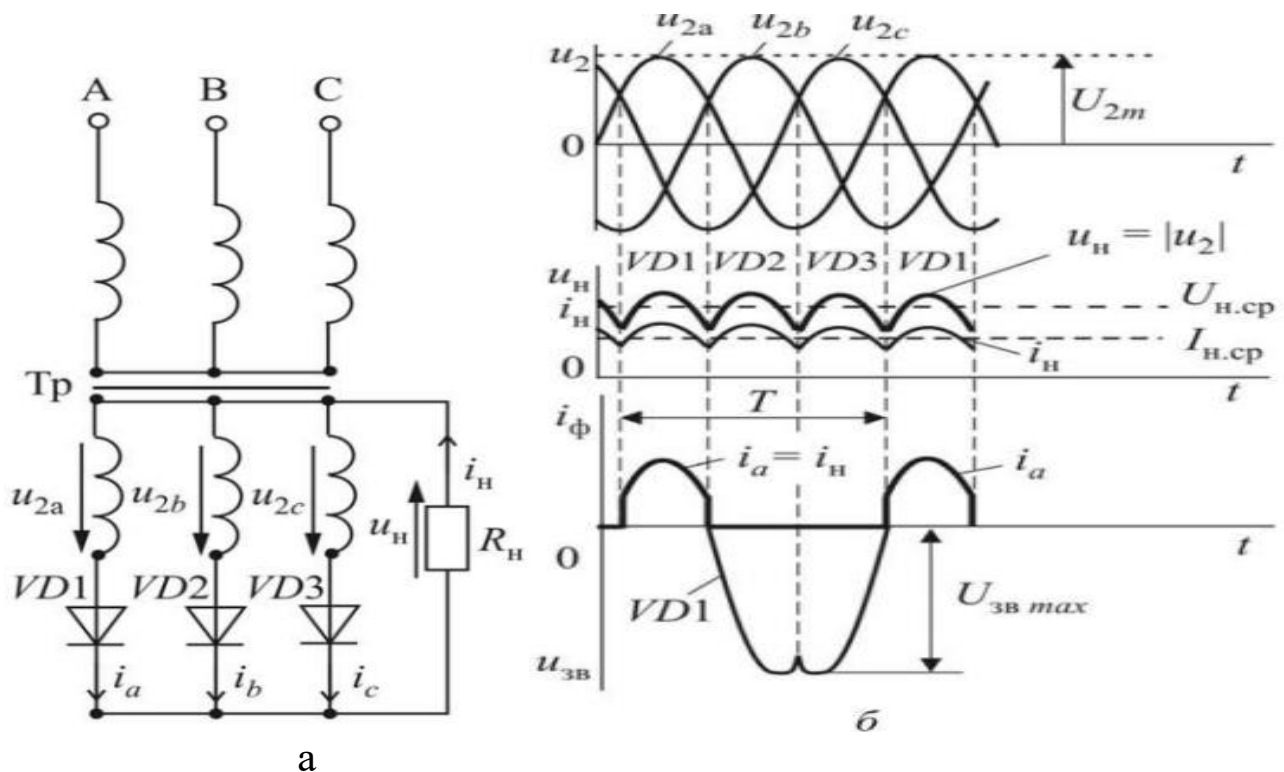


Рисунок 1.7 – Схема (а) і часові діаграми напруг і струмів (б) трифазного випрямляча з нейтральним виводом

Він складається з трифазного трансформатора  $T_p$ , обмотки якого з'єднані зіркою, трьох діодів  $VD1$ ,  $VD2$  і  $VD3$  (по одному в кожній фазі вторинної обмотки трансформатора) і навантаження  $R_n$ . Кожну третину періоду один з діодів знаходиться під більшою (порівняно з двома іншими) фазною напругою. Він відкривається, і через нього проходить струм  $i_n$  на навантаження  $R_n$ . До двох інших діодів прикладено зворотну напругу, тому вони закриті і не пропускають струм.

Таким чином, струм по черзі проходить крізь діоди  $VD1$  ( $i_a$ ),  $VD2$  ( $i_b$ ),  $VD3$  ( $i_c$ ). На рис. 1.7б зображено часові діаграми напруг і випрямленого струму, а також струм  $i_a = i_n$  крізь діод  $VD1$  (фаза **a**), коли він знаходиться під прямою напругою, та зворотна напруга на ньому, коли він закритий і не пропускає струм.

Коефіцієнт пульсації  $p$  в такому випрямлячі значно менший у порівнянні з однофазними випрямлячами, а його надійність, завдяки мінімальній кількості діодів, досить висока, але велике підмагнічування трансформатора робить її мало привабливою.

## Трифазний мостовий випрямляч

Трифазний мостовий випрямляч, незважаючи на подвійну кількість діодів, за багатьма показниками краще розглянутого випрямляча з нейтральним виводом. Схему цього випрямляча зображено на рис. 1.8а.

Діоди VD1, VD3, VD5 складають групу, загальний вузол якої дає плюс на навантаження  $R_H$ , а загальний вузол групи діодів VD2, VD4, VD6 – мінус. Струм на навантаженні  $i_H$  проходить крізь ті діоди, які у дану мить перебувають під найбільшими позитивною і негативною напругами (рис. 1.8б), тобто підпадають під найбільший лінійний струм.

Пульсації випрямленої напруги є набагато меншими, а сама напруга є удвічі більшою у порівнянні з трифазним випрямлячем з нейтральним виводом (див. табл. 3.1).

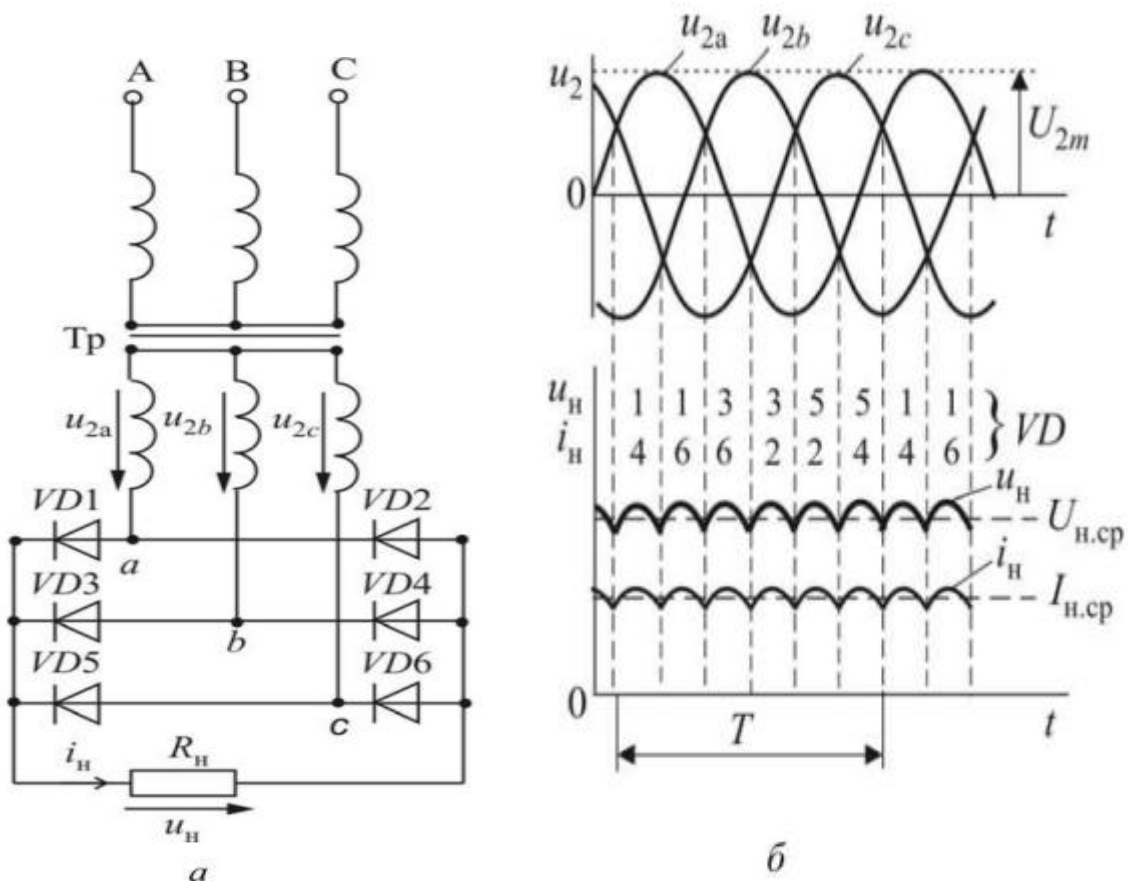


Рисунок 1.8 – Схема (а) і часові діаграми напруг і випрямленого струму (б) трифазного мостового випрямляча



## 2. Керовані випрямлячі

Часто виникає потреба не тільки перетворювати змінний струм у постійний, а й плавно змінювати значення випрямленої напруги. Найбільш зручно і економічно вигідно робити це у колі випрямленого струму в процесі самого випрямлення.

Випрямлячі, які об'єднують випрямлення змінного струму з керуванням випрямленою напругою, називають керованими випрямлячами.

Головним елементом сучасних керованих випрямлячів є тиристор або транзистор типу IGBT. В основі керування лежить фазний зсув між анодною напругою на тиристорі і напругою, яка подається на керуючий електрод. Такий зсув фаз називається кутом керування і позначається  $\alpha$ .

### Фазообертач

Одна зі схем, що забезпечує зміну кута  $\alpha$ , зображена на рис. 2.1а. Відповідно до функціонального призначення вона називається фазообертач, принцип дії якого пояснює векторна діаграма, наведена на рис. 2.1б. Як відомо, кут між векторами напруг на послідовно з'єднаних активному опорі  $U_R$  і ємності  $U_C$  завжди дорівнює  $90^\circ$ . Таким чином, утворюється прямокутний трикутник  $adb$ , вершина якого  $d$  незалежно від значень  $U_R$  і  $U_C$  знаходиться на півколі, яке опирається на вектор базової напруги  $U_{ab}$ .

Відповідно кут  $\alpha$  між напругою  $U_{cd}$ , спрямованою на вузол з'єднання активного опору  $R$  і ємності  $C$ , і базовою напругою  $U_{ab}$  може змінюватися від  $\alpha=0^\circ$  ( $R = 0$ ) до  $\alpha = 180^\circ$  ( $R \rightarrow \infty$ ). При цьому розташування вузла с принципового значення не має.

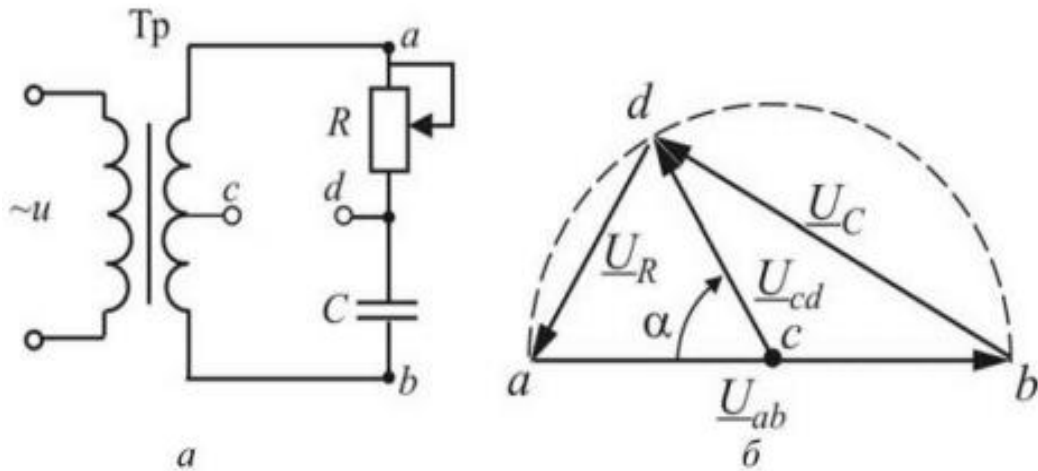


Рисунок 2.1 – Схема (а) і векторна діаграма (б) фазообертача

### Однофазний однопівперіодний керований випрямляч

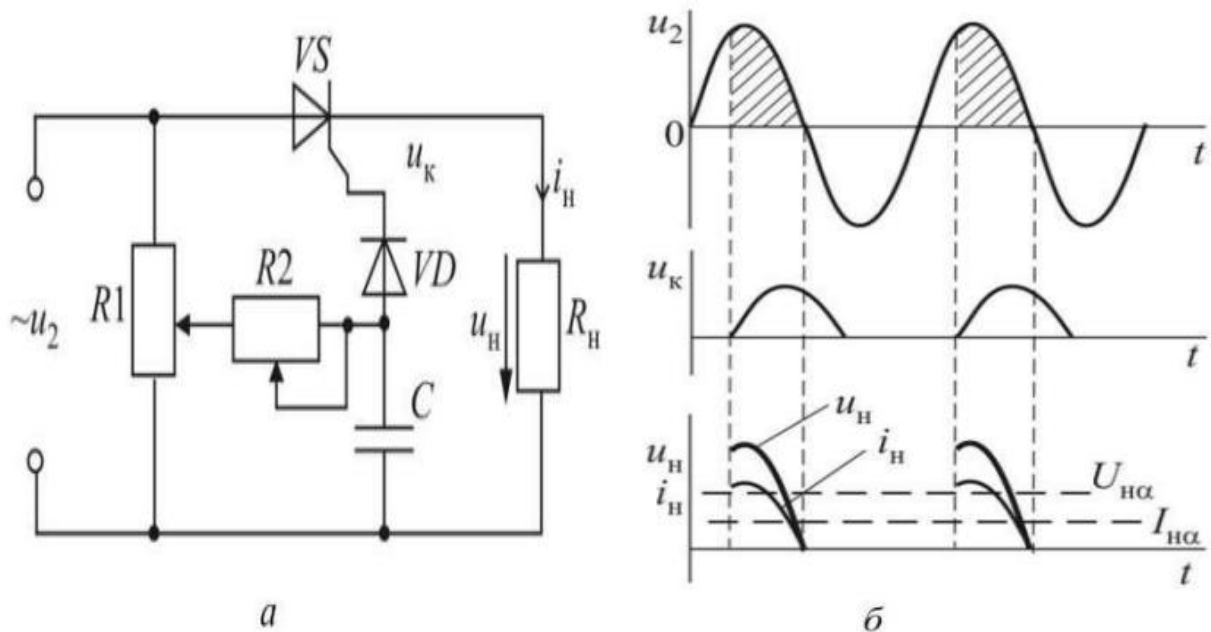


Рисунок 3.2 – Схема (а) і часові діаграми напруги і струму (б) однофазного однопівперіодного керованого випрямляча

На рис. 2.2а зображено схему однофазного однопівперіодного керованого випрямляча. До його складу входить фазообертач, який утво-

рюють резистор  $R_2$  і конденсатор  $C$ . Від фазообертача за допомогою діода  $VD$  забезпечується подача позитивних однополярних імпульсів на керуючий електрод тиристора  $VS$ . Значення напруги цих імпульсів  $u_k$  можна змінювати за допомогою резистора  $R_1$ . Щойно позитивний імпульс потрапляє на керуючий електрод, тиристор відкривається і починає пропускати струм  $i_n$ . На навантаженні  $R_n$  виникає напруга  $u_n = R_n i_n$  (рис. 2.26), середнє значення якої визначає кут  $\alpha$ :

$$U_{n\alpha} = U_{нср} \frac{1 + \cos\alpha}{2},$$

де  $U_{нср}$  – середня напруга некерованого однофазного однопівперіодного

випрямляча.

Аналогічно працюють більш складні керовані випрямлячі: однофазні двопівперіодні, трифазні. Керуючі імпульси в них утворюються більш оптимальної форми, у вигляді короткого імпульсу з крутим фронтом. Це дозволяє зменшити нагрівання керуючого електрода тиристора, а також забезпечити більш чітко його відкриття. Для формування подібних імпульсів та їх зсуву в часі використовують спеціальні імпульсно-фазові системи керування, в основі яких може бути як фазообертач, так і генератор лінійних імпульсів напруги.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке джерела вторинного живлення? Які пристрої відносять до цих джерел? Як класифікуються джерела вторинного живлення?
2. Що таке випрямляч? Наведіть повну структурну схему випрямляча. Зазначте основні електричні параметри випрямляча.
3. Охарактеризуйте основні типи некерованих випрямлячів однофазного змінного струму. Накресліть їх схеми.
4. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однопівперіодного однофазного випрямляча.
5. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора.
6. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.

## ЛЕКЦІЯ № 8

### ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

#### 1. Ємнісні згладжувальні фільтри

Використання випрямлячів з рівнем пульсацій, які мають місце на виході з вентиляної групи, досить часто є неможливим, особливо для живлення електронних та мікропроцесорних приладів та пристроїв, де діапазон допустимих коефіцієнтів пульсацій  $p$  знаходиться, в основному, в межах  $10^{-7} \dots 10^{-3}$ . Тому на виході з вентиляної групи, як правило, ставиться згладжувальний фільтр, яким можуть бути конденсатор, індуктивні котушки, транзистори, а також різного виду їх з'єднання, у тому числі з резисторами.

Основним параметром, який характеризує ефективність згладжувального фільтра, є коефіцієнт згладжування

$$q = p_{вх} / p_{вих}, \quad (1.1)$$

де  $p_{вх}$  і  $p_{вих}$  – коефіцієнти пульсацій на вході і виході фільтра.

Найбільш поширені прості ємнісний та індуктивний згладжувальні фільтри. Їх робота визначається тим, що зміна напруги на конденсаторі і струму в індуктивній котушці не може відбуватися миттєво (стрибком).

#### Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр включається паралельно навантаженню  $R_n$ . Його роботу пояснюють часові діаграми (рис. 3.9).

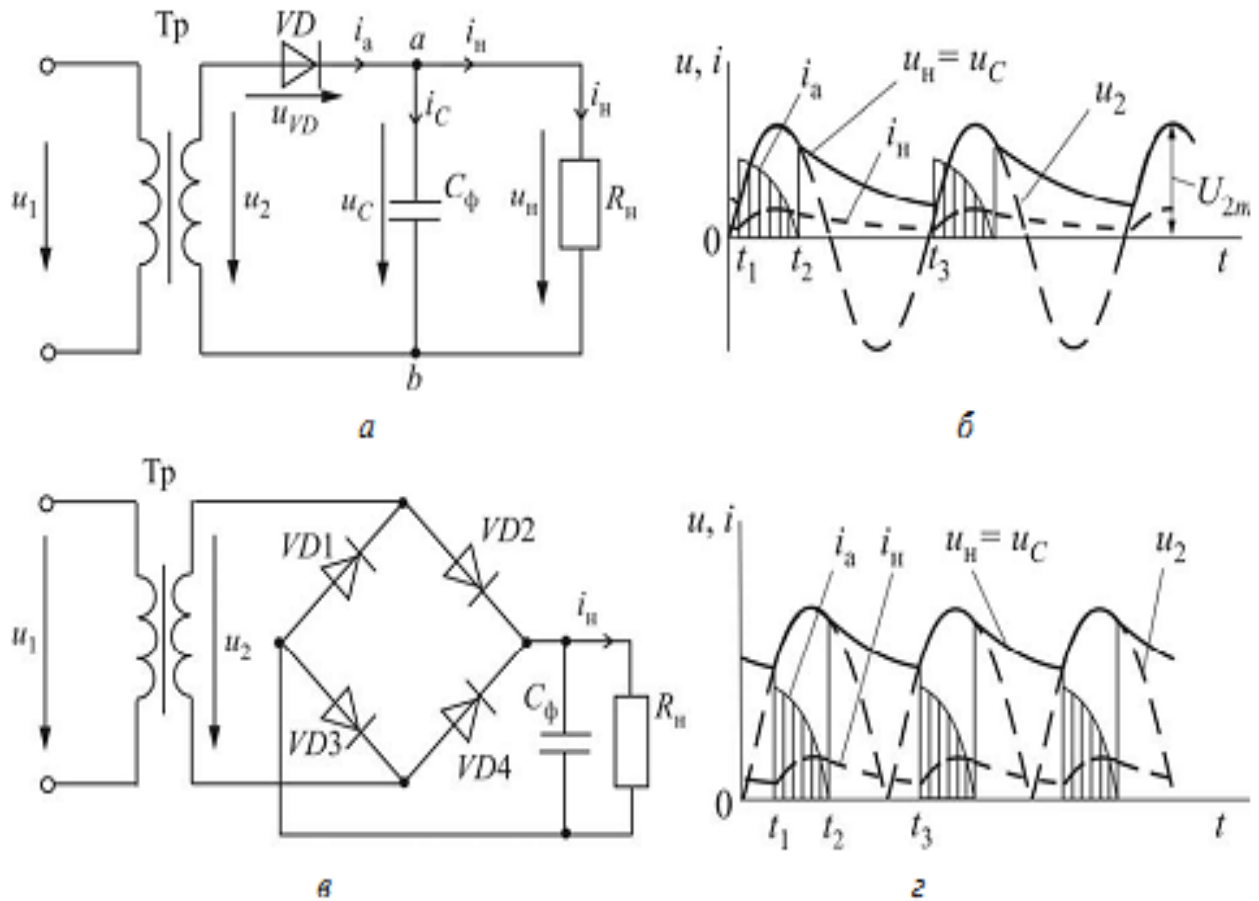


Рисунок 1.1 – Схема (а) і часові діаграми напруг і струмів (б) одно-півперіодного випрямляча з ємнісним фільтром та схема (в) і часові діаграми напруг і струмів (г) мостового випрямляча з ємнісним фільтром

У момент часу  $t_1$ , коли напруга трансформатора  $u_2$  починає перевищувати напругу конденсатора  $u_c$ , діод  $VD$  (або відповідна група діодів у мості) відкривається і пропускає струм  $i_a$ , більша частина якого іде на зарядку конденсатора.

Максимальна напруга, до якої може бути заряджений конденсатор  $C_\phi$ , дорівнює амплітудному значенню напруги трансформатора  $U_{2m}$ . Потім, коли починається зменшення напруги  $u_2$  і змінюється її полярність, зменшення напруги конденсатора  $u_c$  може бути повільнішим, і з моменту часу  $t_2$  вона почне перевищувати напругу трансформатора. Діод  $VD$  (або відповідна група діодів у мості) підпадає під зворотну

напругу і не пропускає прямий струм  $i_a$ , але струм  $i_n$  крізь навантаження  $R_n$  продовжує проходити завдяки розряду конденсатора  $C_\phi$ .

Час розрядки конденсатора визначає стала часу  $\tau_{розр} = C_\phi R_n$ . Тому чим більше  $C_\phi$  і  $R_n$ , тим повільніше буде спадати напруга  $u_c$  на конденсаторі під час зменшення напруги на виході з трансформатора і зміни її полярності. Тим самим буде утримуватися напруга  $u_n = R_n i_n = u_c$  на навантаженні до моменту часу  $t_3$ , коли знову відбудеться пряме включення діода і почнеться підзарядка конденсатора

Враховуючи зазначене, можна зробити висновок, що використовувати ємнісні фільтри доречно тільки при великих  $R_n$ . Коефіцієнт пульсацій на виході з фільтра буде при цьому таким:

$$r_{вих} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{осн} \cdot C_\phi \cdot R_n}, \quad (1.2)$$

де  $f_{осн}$  – частота основної гармоніки.

Відповідно до останньої формули, як що стала часу  $\tau_{розр} \geq 10T_{осн}$ , то коефіцієнт пульсацій  $r_{вих}$  не буде перевищувати  $10^{-2}$ .

Особливість роботи випрямляча з ємнісним фільтром полягає в тому, що коли починається підзарядка конденсатора, крізь діод проходить великий струм, який може вивести його з ладу. Тому створюється Г-подібний фільтр, в якому до конденсатора  $C_\phi$  додається опір  $R_\phi$ , послідовно з'єднаний з діодом (рис. 1.3,а). Крім цього, слід мати на увазі, що максимальна зворотна напруга на закритому діоді може вдвічі перевищувати  $U_{2m}$ , оскільки в цей час напруги конденсатора і трансформатора додаються.

### Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр – це дросель  $L_\phi$ , послідовно з'єднаний з навантаженням  $R_n$ . Його роботу пояснюють часові діаграми напруги струмів на рис. 1.2.

Внаслідок того що при зміні струму в дроселі виникає ЕРС самоіндукції

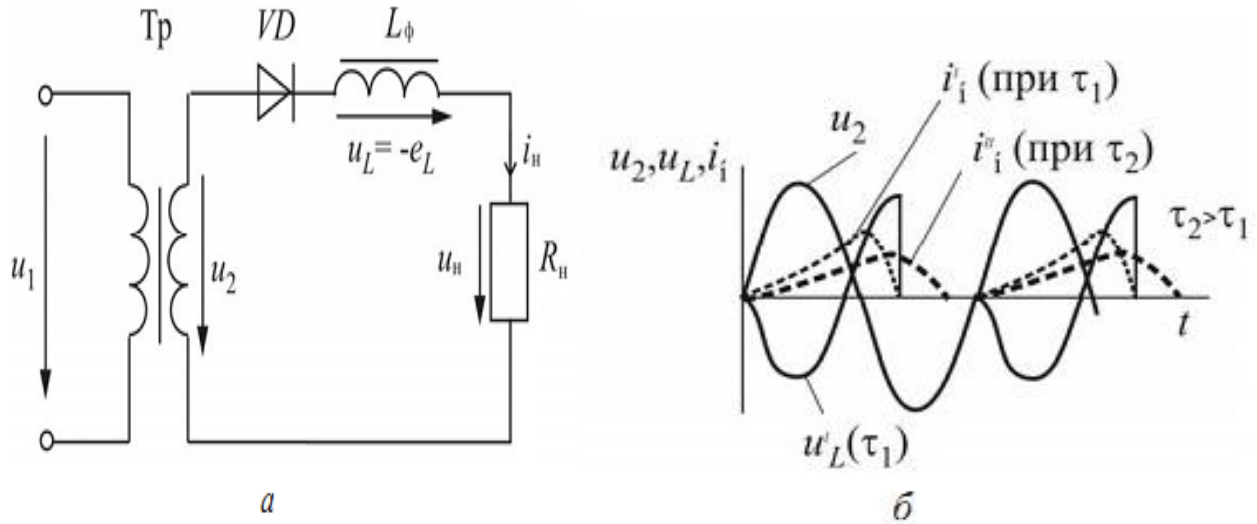


Рисунок 1.2 – Схема (а) і часові діаграми напругі струмів (б) одно-півперіодного випрямляча з індуктивним фільтром

$e_L = -u_L = -L_\phi \frac{di}{dt}$ , яка буде підтримувати струм при його зменшенні, процес проходження струму  $i_n$  крізь діод  $VD$  та опір  $R_n$  не припиняється відразу після зміни полярності напруги на виході трансформатора  $u_2$ .

Уповільнення процесу залежить від сталої часу  $\tau = L_\phi / R_n$ . Чим більше  $\tau$ , тим довше проходить імпульс струму і тим менше на нього впливає зміна полярності напруги  $u_2$ . Коефіцієнт пульсацій на виході з індуктивного фільтра

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{осн}} \cdot L_\phi / R_n} \quad (1.3)$$

Чим менше  $R_n$  і, відповідно, більше струм  $i_n$ , тим менше пульсації. Тому індуктивний фільтр, на відміну від ємнісного, що використову-

ється у випрямлячах малої потужності, ставлять у випрямлячах середньої і великої потужності.

Г-подібні фільтри (рис. 1.3) використовуються тоді, коли прості фільтри не забезпечують задовільних коефіцієнтів згладжування або погіршують роботу випрямляча за іншими параметрами.

Як вже відзначалось, у малопотужних випрямлячах RC-фільтр дає можливість полегшити роботу конденсатора  $C_{\phi}$ . За умови  $X_{C_{\phi}} \ll R_{\phi}$  резистор  $R_{\phi}$  бере на себе основну складову напруги від пульсацій, зменшуючи їх тим самим на навантаженні  $R_{н}$ . Якщо взяти значення  $R_{\phi}$  зі співвідношення  $R_{н}/(R_{н}+R_{\phi})=0,5...0,9$ , то падіння сталої складової напруги на резисторі  $R_{н}$  буде мінімальним.

Коефіцієнт згладжування

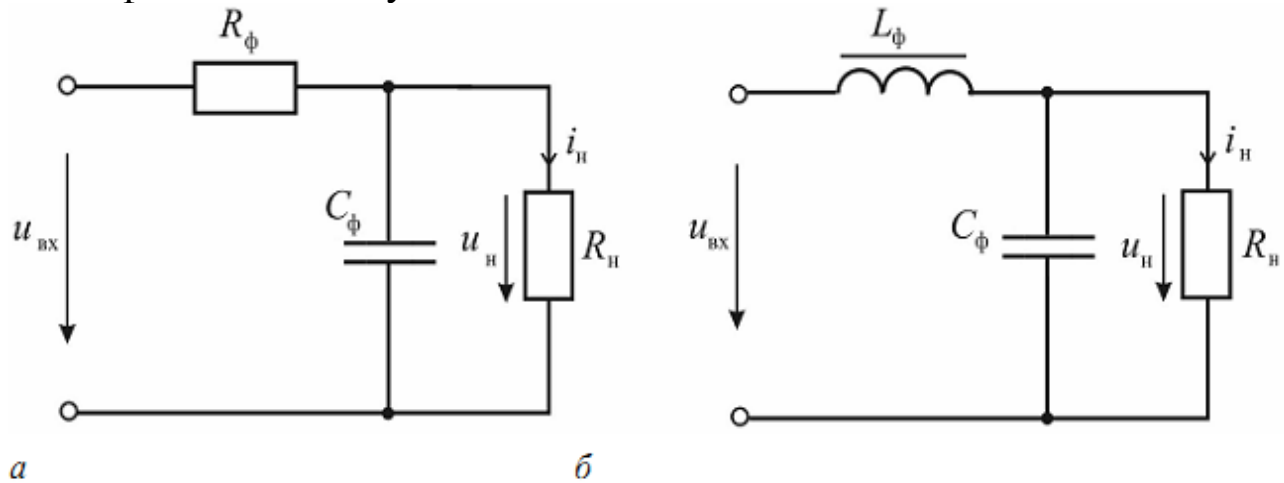


Рисунок 1.3 – Схеми Г-подібних RC-фільтра (а) і LC-фільтра (б)

$$q = (0,5...0,9)2\pi f_{\omega} R_{тм}C_{тм} \quad (1.4)$$

Зниження пульсацій LC-фільтром пояснюється спільною дією індуктивної котушки  $L_{\phi}$  і конденсатора  $C_{\phi}$ . На дроселі відбувається значне падіння змінних складових напруги, і рівень пульсацій для згладжування конденсатором стає меншим. В той же час стала складова напруги на навантаженні  $R_{н}$  не зменшується, тому що відсутнє її помітне падіння на дуже малому активному опорі дроселя.

**Коефіцієнт згладжування LC-фільтра:**



$$q = (2\pi f_{\text{осн}})^2 L_{\Phi} C_{\Phi} - 1. \quad (1.5)$$

Основним параметром згладжувальних фільтрів є коефіцієнт згладжування пульсації – відношення коефіцієнта пульсації на вході фільтра до коефіцієнта пульсації на його виході (навантаженні):

$$q = \frac{K_{\text{Пвх}}}{K_{\text{Пвхл}}}$$

$$q = \frac{U_{\text{зм1}}}{U_{\text{01}}} \cdot \frac{U_{\text{02}}}{U_{\text{зм2}}} = \frac{K_0}{K_{\text{зм}}},$$

$$K_0 = \frac{R_H}{R_H + R}.$$

де  $U_{\text{зм1}}$  і  $U_{\text{зм2}}$  - амплітуди змінної складової випрямленої напруги відповідно на вході і виході фільтра;

$U_{\text{01}}$  і  $U_{\text{02}}$  - постійні складові випрямленої напруги на вході і виході фільтра;

$K_0$  і  $K_{\text{зм}}$  – коефіцієнт передачі фільтра постійної та змінної складових відповідно.

Визначмо тепер коефіцієнт згладжування пульсацій для LC- і RC-фільтрів.

Можна вважати, що для LC- фільтра коефіцієнт передачі постійної напруги дорівнює одиниці, оскільки падіння постійної напруги на дроселі  $L_{\text{др}}$  можна знехтувати, тобто  $K_0 \neq 1$ . При визначенні коефіцієнт передачі змінної складової доцільно враховувати, що для ефективного згладжування пульсації в такому фільтрі необхідно виконання таких умов:

$$X_C \ll R_H; \quad X_C \ll X_L; \quad R_H \ll X_L,$$

де реактивні опори  $X_C$  і  $X_L$  визначаються для частоти першої гармоніки пульсацій

## Коефіцієнт згладжування Г-подібних RC - фільтрів

Коефіцієнт передачі змінної складової визначимо з урахуванням таких умов, які є обов'язковими для ефективного згладжування пульсацій:

$$X_C \ll R_H, X_C \ll R.$$

$$K_{зм} = \frac{R_H \cdot \frac{1}{j\omega_{\Pi} C}}{R_H \cdot \frac{1}{j\omega_{\Pi} C} + \left(R_H + \frac{1}{j\omega_{\Pi} C}\right) + R} \approx \frac{1}{j\omega_{\Pi} CR}.$$

## Коефіцієнт згладжування Г-подібних LC - фільтрів

$$K_{зм} = \frac{R_H \cdot \frac{1}{j\omega_{\Pi} C}}{R_H \cdot \frac{1}{j\omega_{\Pi} C} + \left(R_H + \frac{1}{j\omega_{\Pi} C}\right) + j\omega_{\Pi} L_{\text{ор}}} \approx \frac{1}{j\omega_{\Pi} C \cdot j\omega_{\Pi} L_{\text{ор}}}.$$

## Коефіцієнт згладжування Г-подібних фільтрів

Таким чином, коефіцієнт згладжування пульсацій для Г-подібних одноланкових RC-фільтрів визначається за такою формулою:

$$q = \left| \frac{K_0}{K_{\Sigma M}} \right| = 2 \cdot \pi \cdot f_{\Pi} \cdot R \cdot C \cdot \frac{R_H}{R_H + R}$$

коефіцієнт згладжування пульсацій для Г-подібних одноланкових LC-фільтрів може бути визначений за формулою:

$$q \approx \left| \frac{1}{K_{\Sigma M}} \right| \approx 4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\Pi}^2 \cdot L \cdot C$$

Для збільшення коефіцієнта згладжування застосовують дволанкові фільтри. При великому значенні коефіцієнта згладжування вигідніше застосовувати саме дволанкові фільтри, які отримують послідовним з'єднанням одно ланкових. Для практичних розрахунків можна вважати, що коефіцієнт згладжування дволанкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування кожної ланки.

$$q = q_1 q_2$$

### **Формули для інженерних розрахунків**

Коефіцієнт згладжування RC фільтра

$$q = (0.5 \dots 0.9) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{осн} \cdot R \cdot C$$

Коефіцієнт згладжування LC фільтра

$$q = (2 \cdot \pi \cdot f_{осн})^2 \cdot L \cdot C - 1$$

Більш ефективними є LC згладжувальні фільтри.

Зниження пульсацій  $LC$ -фільтром пояснюється спільною дією індуктивної котушки  $L_{\phi}$  і конденсатора  $C_{\phi}$ . На дроселі відбувається значне падіння змінних складових напруги, і рівень пульсацій для згладжування конденсатором стає меншим. В той же час стала складова напруги на навантаженні  $R_n$  не зменшується, тому що відсутнє її помітне падіння на дуже малому активному опорі дроселя.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке джерела вторинного живлення? Які пристрої відносять до цих джерел? Як класифікуються джерела вторинного живлення?
2. Що таке випрямляч? Наведіть повну структурну схему випрямляча. Зазначте основні електричні параметри випрямляча.
3. Охарактеризуйте основні типи некерованих випрямлячів однофазного змінного струму. Накресліть їх схеми.
4. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однопівперіодного однофазного випрямляча.
5. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора.
6. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.
7. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії трифазного випрямляча з нейтральним виводом.
8. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії трифазного мостового випрямляча.
9. Що таке керовані випрямлячі? Наведіть схему і часові діаграми напруг і струму однофазного однопівперіодного керованого випрямляча. Поясніть принцип його дії.
10. Наведіть схему і векторну діаграму фазообертача. Поясніть принцип його дії.

## ЛЕКЦІЯ № 9

### СТАБІЛІЗАТОРИ

#### 1. Загальні відомості про стабілізатори

Стабілізатором напруги (струму) називають пристрій, який автоматично забезпечує підтримання напруги (струму) на навантаженні з потрібним значенням точності. Якщо не використовувати блок стабілізації, то при вмиканні випрямляча на навантаження і проходженні крізь нього струму  $I_n$  напруга на навантаженні внаслідок збільшення падіння напруги всередині випрямляча (на трансформаторі, вентилях, фільтрі) буде зменшуватись (рис. 1.1). Впливають на зміну напруги також дестабілізуючі фактори, наприклад, зміна напруги в живильній електромережі змінного струму. Тому для підтримання напруги на постійному рівні (або з малими від нього відхиленнями) й потрібні стабілізатори.

Основним параметром, який характеризує якість роботи стабілізатора напруги, є **коефіцієнт стабілізації за напругою**:

$$K_{стU} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{н} / U_{н}},$$

де  $U_{вх}$  – напруга на вході стабілізатора;

$U_{н}$  – напруга на навантаженні (на виході стабілізатора).

Чим більше значення коефіцієнта, тим вище рівень стабілізації.

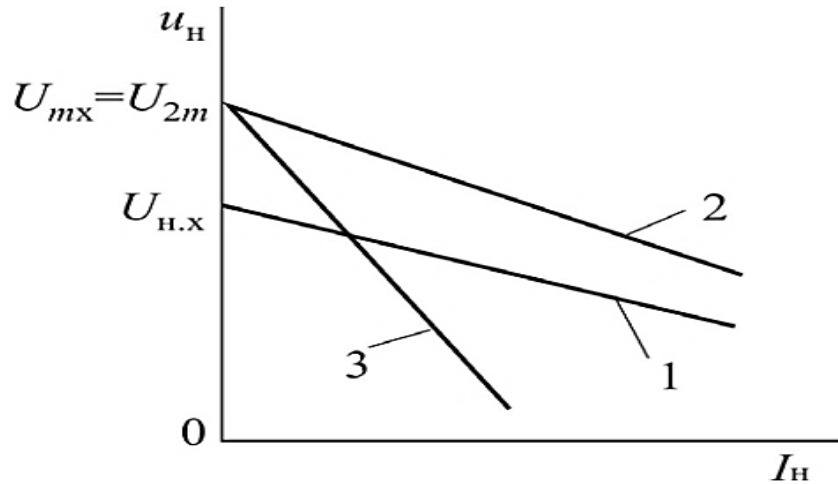


Рисунок 1.1 – Зовнішні характеристики однофазного випрямляча: 1 – без фільтра; 2 – з ємнісним фільтром; 3 – з RC-фільтром

## 2. ПАРАМЕТРИЧНИЙ СТАБІЛІЗАТОР НАПРУГИ

Схема найпростішого параметричного стабілізатора напруги зображена на рис. 2.1а. За допомогою стабілізатора на основі напівпровідникового стабілітрона **VD** можна отримувати стабільну напругу від кількох одиниць до сотень вольт при струмах навантаження від одиниць міліампер до одиниць ампер.

Відповідно до наведеної схеми, вхідна напруга  $U_{вх}$ , що стабілізується, складається з напруги на баластному резисторі  $R_б$  і напруги стабілітрона  $U_{ст}$ , яка дорівнює вихідній напрузі  $U_H$ , прикладеній до навантаження  $R_H$  тобто,  $U_{вх} = R_б I_0 + U_{ст}$ . Враховуючи, що струм  $I_0 = I_{ст} + I_H$ ,

де  $I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{U_{ст}}{R_H}$ , вхідну напругу  $U_{вх}$  можна зв'язати зі струмом стабілітрона  $I_{ст}$ :

$$U_{вх} = R_б I_{ст} + \frac{R_б}{R_H} U_{ст} + U_{ст}.$$

В наслідок зміни вхідної напруги змінюється струм стабілітрона:

$$I_{\text{CT}} = \frac{U_{\text{BX}} - \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} U_{\text{CT}} - U_{\text{CT}}}{R_{\text{б}}}$$

Але це мало впливає на вихідну напругу  $U_{\text{н}} = U_{\text{CT}}$ , якщо струм залишається в допустимих межах (від  $I_{\text{CT min}}$  до  $I_{\text{CT max}}$ ). Це наочно видно на вольт-амперній характеристиці стабілітрона **VD** при розгляді двох можливих режимів роботи стабілізатора (рис. 2.1б).

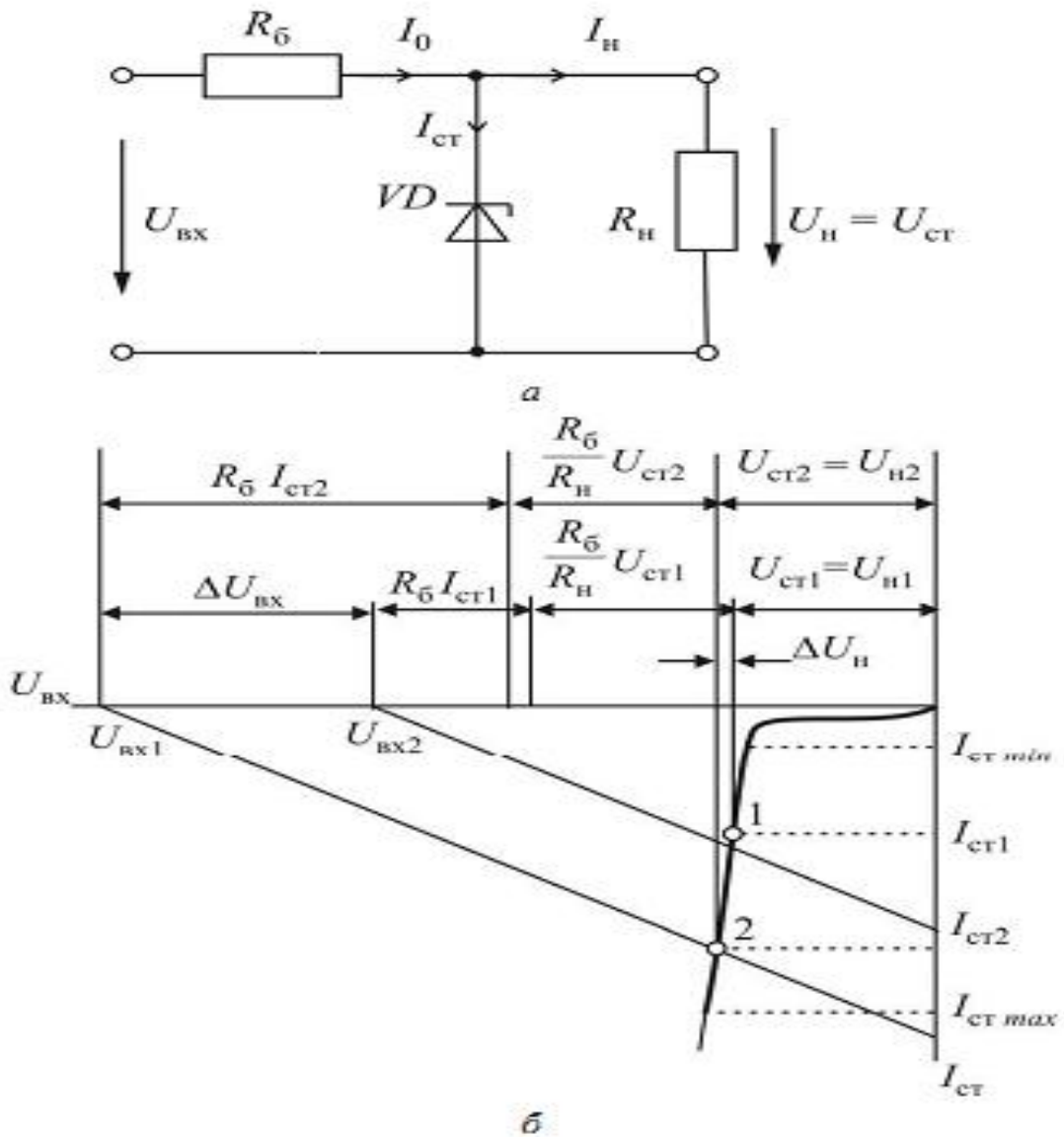


Рисунок 2.1 – Схема (а) і пояснення принципу дії (б) параметричного стабілізатора напруги на напівпровідниковому стабілітроні

Коефіцієнт стабілізації розглянутого параметричного стабілізатора напруги може досягати 30...50.

### 3. Компенсаційний стабілізатор напруги

У компенсаційних стабілізаторах здійснюється порівняння фактичного та заданого значень вихідного сигналу, і залежно від значення та знаку неузгодження між ними в стабілізаторі автоматично виникає корегувальна дія, спрямована на зменшення цього неузгодження.

На рис.3 наведено структурну схему однокаскадного компенсаційного стабілізатора напруги. Основними функціональними елементами стабілізатора є: елемент опорної напруги **ЕОН**, порівняльний і підсилювальний елемент **ППЕ** та регулюючий елемент **РЕ**. Якщо з якихось причин напруга на виході  $U_{\text{вих}}$  відхилилась від свого номінального значення, то різниця між еталонною і вихідною напругами змінюється, посилюється і діє на регулюючий елемент **РЕ**. При цьому опір регулюючого елемента **РЕ** автоматично змінюється, і вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$  розподіляється між елементом **РЕ** та навантаженням  $R_{\text{н}}$  таким чином, щоб компенсувати зміну напруги та стабілізувати її на навантаженні близькою до номінальної.

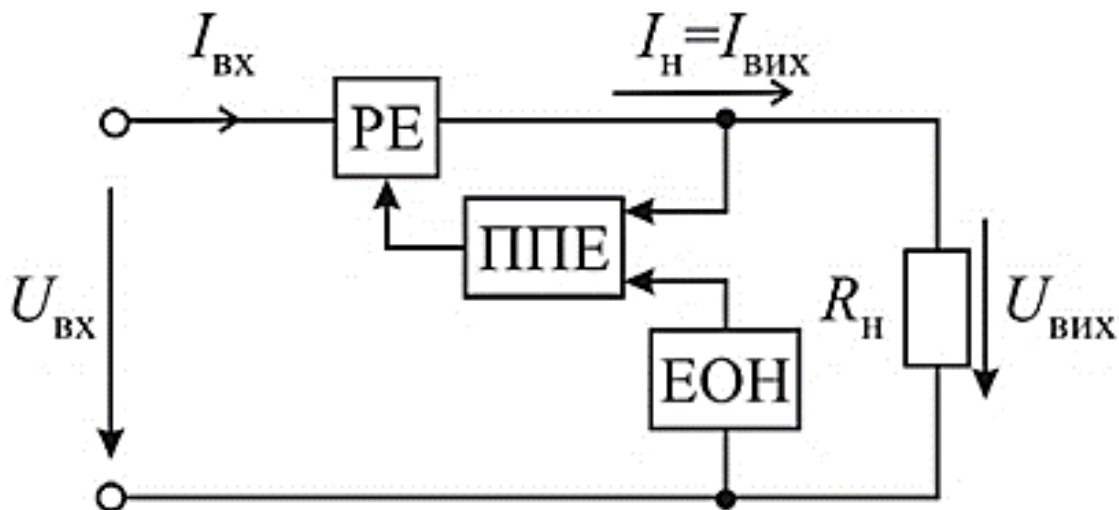


Рисунок 3.1 – Структурна схема однокаскадного компенсаційного стабілізатора напруги



## Принцип роботи компенсаційного стабілізатора напруги

В електричній схемі (рис. 3.1) елементом опорної напруги **ЕОН**, на якому утримується незмінна напруга  $U_{ст}$ , є стабілітрон **VD**, а роль порівняльного, підсилювального **ППЕ** і регулюючого **РЕ** елементів виконує транзистор **VT**.

Порівняльна напруга  $U_{ЕБ}$  (за другим законом Кірхгофа) є різниця між незмінною напругою  $U_{ст}$  і напругою на навантаженні:  $U_{н} = U_{вих}$

$$U_{ЕБ} = U_{ст} - U_{вих} \quad (3.1)$$

У нормальному режимі, коли дестабілізація відсутня, режим роботи транзистора **VT** обирається таким, щоб він був неповністю відкритим ( $U_{ЕБ} \approx 0,1 \dots 0,3В$ ). Вихідна напруга при цьому, як видно з рівняння (3), практично дорівнює опорній:  $U_{вих} \approx U_{ст}$

Якщо внаслідок зміни напруги на вході  $U_{вх}$  почне змінюватися струм  $I_{вих} = I_{н}$  і, відповідно, напруга на виході  $U_{вих} = U_{н} = R_{н} I_{н}$ , то це обов'язково призведе до зміни порівняльної напруги  $U_{ЕБ}$ , тому що напруга на стабілітроні  $U_{ст}$  залишиться постійною.

Зміна напруги  $U_{ЕБ}$  завжди сприятиме тому, щоб повернути струм на виході, який проходить крізь транзистор, до свого попереднього значення. Отже, Напруга на виході  $U_{вих} = R_{н} I_{н} = U_{н}$  збережеться не змінною.

Компенсацію ж напруги між  $U_{вх}$  і  $U_{ст}$  візьме на себе баластний опір  $R_б$ .

Але, на відміну від параметричного стабілізатора, крізь нього буде проходити тільки струм стабілітрона, що істотно зменшує втрати, підвищує ККД стабілізатора і коефіцієнт стабілізації, який може досягати 1000 і вище.

## 4. Стабілізатор струму

У найпростішому транзисторному стабілізаторі струму задача полягає в стабілізації струму колектора (рис. 4.1).

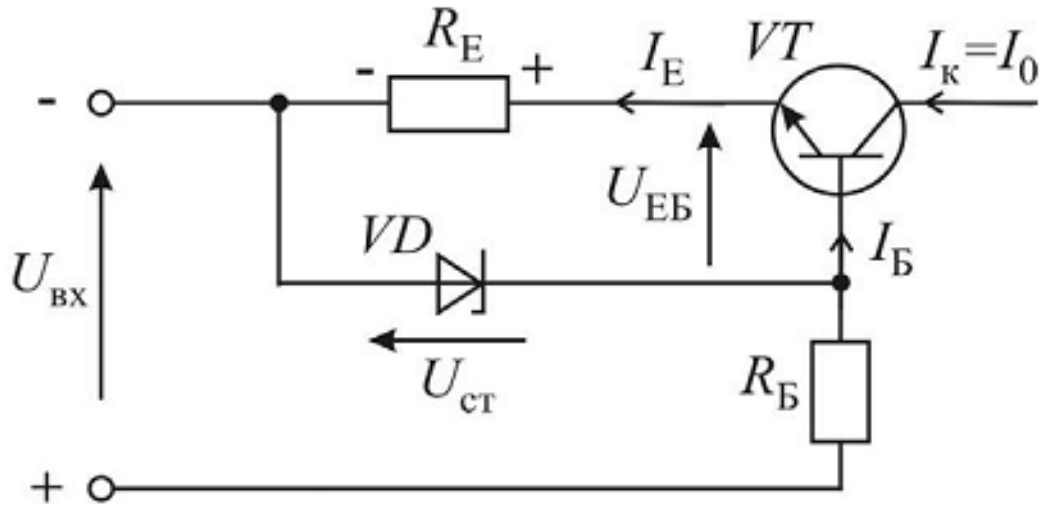


Рисунок 4.1 – Транзисторний стабілізатор струму

У найпростішому транзисторному стабілізаторі струму задача полягає в стабілізації струму колектора  $I_K = I_0$  (рис. 4.1).

Цей струм пов'язаний зі струмом емітера  $I_E$  та струмом бази  $I_B$  залежністю

$$I_K = I_0 = I_E - I_B. \quad (4.1)$$

Внаслідок того що  $I_B \ll I_E$ , тобто  $I_0 \cong I_E$ , а напругу на стабілітроні  $U_{ст}$  можна вважати не змінною, то підвищення або зниження струму  $I_0$  буде зменшувати або збільшувати напругу  $U_{BE}$  між базою та емітером транзистора VT:

$$U_{BE} = U_{ст} - R_E I_E \cong U_{ст} - R_E I_0 \quad (4.2)$$

Це, в свою чергу, вплине на опір транзистора, збільшуючи або зменшуючи його, що сприятиме поверненню струму  $I_0$ .

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке стабілізатор напруги (струму)? Чому дорівнює коефіцієнт стабілізації за напругою?
2. Наведіть схему і поясніть принцип дії параметричного стабілізатора напруги на напівпровідниковому стабілітроні.
3. Наведіть структурну та електричну схеми однокаскадного компенсаційного стабілізатора напруги. Поясніть принцип його дії.

## Лекція № 10

# ІНВЕРТОРИ

### 1. Загальні відомості про інвертори.

**Інверторами** називаються перетворювачі постійної напруги на змінну. *За видом задіяних у них комутаційних приладів* розрізняють тиристорні й транзисторні інвертори.

*За принципом комутації* – інвертори, ведені мережею й автономні.

**А залежно від того, який вихідний параметр є основним, перетворювачі** поділяються на **інвертори струму та інвертори напруги**.

**Тиристорний інвертор** використовується, як правило, для перетворення великих потужностей.

**Транзисторний інвертор** – це перетворювач переважно середньої і малої потужності. Проте прогрес у створенні сильно струмових транзисторів типу IGBT дає можливість застосовувати транзисторні інвертори і на велику потужність. Але досягнути такого високого ККД інвертора, як на тиристорах (до 99%), поки що не вдається, і це стримує розвиток потужних транзисторних інверторів.

Інвертори, ведені електричною мережею, найчастіше використовуються на електричному транспорті. Залежно від напрямку потоку енергії вони працюють як джерело постійного струму для тягових електродвигунів у режимі активного руху або як генератор, що віддає електричну енергію в мережу змінного струму під час гальмування. Такий процес називається рекуперацією.

### 2. Інвертори, ведені мережею.

На рис. 2.1 зображено схему інвертора, веденого мережею, який залежно від кута регулювання  $\alpha$  може працювати в режимі випрямляча ( $\alpha < 90^\circ$ ) та в режимі інвертора ( $\alpha > 90^\circ$ ). Напрямок потоку електричної енергії визначається співвідношенням напрямків напруги і струму в первинній обмотці трансформатора  $T_r$ .

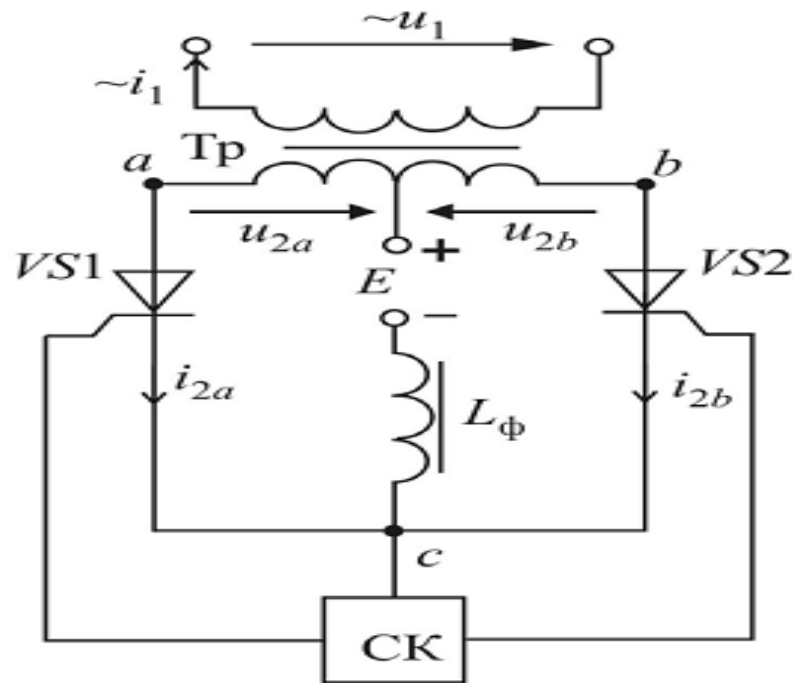


Рисунок 2.1 – Схема однофазного двопівперіодного інвертора, веденого мережею

### Однофазний двопівперіодний інвертор

Напрямок струму в первинній обмотці відповідає напрямку струму у вторинній обмотці, що визначається кутом регулювання  $\alpha$ . Напрямок напруг в первинній та вторинній обмотках трансформатора задається електричною мережею і від кута  $\alpha$  не залежить.

Таким чином, якщо напрямки напруги і струму в первинній обмотці трансформатора повністю або більш ніж наполовину збігаються, то електрична мережа виступає як джерело електричної енергії змінного струму, а інвертор працює в режимі керованого випрямляча, що перетворює цю енергію на енергію постійного струму (рис.2.2).

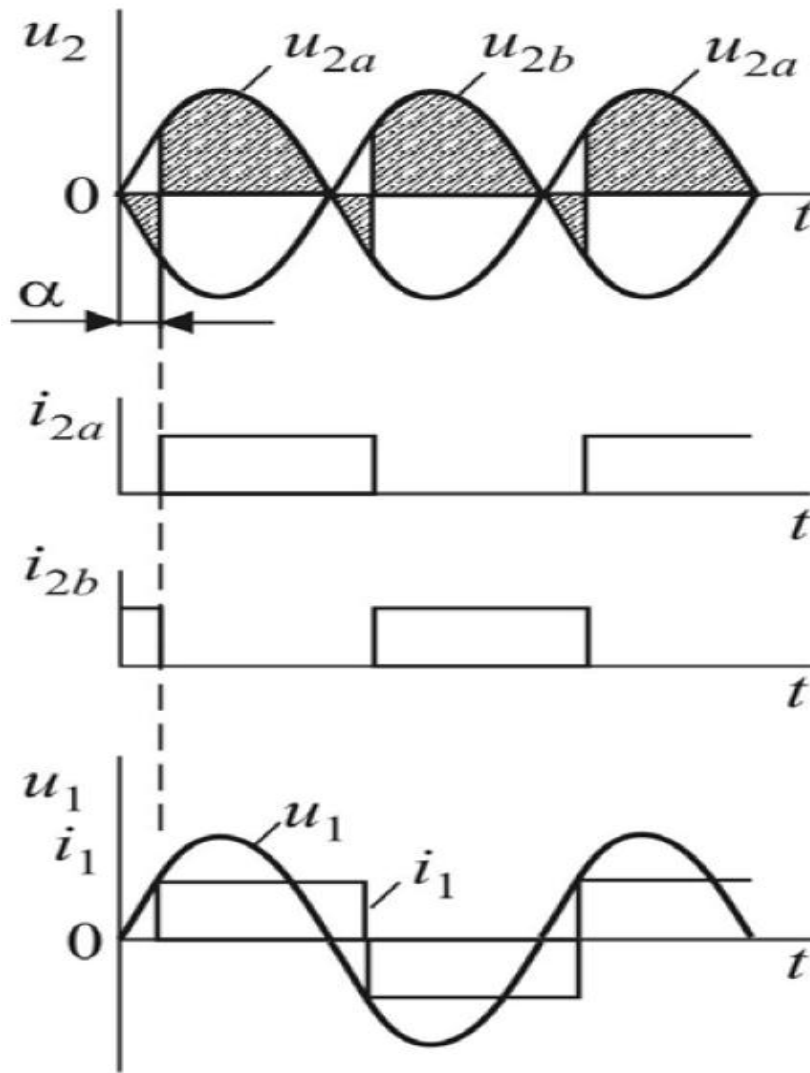


Рисунок 2.2 – Часові характеристики однофазного двопівперіодного інвертора, введеного мережею, при роботі в режимі випрямляча

### Однофазний двопівперіодний інвертор

Якщо напруга і струм у первинній обмотці трансформатора повністю або більш ніж наполовину є зустрічними, то це означає, що ця обмотка не споживає, а навпаки, віддає електричну енергію в електричну мережу змінного струму, а інвертор працює в режимі перетворювача постійного струму в змінний (рис. 2.3).

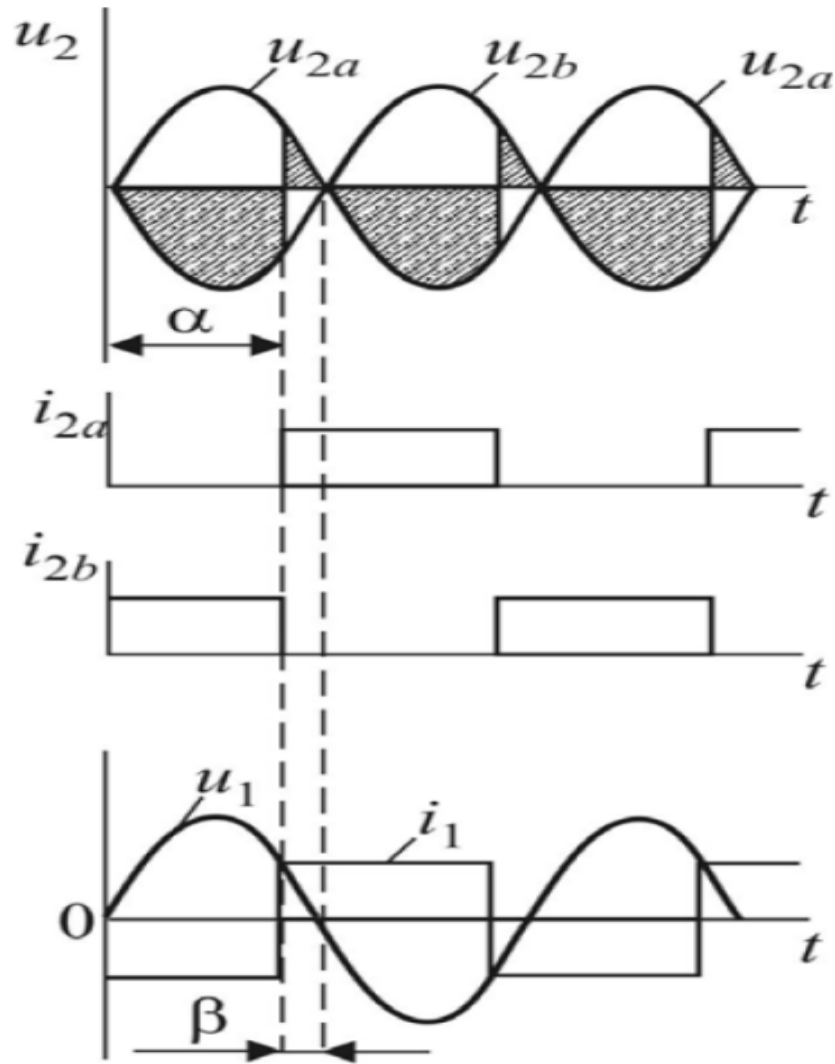


Рисунок 2.3– Часові характеристики однофазного двопівперіодного інвертора, введеного мережею, при роботі в режимі інвертора

Зрозуміло, що найбільший ефект перетворення постійного струму в змінний буде тоді, коли кут  $\alpha = 180^\circ$ . Але при цьому не залишається часу на відімкнення другого тиристора, виникає коротке замикання і процес інвертування зірветься. Тому кут регулювання  $\alpha$  береться меншим  $180^\circ$  на кут  $\beta$ , який називається кутом випередження відпирання (рис. 2.3). Запирання і відпирання тиристорів **VS1** і **VS2** відбувається за допомогою вторинної напруги, яка створюється електричною мережею змінного струму. Тому такий інвертор називається *введеним мережею*. За своїм схемним рішенням *це обернений керований випрямляч* з відповідною фазністю та періодичністю.

### 3. Автономні інвертори.

Автономні інвертори працюють на автономне навантаження і не пов'язані з загальною мережею змінного струму. Тому вони можуть перетворювати постійний струм на змінний будь-якої частоти. Разом з керованими вентилями обов'язковим елементом автономного інвертора є конденсатор, якщо в якості вентилів застосовано тиристри. Конденсатор потрібен для запирання тиристорів і формування вихідної напруги. Але якщо в якості вентилів використано транзистори, то наявність конденсатора необов'язкова, а схема такого інвертора відповідає схемі керованого випрямляча, який працює в зворотному режимі.

#### Схема найпростішого автономного інвертора

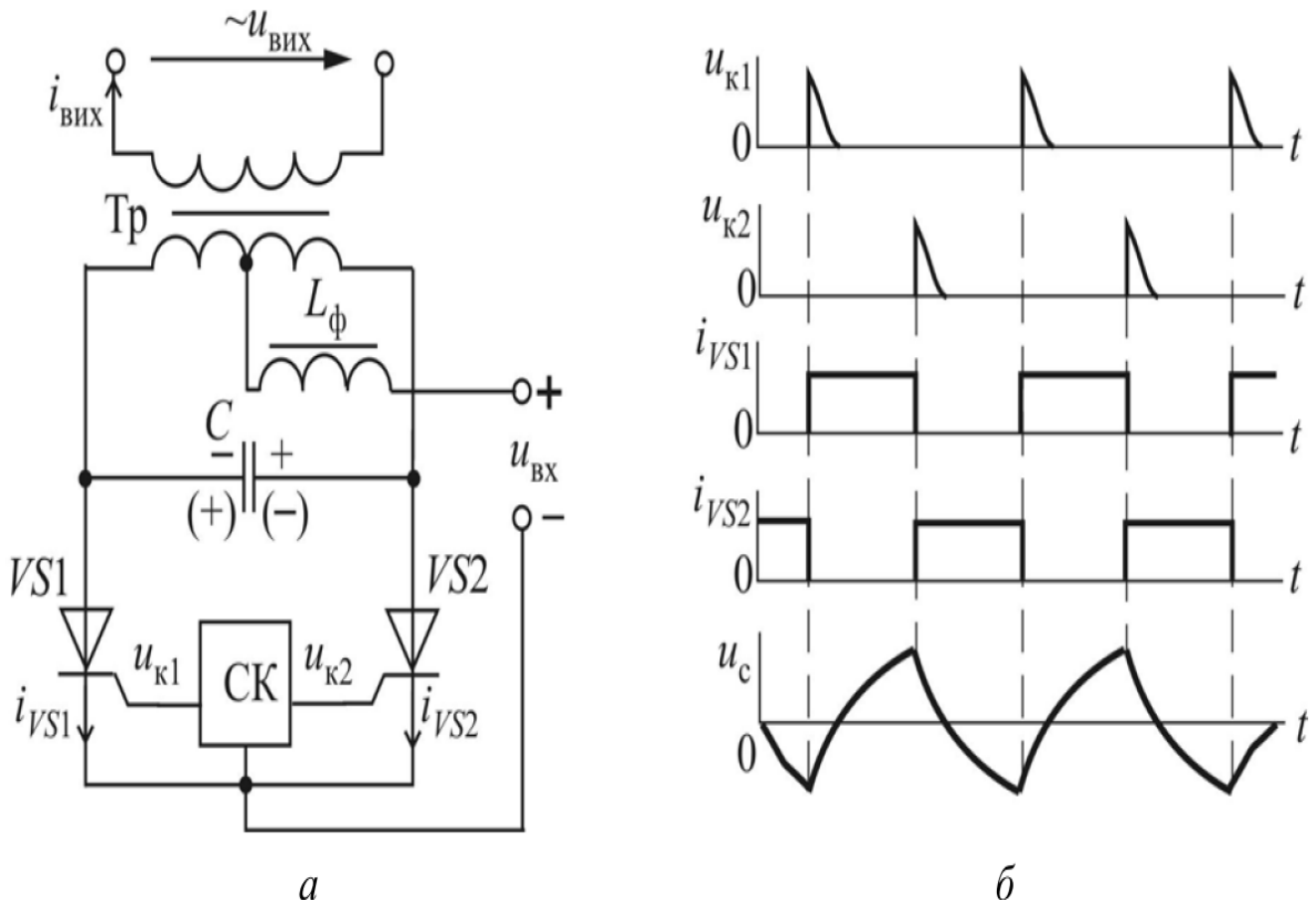


Рисунок 3.1 – Схема (а) і часові діаграми напруг і струмів (б) автономного інвертора

### Принцип роботи автономного інвертора

Як видно зі схеми рис. 3.1а, аноди обох тиристорів **VS1** і **VS2** через обмотку трансформатора **Tr** увімкнуті на «плюс» джерела постійного струму. Катоди, відповідно, – на «мінус». При подачі керуючого сигналу  $u_{к1}$  на тиристор **VS1** він відкривається, замикає конденсатор на «мінус», що призводить до його зарядки від джерела постійного струму. Якщо після цього подати керуючий сигнал  $u_{к2}$  на тиристор **VS2**, то внаслідок його відпирання швидко запирається тиристор **VS1** напругою, що утворилася на конденсаторі **C**, а сам конденсатор починає перезаряджатися, тому що полярність його вмикання до джерела постійного струму змінилася на протилежну.

Таким чином, послідовно відкриваючи тиристори **VS1** і **VS2**, можна утворювати змінну напругу на конденсаторі **C**, яка через трансформатор **Tr** передається на вихід.

### 4. Помножувачі напруги.

При роботі на високо омне малопотужне навантаження дуже часто застосовують помножувачі напруги, які дозволяють у скільки завгодно разів збільшувати вихідну напругу щодо вхідної, одночасно перетворюючи її зі змінної на постійну. Досягається це завдяки використанню конденсаторів **C1**, **C2**, які можуть утримувати напругу практично незмінною, якщо стала часу їх розрядки  $\tau_{розр} = C R_n$  (**C** – ємність конденсатора; **R<sub>n</sub>** – опір навантаження) набагато більше періоду **T** змінного струму на вході.

На рис. 5 зображено схему паралельного подвоювача напруги. У перший півперіод (на **a** – плюс, на **b** – мінус) відкривається діод **VD1**, і конденсатор **C1** заряджається до максимального значення змінної напруги  $U_{2m}$ . За другий півперіод крізь відкритий діод **VD2** відбувається заряд конденсатора **C2**, а конденсатор **C1** зберігає напругу  $U_{2m}$ , якщо  $\tau_{розр} \gg T/2$ .

Таким чином, на навантаженні утворюється напруга  $U_n = 2U_{2m}$



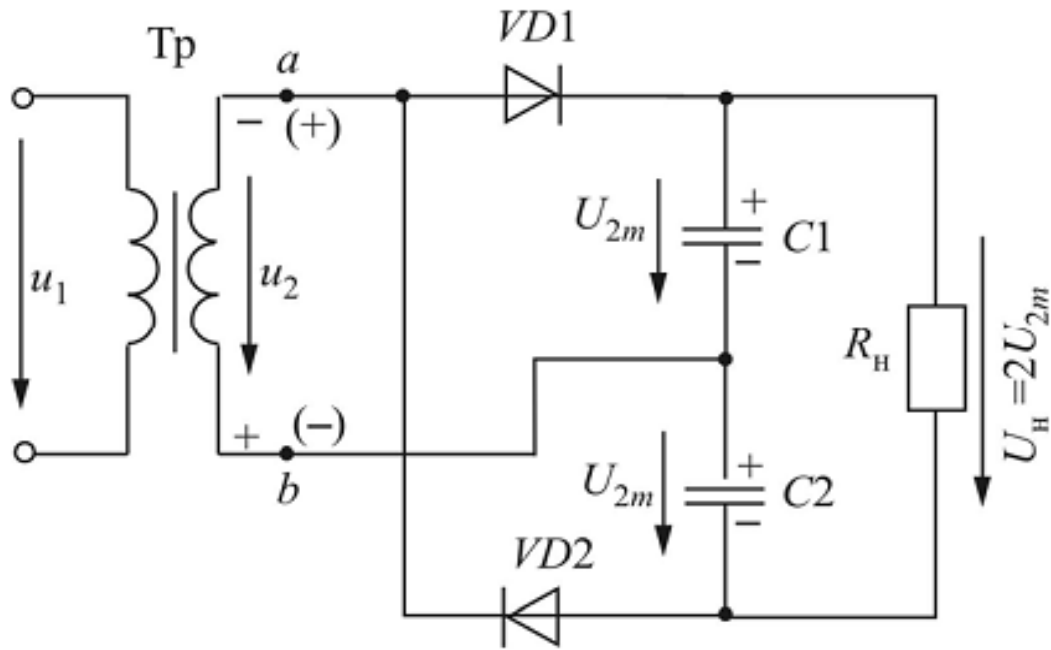


Рисунок 4.1 – Схема паралельного подвоювача напруги

### Послідовний подвоювач напруги

Схема послідовного подвоювача напруги зображена на рис.4.2. Зарядка конденсатора  $C1$  до напруги  $U_{2m}$  відбувається при відкритому діоді  $VD1$  (на  $a$  – мінус, на  $b$  – плюс). У наступному півперіоді полярність змінюється (на  $a$  – плюс, на  $b$  – мінус), і діод  $VD1$  закривається, а діод  $VD2$  відкривається. До конденсатора  $C2$  прикладається напруга  $u_2$  і напруга  $U_{2m}$  від конденсатора  $C1$ . По мірі зростання напруги  $U_{2m}$  відбувається заряд конденсатора  $C2$  до залишкової напруги  $2U_{2m}$ , яка й утримується на навантаженні ( $U_n = 2U_{2m}$ ) якщо  $\tau_{розр}$  є достатньо великим.

Послідовний перехід напруги з одного, вже зарядженого конденсатора, на наступний дає можливість використовувати схему послідовного помножувача напруги не лише для подвоювання, а і для багаторазового її підвищення.

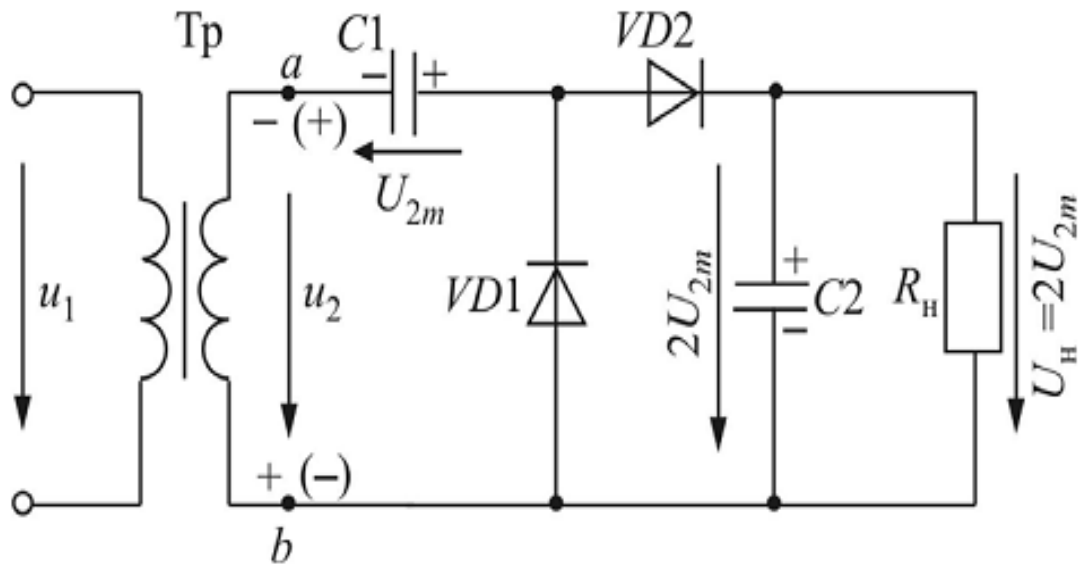


Рисунок 4.2 – Схема послідовного подвоювача напруги

### Чотириразовий помножувач напруги

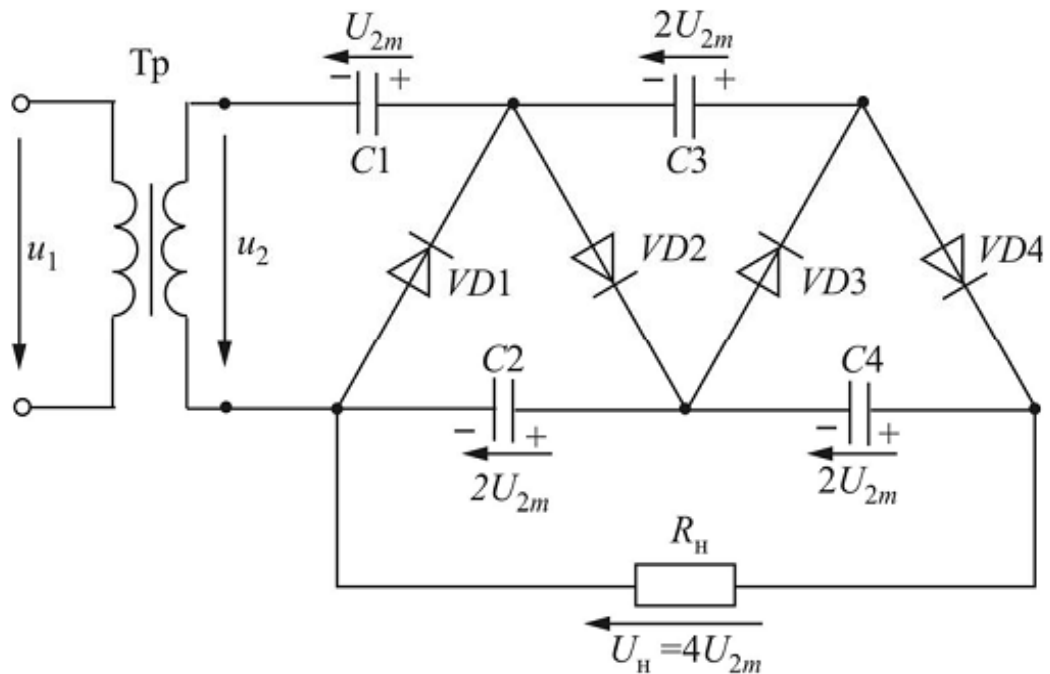


Рисунок 4.3 – Схема чотириразового помножувача напруги

Його робота базується на почерговому відкритті діодів напругою відповідної полярності. Спочатку відкривається діод **VD1** і конденсатор **C1** заряджається до напруги  $U_{C1} = U_{2m}$ .

При великому  $\tau_{розр}$  ця напруга практично зберігається надалі. Коли діод **VD1** закривається, то відкривається діод **VD2**, що дає можливість зарядити конденсатор **C2** до напруги

$$U_{C2} = U_{C1} + u_2 \rightarrow U_{2m} + U_{2m} = 2U_{2m}.$$

Далі відкривається діод **VD3** і закривається діод **VD2**, а конденсатор **C3** заряджається до напруги

$$U_{C3} = U_{C2} + u_2 - U_{C1} \rightarrow 2U_{2m} + U_{2m} - U_{2m} = 2U_{2m}.$$

І нарешті, відкривається діод **VD4** і закривається діод **VD3**. Конденсатор **C4** заряджається до напруги

$$U_{C4} = U_{C3} + U_{C1} + u_2 - U_{C2} \rightarrow 2U_{2m} + U_{2m} + U_{2m} - 2U_{2m} = 2U_{2m},$$

а напруга на навантаженні досягає значення

$$U_n = U_{C2} + U_{C4} = 2U_{2m} + 2U_{2m} = 4U_{2m}.$$

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке інвертор? Назвіть різновиди інверторів за принципом комутації.
2. Що таке інвертор струму та інвертор напруги?
3. Наведіть схему однофазного двопівперіодного інвертора, веденого мережею, і його часові характеристики при роботі в режимі інвертора. Поясніть принцип його дії.
4. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струмів автономного інвертора. Поясніть принцип його дії.
5. Наведіть схему і поясніть принцип дії паралельного подвоювача напруги.
6. Наведіть схему і поясніть принцип дії послідовного подвоювача напруги.

## ТЕМА №4

### ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ

#### ЛЕКЦІЯ № 11

#### ПІДСИЛЮВАЧІ НА ТРАНЗИСТОРАХ

##### 1. Загальні відомості і параметри підсилювачів.

Часто виникає потреба переводити слабкий вхідний електричний сигнал (від електромагнітного поля, різного роду датчиків) на вищий енергетичний рівень, де його зможуть сприйняти різного виду виконавчі пристрої або органи чуття живих організмів.

Найбільш поширений спосіб такого підсилення ґрунтується на тому, що вхідний електричний сигнал  $u_{вх}$  за допомогою керуючого елемента **КЕ** впливає на роботу джерела електричної енергії (джерело живлення  $E_{ж}$ ), відтворюючись завдяки цьому на вищому енергетичному рівні (рис. 1.1). Якщо керуючий елемент **КЕ** побудовано на базі електронного приладу, то таке підсилення називають електронним.

Принцип електронного підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги  $E_{ж}$  в енергію змінного вихідного сигналу  $u_{вих}$  шляхом зміни провідності **КЕ** за законом, зумовленим формою вхідного сигналу  $u_{вх}$ .

##### Підсилювальний каскад на транзисторі

Основою електронного підсилювача є підсилювальний каскад, який в якості керуючого елемента має біполярний або польовий транзистор. Він характеризується коефіцієнтами підсилення, що визначаються відношеннями вихідних параметрів до вхідних:

- коефіцієнт підсилення за напругою  $K_U = U_{вих} / U_{вх}$ ;

- коефіцієнт підсилення за струмом  $K_I = I_{вих} / I_{вх}$ .

Залежно від того, який параметр домінує, розрізняють підсилювальні каскади за напругою, струмом і потужністю.

Якщо забезпечити потрібне підсилення одним каскадом неможливо, то його вихідний сигнал можна подати як вхідний на наступний каскад, і так далі, доки не буде досягнуто необхідного коефіцієнта підсилення. У такий спосіб створюють багатокаскадний підсилювач (рис. 1.2).

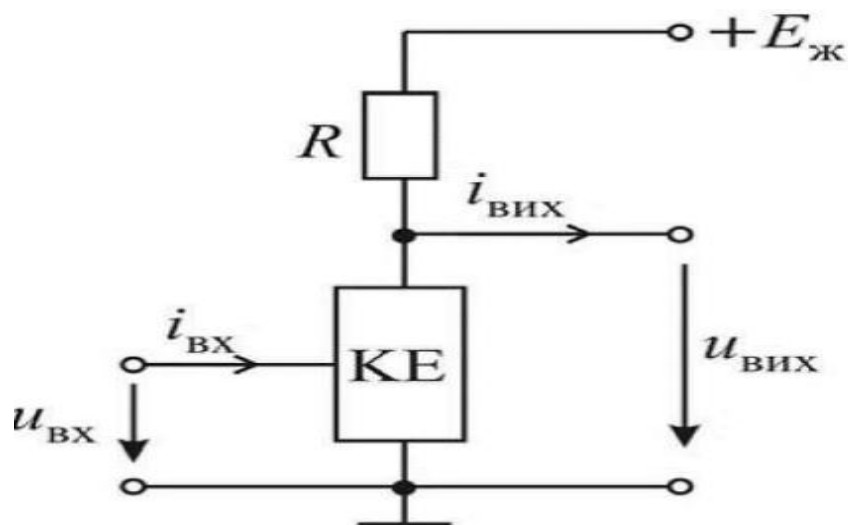


Рисунок.1.1 – Структурна схема підсилювального каскаду

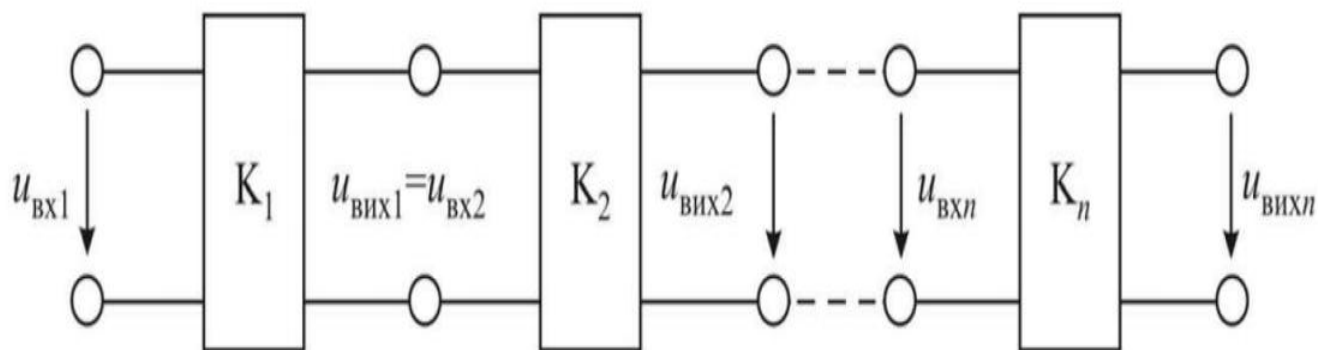


Рисунок 1.2 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача, наприклад, за напругою

$$K_U = U_{\text{вих}n} / U_{\text{вх}1}. \quad (1)$$

Відповідно до того, що  $U_{\text{вих}1} = U_{\text{вх}2}$ ,  $U_{\text{вих}2} = U_{\text{вх}3}, \dots, U_{\text{вих}n-1} = U_{\text{вх}n}$ , коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення всіх каскадів

$$K_U = U_{\text{вих}n} / U_{\text{вх}1} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (2)$$

### Класифікація підсилювачів

**Залежно від діапазону частот вхідних сигналів розрізняють:**

- підсилювачі постійного струму (ППС) для підсилення сигналів, які змінюються повільно (від 0 Гц і вище);
- підсилювачі низької частоти (ПНЧ) для підсилення в діапазоні від звукових частот і вище (від десятків герц до 10...15 МГц);
- підсилювачі високої частоти (ПВЧ) для підсилення в діапазоні частот від десятків кілогерц до сотень мегагерц;
- широкосмугові підсилювачі (ШСП) для підсилення імпульсних сигналів, що мають спектр частот від десятків герц до сотень мегагерц;
- вузькосмугові (вибірні) підсилювачі (ВСП) для підсилення сигналів у вузькому діапазоні частот.

**За видом зв'язку між джерелом сигналу, каскадами та навантаженням підсилювачі поділяються на**

- 1) підсилювачі з безпосереднім,
- 2) резистивним,
- 3) оптронним,
- 4) резистивно-ємнісним,
- 5) трансформаторним або резонансно - трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта – тільки у підсилювачах змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Зв'язок із навантаженням (часто це наступний каскад підсилення) може бути трансформаторним – як відімкнене навантаження –  $R'_n$  або резистивно ємнісним – як відімкнене навантаження  $R_n$ .

На низьких частотах (тисячі і десятки тисяч герц) застосування **ЛС-контурів** недоцільне через низьку добротність, великі габарити і масу. У такому разі застосовують підсилювачі з частотно-залежними зворотними зв'язками, зазвичай резистивно-ємнісними.

## **2. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зі спільним емітером.**

Найбільш поширеним підсилювальним каскадом на біполярному транзисторі є каскад зі спільним емітером (рис. 2.1). Він підключається до джерела живлення  $E_{\text{ж}}$  таким чином, що колектор перебуває під зворотною напругою. Якщо використовується транзистор типу **n-p-n**, то полярність живлення така, як на рис. 2.1. Для підсилювального каскаду з транзистором **p-n-p-типу** полярність протилежна.

Напруга живлення підсилювального каскаду на біполярному транзисторі дорівнює, як правило, 10...30 В.

Транзистор **VT** з'єднується зі входом і виходом підсилювального каскаду конденсаторами СВХ та СВІХ, ємність яких обирається такою, щоб у діапазоні робочих частот змінний струм проходив крізь них без помітного падіння напруги.

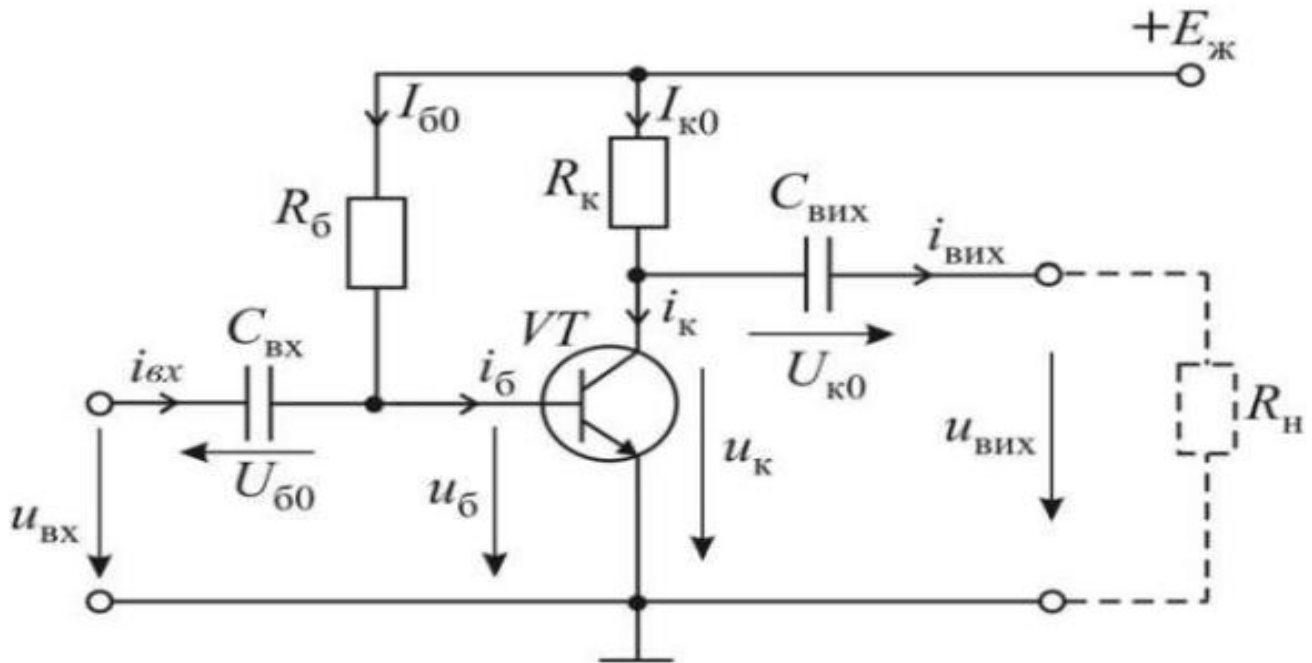


Рисунок 2.1 – Схема підсилювального каскаду зі спільним емітером

### Режими роботи підсилювального каскаду

Значення опору  $R_k$  обирається таким, щоб при короткому замиканні транзистора ( $U_k = 0$ ) його колекторний струм  $I_{k3}$  не перевищував допустимого значення (рис. 2.2):

$$R_k = E_{ж} / I_{k3}. \quad (2.1)$$

Вольт-амперна характеристика цього опору, якщо скористатися другим законом Кірхгофа для колекторного контуру, матиме вигляд

$$U_k = E_{ж} - R_k i_k, \quad (2.2)$$

Що відповідає прямій, проведеній між точками ( $u_k = 0, i_k = I_{k3}$ ) і ( $u_k = E_{ж}, i_k = 0$ ).

Визначальним для роботи підсилювального каскаду є режим спокою, який відповідає розподілу напруг і струмів за відсутності вхідного сигналу. Щоб забезпечити обраний режим, який відповідає точці



спокую  $c'(U_{к0}, I_{к0})$  на вольт - амперній характеристиці  $R_к$ , треба знайти відповідне значення опору  $R_б$  (рис. 2.13). Цьому сприяє перехідна характеристика  $i_к(i_б)$ , яка зв'язує вихідну характеристику транзистора з вхідною (рис. 2.2).

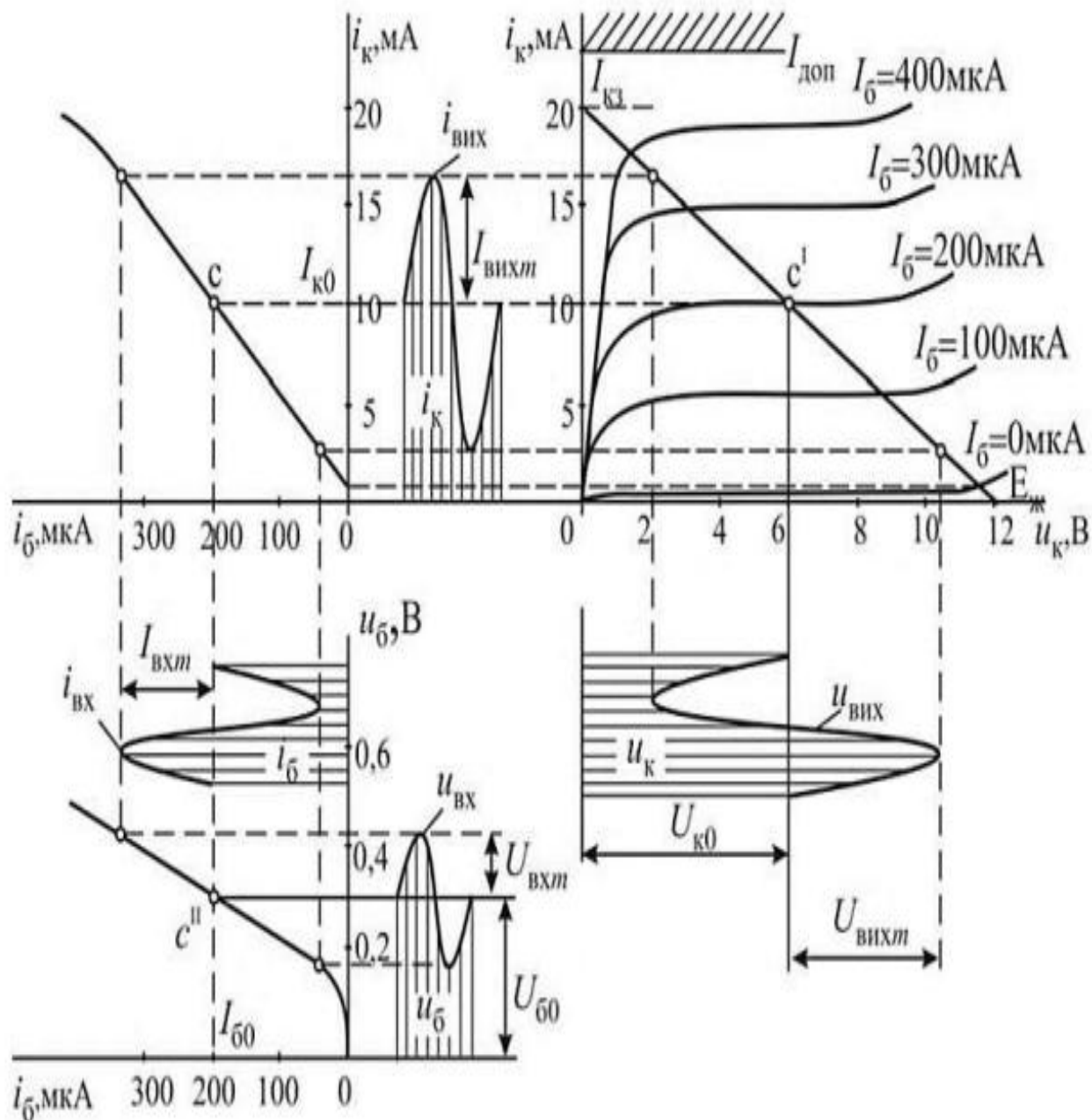


Рисунок 2.2 – Робота підсилювального каскаду на біполярному транзисторі при  $E_{ж} = 12$  В і  $R_к = 600$  Ом.

За допомогою цієї характеристики знаходять точку  $e''$  вхідної характеристики і в ній визначають базову напругу  $U_{\delta 0}$  та базовий струм  $I_{\delta 0}$ , а далі зрівняння, записаного за другим законом Кірхгофа для базового контуру, опір

$$R_{\delta} = \frac{E_{ж} - U_{\delta 0}}{I_{\delta 0}} \cong \frac{E_{ж}}{I_{\delta 0}}, \quad (2.3)$$

тому що  $E_{ж} \gg U_{\delta 0}$ .

Процес підсилення вхідного сигналу відбувається наступним чином (рис. 2.2). Змінна напруга  $u_{вх}$ , що потрапляє на вхід, додається до напруги  $U_{\delta 0}$  на конденсаторі  $C_{вх}$  і утворює змінну напругу на базі  $u_{\delta} = U_{\delta 0} + u_{вх}$ . Змінюючись у межах, визначених зміною напруги на вході, базова напруга змінює в тих же межах базовий струм, який буде тепер складатися зі струму спокою і змінного вхідного струму:  $i_{\delta} = I_{\delta 0} + i_{вх}$ . В наслідок зміни базового струму змінюється колекторний струм, а це, в свою чергу, призводить до зміни напруги на колекторі.

Виникають змінні струм і напруга на виході:  $i_{вих} = I_{K0} - i_K$ ;  $u_{вих} = u_K - U_{K0}$ .

Важливо також відзначити, що, крім підсилення, на виході з підсилювального каскаду виникає фазовий зсув напруги і струму на  $180^\circ$  відносно входу, тобто збільшення вхідного сигналу призводить до зменшення напруги на виході і навпаки (рис. 2.2).

Якщо зміна вхідної напруги, струмів бази і колектора лежить у межах лінійних частин вхідної і перехідної характеристик, то форма вихідної напруги буде відповідати формі вхідної. Наприклад, за наявності синусоїдальної напруги на вході, напруга на виході також буде синусоїдальною. Але за надто велика вхідна напруга буде виводити змінні складові струмів за межі лінійних ділянок вхідної і перехідної характеристик, внаслідок цього форма вихідної напруги значно спотворюється, а коефіцієнт підсилення за напругою  $K_U = U_{вихм} / U_{вхм}$  зменшується. Це добре видно на амплітудній характеристиці підсилю-

вального каскаду (рис. 2.3), лінійна частина якої відповідає діапазону вхідних напруг, які не спотворюють вихідну напругу.

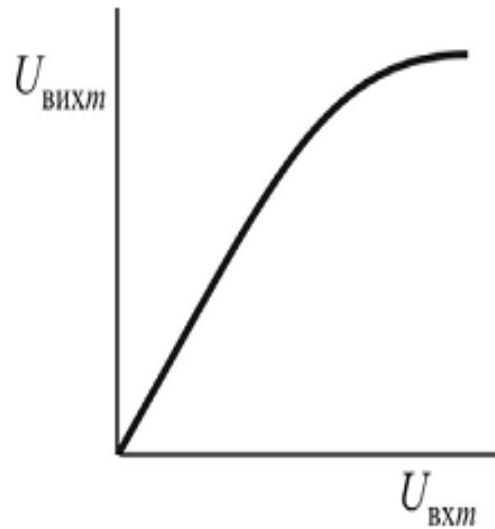


Рисунок 2.3 – Амплітудна характеристика підсилювального каскаду.

### Схема заміщення підсилювального каскаду

При роботі підсилювального каскаду в режимі, який відповідає лінійним ділянкам характеристик, коефіцієнт підсилення можна визначити аналітично, за допомогою **h-параметрів транзистора**.

Враховуючи те, що для змінних складових струмів падіння напруги на конденсаторах і в джерелі живлення можна прийняти рівним нулю, схему заміщення підсилювального каскаду можна подати, як зображено на рис. 2.4, де пунктиром окреслено схему заміщення біполярного транзистора

Як правило,  $R_B \gg h_{11}$  тому,

$$u_{вх} = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} \cdot i_{вх} \cong h_{11} i_{вх} . \quad (2.4)$$

За першим законом Кірхгофа для колекторного вузла

$$h_{21}i_B + h_{22}u_{\text{ВИХ}} + u_{\text{ВИХ}}/R_K + u_{\text{ВИХ}}/R_H = 0. \quad (2.5)$$

Використовуючи те, що  $R_H \gg R_K$ , а  $i_B \cong i_{\text{ВХ}}$ , це рівняння приведемо до такого вигляду:

$$h_{21}i_{\text{ВХ}} + h_{22}u_{\text{ВИХ}} + u_{\text{ВИХ}}/R_K = 0. \quad (2.6)$$

Підставляючи в нього із (6)  $i_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ}}/h_{11}$ , остаточно отримаємо

$$u_{\text{ВИХ}} = -\frac{u_{\text{ВХ}}}{h_{11}} \cdot \frac{h_{21}}{h_{22} + 1/R_K}. \quad (2.7)$$

Знак “мінус” ще раз підтверджує, що вихідна напруга знаходиться у протифазі з вхідною.

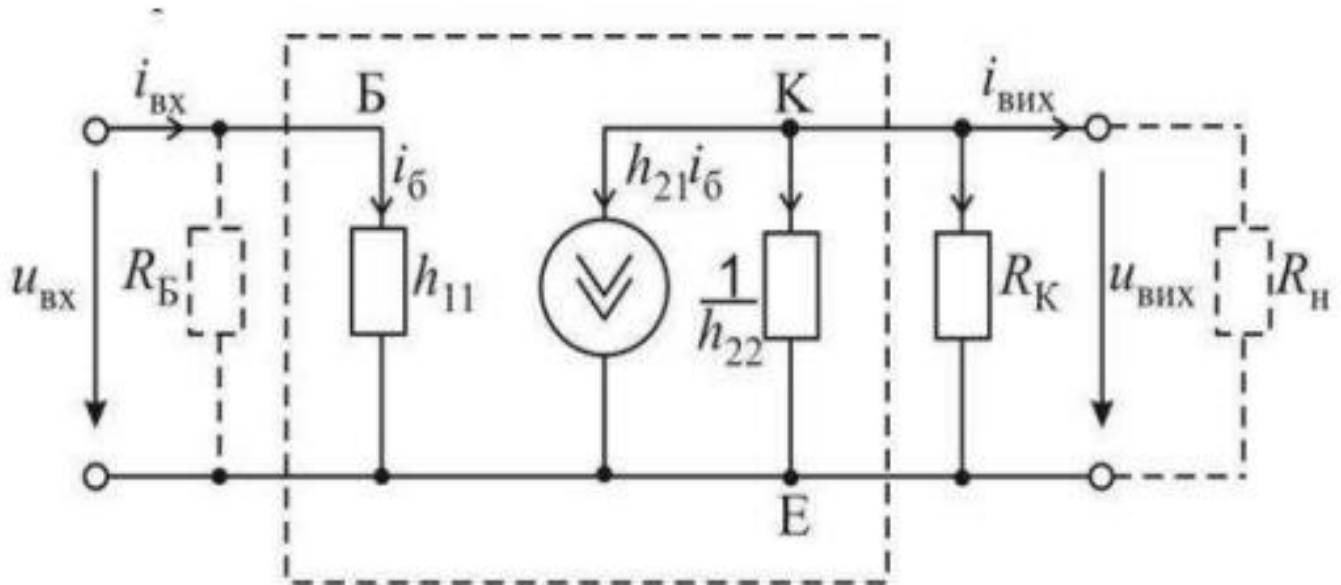


Рисунок 2.4 – Схема заміщення підсилювального каскаду зі спільним емітером

### Коефіцієнт підсилення підсилювального каскаду

Таким чином, коефіцієнт підсилення за напругою не перевантаженого підсилювального каскаду зі спільним емітером

$$K_U = \frac{U_{\text{вихт}}}{U_{\text{вхт}}} = \frac{h_{21} R_K}{h_{11}(1 + h_{22} R_K)} \cong h_{21} \frac{R_K}{h_{11}}, \quad (2.8)$$

тому що  $h_{22} R_K \ll 1$  (зазвичай  $h_{22} = 10^{-5} \dots 10^{-6}$  см;  $R_K = 10^3 \dots 10^4$  Ом).

Отже, коефіцієнт підсилення за напругою є пропорційним коефіцієнту підсилення за струмом  $K_I = I_{\text{вихт}} / I_{\text{вхт}} = h_{21}$  і співвідношенню опорів колекторного резистора  $R_K$  та входу у транзистор  $h_{11}$ .

### Температурна стабілізація підсилювального каскаду

На роботу біполярного транзистора істотно впливає температура. При її підвищенні колекторні характеристики змінюються і колекторний струм зростає (рис. 2.5). Це призводить до погіршення роботи підсилювального каскаду, оскільки лінійний діапазон підсилення звужується.

Для того щоб запобігти цьому, в емітерне коло підсилювального каскаду зі спільним емітером додається резистор  $R_E$  і паралельно ньому конденсатор  $C_E$ , ємнісний опір якого в діапазоні робочих частот вхідного сигналу близький до нуля (рис. 2.6). У коло бази вводиться розподільвач напруг  $R_B R''_B$  для створення початкової напруги зсуву між базою та емітером:

$$U_{BE} = \frac{E_{ж} R'_B}{R'_B + R''_B} - R_E I_E. \quad (2.9)$$

При збільшенні емітерного струму  $I_E \cong I_K$  в наслідок підвищення температури зменшується  $U_{BE}$  і, відповідно, базовий струм. Зменшення базового струму сприяє поверненню назад точки спокою на колекторній характеристиці (рис. 2.5).

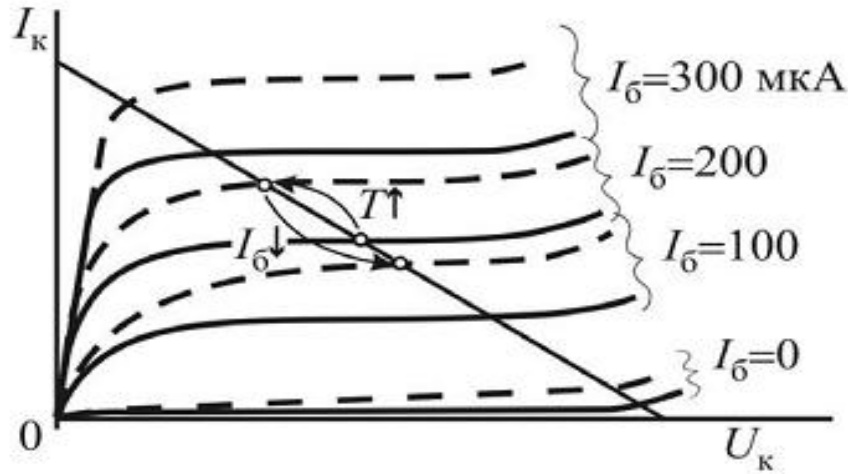


Рисунок 2.5 – Механізм стабілізації роботи підсилювального каскаду при підвищенні температури

Одночасно конденсатор  $C_E$ , що шунтує резистор  $R_E$ , дозволяє уникнути зменшення змінної напруги вхідного сигналу при передачі її на базу – емітер:

$$u_{BE} = u_{вх} - \frac{R_E x_{CE}}{R_E + x_{CE}} \cdot i_E \cong u_{вх}, \quad (2.10)$$

тому що  $x_{CE} \rightarrow 0$ .

**Підсилювальний каскад з емітерною температурною стабілізацією**

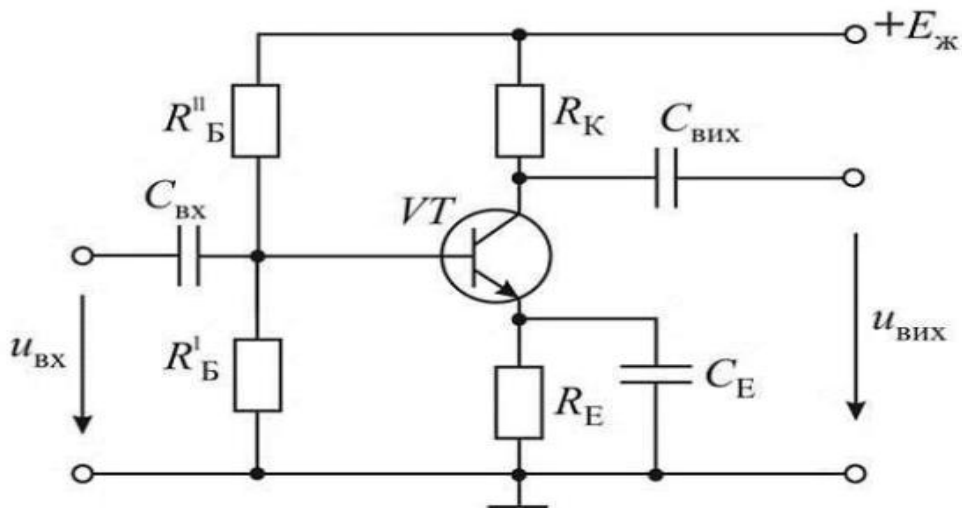


Рисунок 2.6 – Підсилювальний каскад з емітерною температурною стабілізацією

### 3. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі.

Порівняно з біполярним транзистором польовий транзистор має набагато більший вхідний опір і, відповідно, споживає набагато менше електричної енергії. Це сприяє широкому застосуванню підсилювальних каскадів на польових транзисторах в інформаційній електроніці, мікропроцесорній техніці, різного роду системах кодування. Найчастіше використовують підсилювальний каскад зі спільним витоком, схема якого наведена на рис. 9.

Як і в підсилювальному каскаді на біполярному транзисторі, у каскаді на польовому транзисторі розрізняють режими спокою і підсилення; останній супроводжується проходженням через каскад змінної складової струму  $i_c$  (рис.3.1).

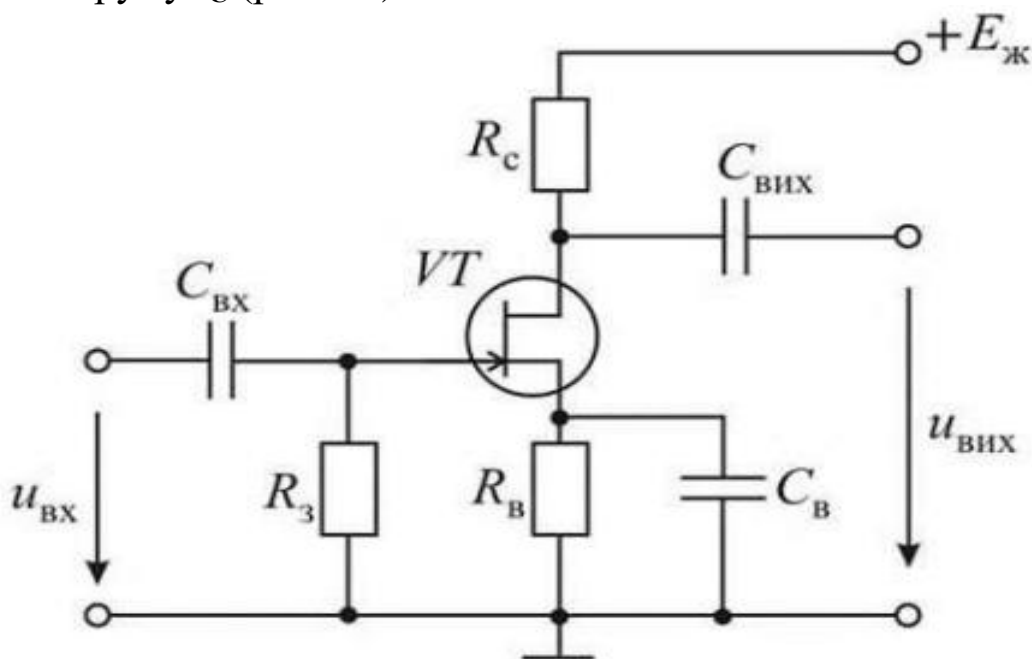


Рисунок 3.1 – Схема підсилювального каскаду зі спільним витоком

#### Робота підсилювального каскаду зі спільним витоком

Електричні параметри для постійного і змінного струму визначаються конденсаторами  $C_{ВХ}$ ,  $C_{В}$ ,  $C_{ВИХ}$ , ємність яких така, що в діапазоні робочих частот змінного струму падіння напруги на них практично відсутнє, а при постійному струмі відбувається розрив кола.

За допомогою резистора  $R_C$  здійснюється підсилення вхідного сигналу.

Внаслідок того, що для змінної складової струму внутрішній опір джерела живлення близький до нуля, то  $u_{\text{вих}} = -R_C i_c$ ; тобто, як і у каскаді на біполярному транзисторі, у підсилювальному каскаді на польовому транзисторі вихідна напруга протифазна до вхідної. До того ж вона значно більша за вхідну, оскільки напруга в колі стоку значно більша порівняно з напругою в колі затвору.

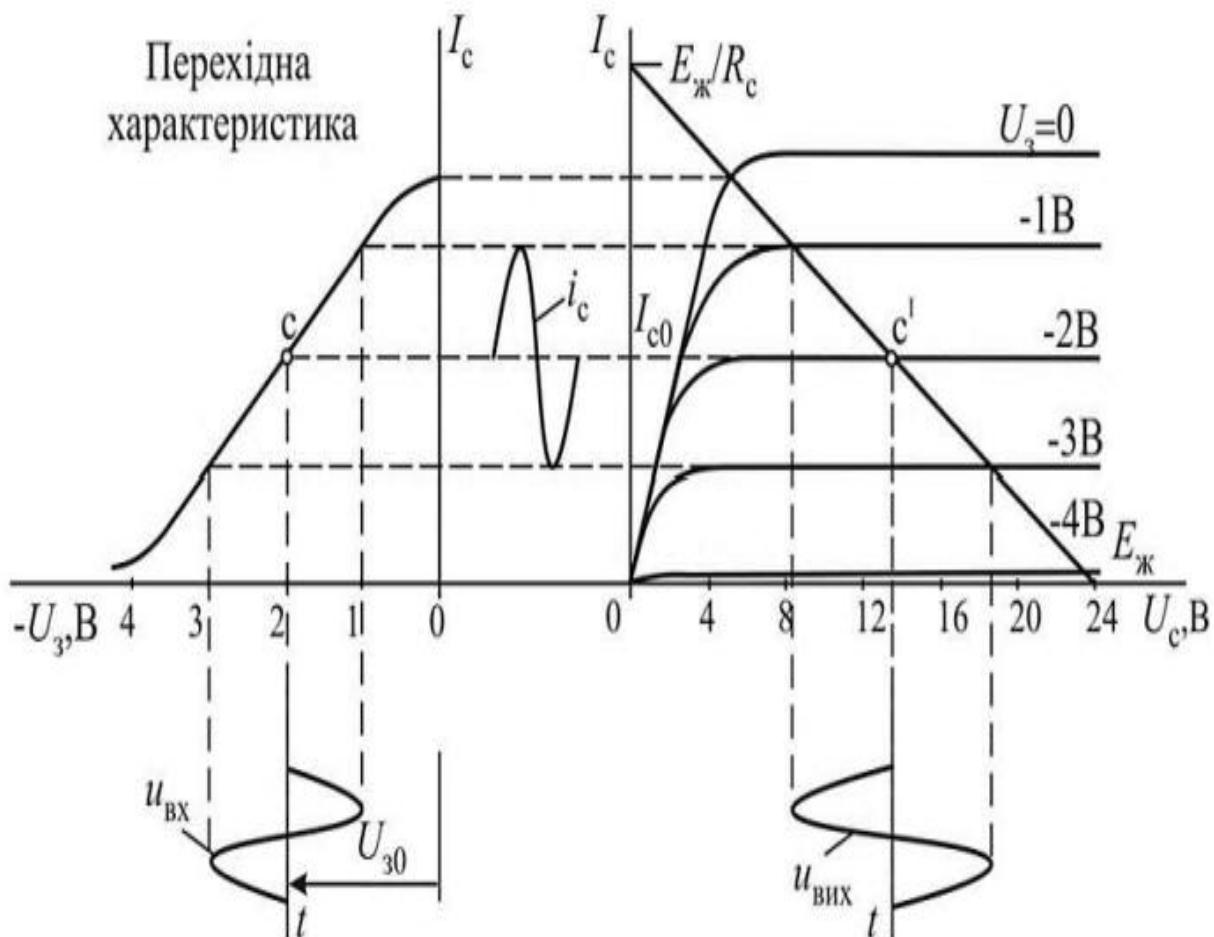


Рисунок 3.2 – Робота підсилювального каскаду зі спільним витоком

Резистор  $R_C$  визначає також характеристику навантаження. Його значення обирають таким, щоб стоковий струм короткого замикання не перевищував допустимий струм для даного транзистора:



$$R_c = E_{ж} / I_{кc}.$$

Резистори  $R_3$  і  $R_B$  потрібні для визначення точки спокою с (рис. 10). Резистор у колі затвору  $R_3$  забезпечує в режимі спокою рівність потенціалів затвору і спільної точки підсилювального каскаду. В той же час на витоку виникає напруга від постійної складової струму стоку. Значення потенціалу на затворі відносно цієї напруги стає від'ємним, на ньому створюється напруга зсуву  $U_{30}$ , яка і визначає точку спокою.

$$\text{Відповідно, } R_B = |U_{30}| / I_{c0}.$$

Зазвичай точку спокою розташовують посередині лінійної частини динамічної перехідної характеристики, а процес підсилення відбувається аналогічно підсиленню в каскаді з біполярним транзистором.

#### 4. Режими роботи підсилювального каскаду

В залежності від розташування точки спокою на характеристиках транзисторів розрізняють три основні режими роботи підсилювальних каскадів: А, В, С. Відрізняються ці режими за ступенем спотворення вхідного сигналу при підсиленні і значенням ККД.

**Режим А.** Робоча точка с обирається на лінійних ділянках вхідної і перехідної характеристик (як правило, посередині). На рис. 11 показано, що при знаходженні вхідного сигналу в межах лінійної частини перехідної характеристики, його підсилення відбувається практично без спотворень. Тому режим А широко застосовують в підсилювачах напруги. Однак він має такий істотний недолік, як низький ККД.

##### Режими роботи підсилювального каскаду

ККД підсилювального каскаду (як і підсилювача в цілому) визначається відношенням вихідної потужності  $P_{вих}$  до потужності, що споживається від джерела живлення

$$P_0 = E_{ж} I_{K0}. \quad (4.1)$$

##### У режимі А

$$P_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{км}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{\text{км}}}{\sqrt{2}} = 0,5 \cdot U_{\text{км}} I_{\text{км}}, \quad (4.2)$$

де  $U_{\text{км}}$  і  $I_{\text{км}}$  – амплітудні значення змінних складових колекторних напруг і струму.

Таким чином,

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} = 0,5 \frac{U_{\text{км}} I_{\text{км}}}{E_{\text{жс}} I_{\text{к0}}}, \quad (4.3)$$

І враховуючи те, що завжди  $U_{\text{км}} < 0,5E_{\text{ж}}$  і  $I_{\text{км}} < I_{\text{к0}}$  (це добре видно з рис. 4.1), ККД завжди буде менше 0,25. На практиці ККД рідко перевищує 0,15.

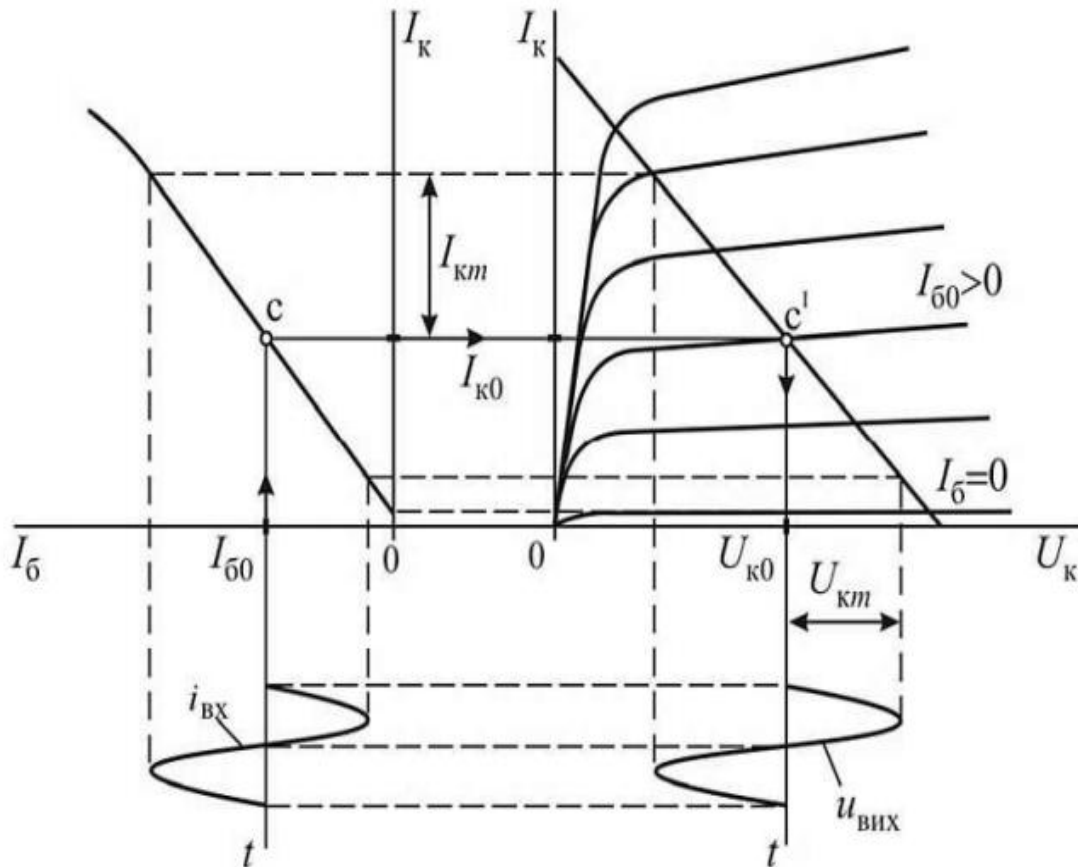


Рисунок 4.1 – Робота підсилювального каскаду в режимі А

**Режим В.** Робоча точка  $c$  обирається на початку перехідної характеристики транзистора (точка відсічки). Внаслідок цього змінні складові струму і напруги транзистора виникають тільки в позитивні півперіоди вхідного сигналу (рис. 4.2).

При синусоїдальній вхідній напрузі вихідна напруга підсилювального каскаду має форму півсинусоїди. Для того щоб на виході була синусоїда, підсилювальний каскад має бути двотактним.

Режим В використовують, як правило, в підсилювачах потужності, де велике значення має ККД, який у цьому режимі вищий у порівнянні з режимом А і може досягати 60 %. Цьому сприяє те, що струм спокою практично дорівнює нулю, а постійна складова струму за наявності вхідної напруги є порівняно невеликою.

### Режими роботи підсилювального каскаду

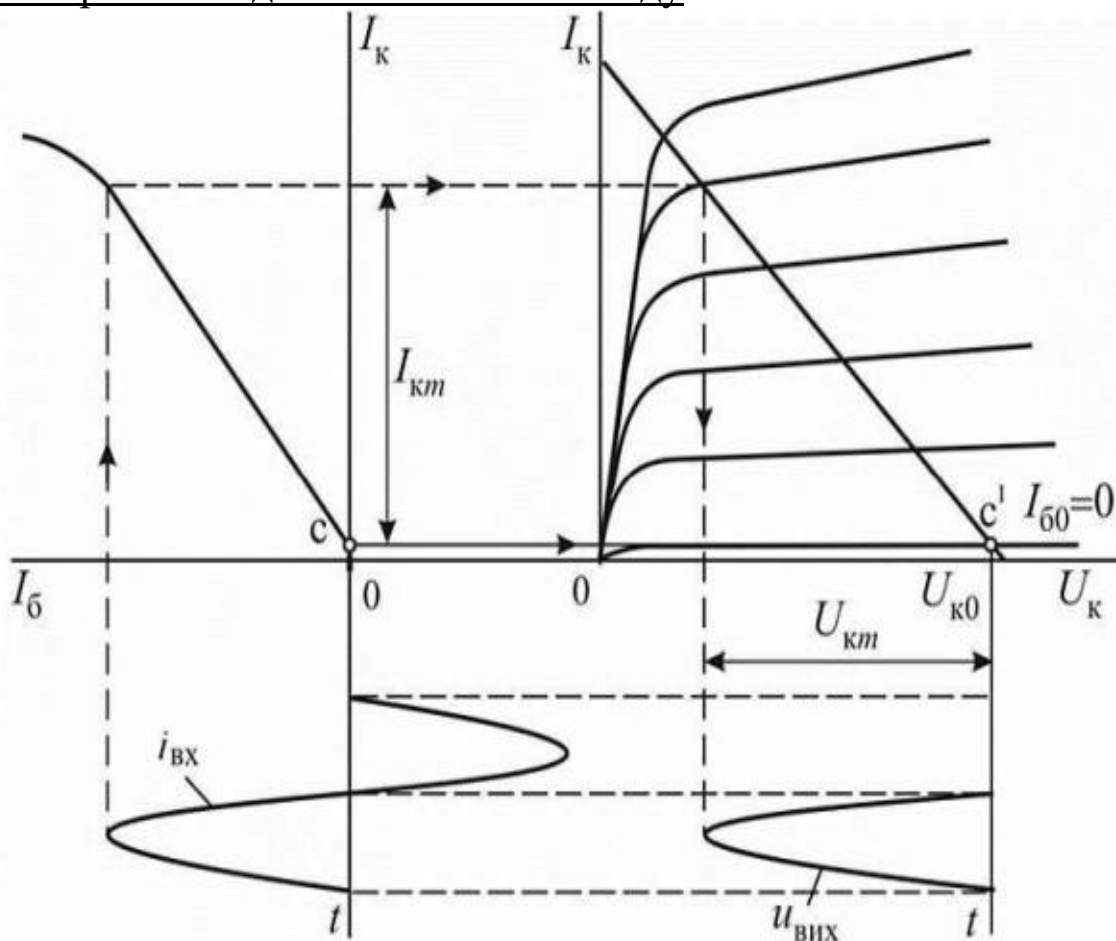


Рисунок 4.2 – Робота підсилювального каскаду в режимі В

**Режим С.** Робоча точка с обирається за точкою відсічки. Тому струм в транзисторі проходить протягом частини позитивного півперіоду вхідного сигналу (рис. 4.3). Це призводить до значних спотворень напруги, що підсилюється, але ККД може бути значним і наближатися до 80%. Режим С застосовують у вибіркових (селективних) підсилювачах та в автогенераторах.

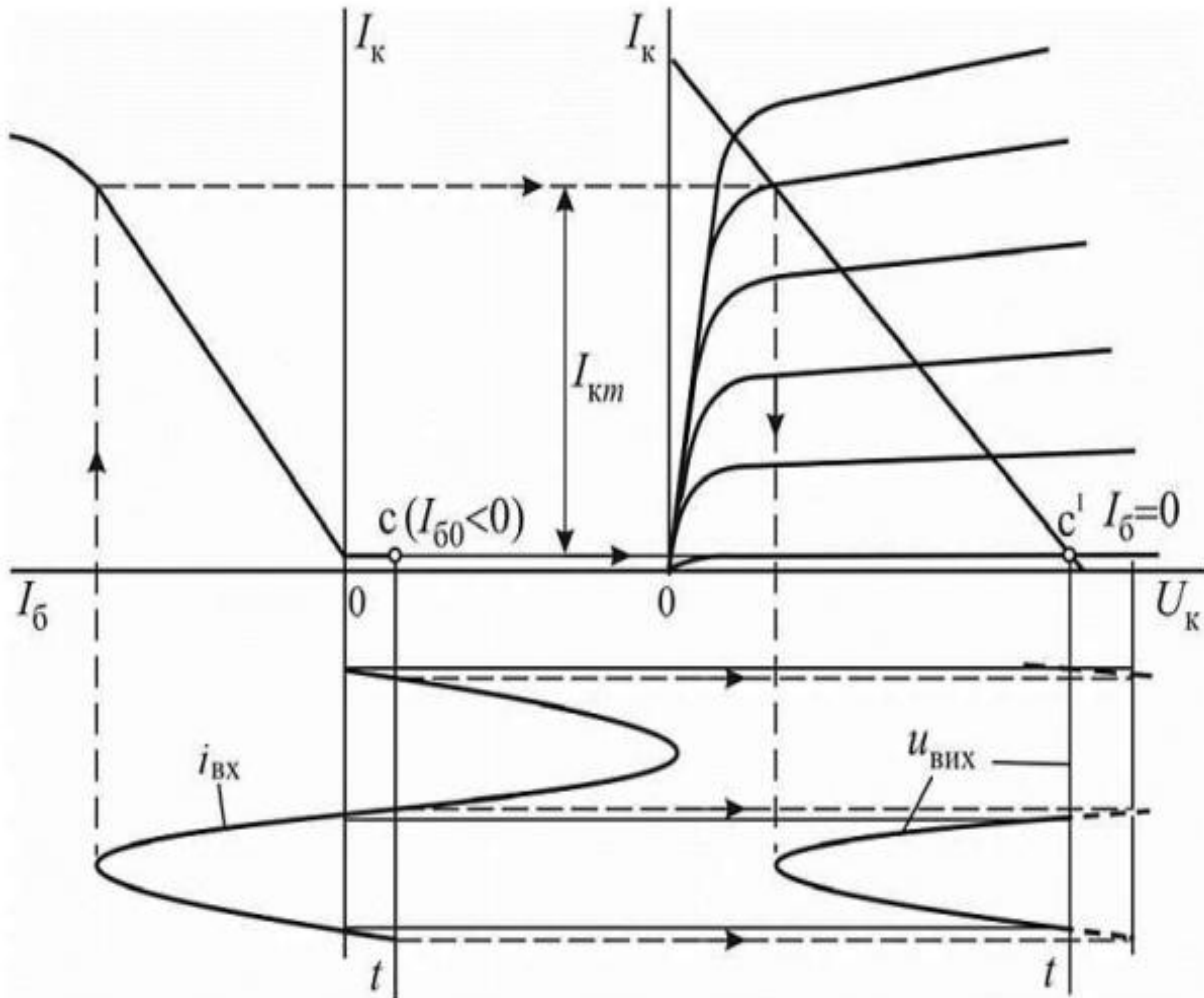


Рисунок 4.3 – Робота підсилювального каскаду в режимі С

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії підсилювального каскаду. Якими коефіцієнтами підсилення він характеризується?

2. Наведіть структурну схему багатокаскадного підсилювача. Чому дорівнює його коефіцієнт підсилення?

3. Яким чином залежно від діапазону частот вхідних сигналів розрізняють підсилювачі?

4. Наведіть схему і поясніть принцип дії підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

5. Наведіть схему і поясніть призначення елементів підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

6. Поясніть процес підсилення вхідного сигналу підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером за допомогою вхідної, перехідної та вихідної характеристик.

7. Наведіть і поясніть амплітудну та амплітудно-частотну характеристики сигналу підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

8. Наведіть і поясніть схему заміщення підсилювального каскаду зі спільним емітером.

9. Наведіть схему підсилювального каскаду з емітерною температурною стабілізацією. Поясніть механізм стабілізації роботи підсилювального каскаду при підвищенні температури.

10. Наведіть схему і поясніть принцип роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі зі спільним витоком.

11. Від чого залежать і чим відрізняються режими роботи підсилювального каскаду?

## ЛЕКЦІЯ № 12

# ПІДСИЛЮВАЧІ СТРУМУ, НАПРУГИ ТА ПОТУЖНОСТІ

### 1. Каскадні підсилювачі напруги.

В багатьох випадках потрібно, щоб значення коефіцієнта підсилення за напругою було набагато більше того, що може дати один підсилювальний каскад.

Для забезпечення цього використовують багатокаскадні підсилювачі, в тому числі з резистивно-ємнісним зв'язком. На рис. 1.1 наведено схему двокаскадного підсилювача на біполярних транзисторах.

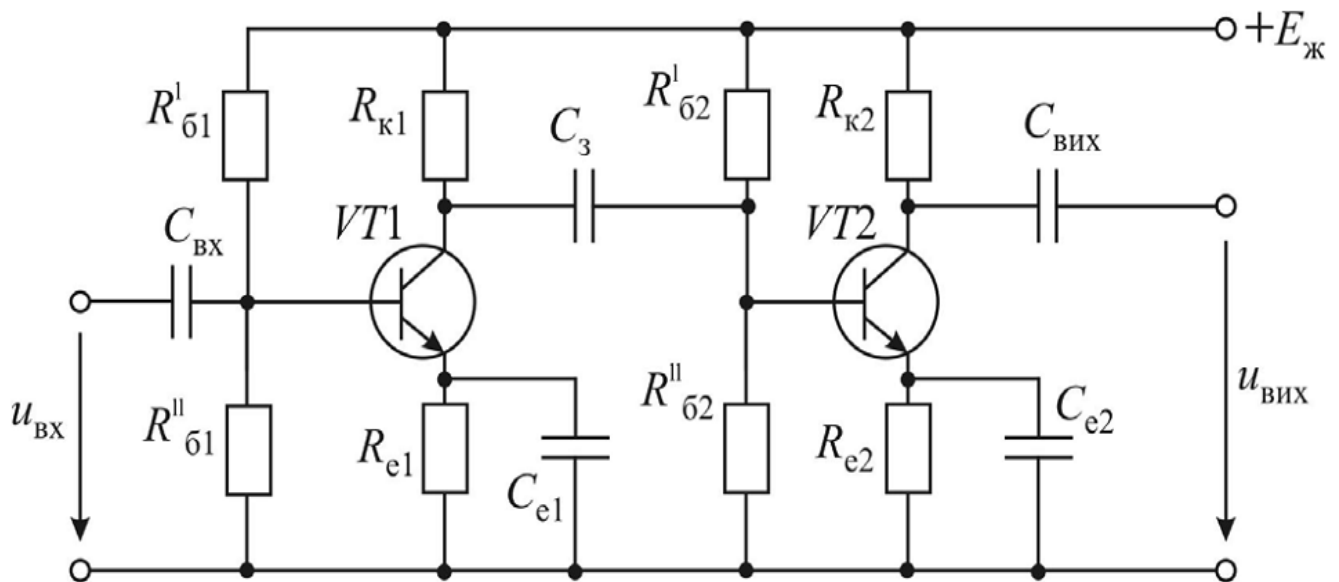


Рисунок 1.1 – Схема двокаскадного підсилювача напруги на біполярних транзисторах з резистивно-ємнісним зв'язком

Він працює наступним чином. Вхідний сигнал через конденсатор  $C_{\text{вх}}$  надходить на базу першого транзистора  $VT1$ , колектор якого з'єднаний конденсатором зв'язку  $C_3$  зі входом до другого підсилювального каскаду (база транзистора  $VT2$ ). Каскади побудовані подібно, і

в кожному з них відбувається підсилення вхідної напруги. Якщо двох каскадів замало для отримання потрібного коефіцієнта підсилення, можна збільшити їх кількість до 4 – 5, аналогічно з'єднуючи їх за допомогою конденсаторів зв'язку.

Зрозуміло, що при зниженні частоти змінної напруги вхідного сигналу на конденсаторах зв'язку (до яких, безперечно, належать і  $C_{вх}$ ,  $C_{вих}$ ) буде все більше падати напруга, що призведе до зменшення коефіцієнта підсилення. При нульовій частоті проходження змінного струму в загальні перекирється, і коефіцієнт підсилення стане нульовим. Відповідно, на амплітудно-частотній характеристиці підсилювача напруги встановлюють нижню допустиму межу його роботи по частоті  $f_H$  і коефіцієнту підсилення  $K_H$ , значення останнього не може бути менше  $0,7K_{U_{ном}}$  (рис. 1.2).

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність роздільних конденсаторів  $C_{вх}$ ,  $C_3$ ,  $C_{вих}$ , а також  $C_{e1}$ ,  $C_{e2}$  оскільки опір конденсатора

$$X_c|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty.$$

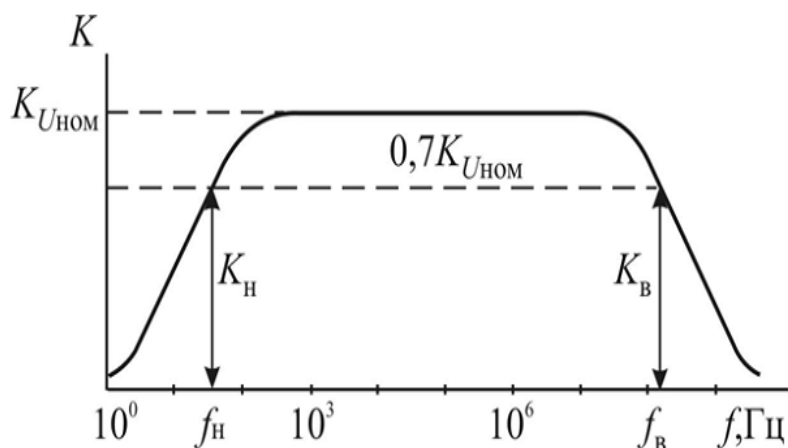


Рисунок 1.2 – Приклад амплітудно-частотної характеристики підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком

У результаті на роздільних конденсаторах падає частина напруги сигналу, який має передаватися у наступний каскад або навантаження, а з зростанням опору конденсаторів  $C_{e1}$ ,  $C_{e2}$  виникає суттєвий негативний зворотній зв'язок за підсинюваним сигналом змінної напруги.

Причини зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є такі:

- 1) зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом при  $f > f_B$ ;
- 2) наявність у схемі паразитних конденсаторів та індуктивностей, оскільки

$$X_C|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{\omega C} = 0; \quad X_L|_{\omega \rightarrow \infty} = \omega L \rightarrow \infty$$

то зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена ємність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії підсинюваного сигналу, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

Таким чином визначається верхня допустима межа частоти  $f_B$ , якій відповідає  $K_B = 0,7K_{Uном}$ .

Зниження коефіцієнта підсилення в області нижніх і верхніх частот називають частотним спотворенням, оскільки при підсиленні несинусоїдальної напруги окремі її складові мають різну частоту і тому підсилюються по-різному, а форма вихідної напруги спотворюється відносно вхідної.

Діапазон частот між верхньою  $f_B$  і нижньою  $f_H$  допустимими частотами називається смугою пропускання підсилювача.

### **Загальні відомості про підсилювачі потужності**

У промисловій електроніці дуже часто виникає потреба отримати велику потужність на виході з підсилювача. Підсилювальні каскади, що забезпечують таку потребу, ставлять на виході з підсилювача, а сам він називається підсилювачем потужності.

Для отримання максимальної потужності на виході останній каскад підсилювача повинен працювати в **режимі В** або **С**.



У разі невеликого опору навантажувального пристрою підсилювальний каскад з'єднується з ним за допомогою знижувального трансформатора, первинна обмотка якого знаходиться у колекторному колі. Таким чином можна збільшити до необхідного рівня приведення до цього кола опір навантаження

$$R'_H = (W_1 / W_2)^2 R_H. \tag{1.1}$$

Якщо значення опору навантажувального пристрою близьке до значення вихідного опору підсилювального каскаду, то необхідності у трансформаторному зв'язку немає, і він може бути резистивно-ємнісим.

Велике практичне значення для підсилювачів потужності має ККД, який істотно залежить від режиму роботи транзистора. Тому найчастіше у підсилювачах потужності використовується **режим В**, який забезпечує достатньо високий ККД. Але при підсилюванні вхідного сигналу у цьому режимі виникають значні нелінійні спотворення, і, що б їх зменшити, застосовують двотактні підсилювальні каскади.

### Двотактний підсилювач потужності

Двотактний підсилювач потужності (рис. 1.3) складається з двох симетричних частин.

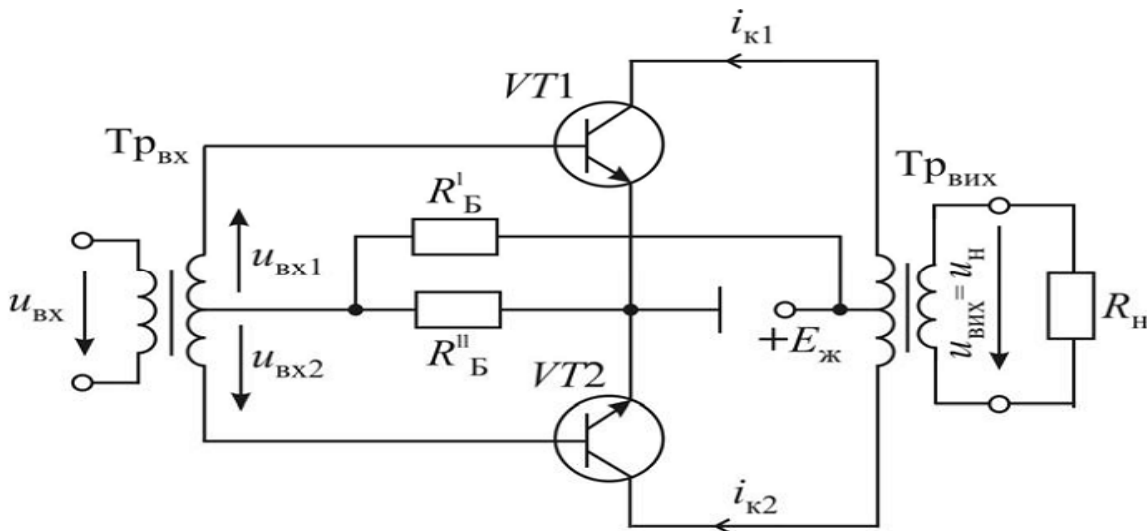


Рисунок 1.3 – Схема двотактного підсилювача потужності

Транзистори **VT1** і **VT2**, які повинні мати максимально близькі характеристики, працюють в однаковому режимі. Єдина відмінність в роботі цих транзисторів полягає у протифазній подачі напруги на їхні бази з вхідного трансформатора **Tr<sub>вх</sub>**. Відповідно, зміни напруги в колекторних колах транзисторів **VT1** і **VT2** також будуть знаходитись у проти фазі. При роботі в **режимі В**, коли при синусоїдальній напрузі на вході залишається тільки одна напівсинусоїда на виході з транзистора, можна за допомогою вихідного трансформатора **Tr<sub>вих</sub>** скласти ці протифазні напівсинусоїди з транзисторів **VT1** і **VT2** та отримати синусоїдальну напругу на виході з підсилювача потужності.

### Безтрансформаторний підсилювач потужності

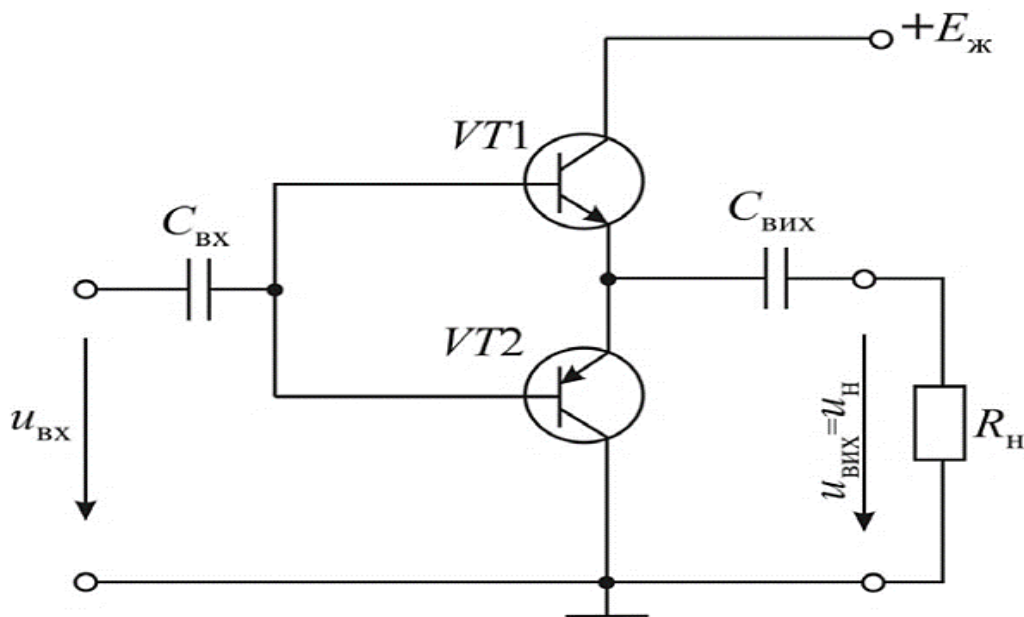


Рисунок 1.4 – Схема двотактного без трансформаторного підсилювача потужності

Безтрансформаторний двотактний підсилювач потужності (рис. 1.4) утворюється також на двох транзисторах, але різних типів: **VT1** – типу **n-p-n**; **VT2** – типу **p-n-p**. Транзистори, як правило, включаються за схемою зі спільним колектором, що дає найменший вихідний опір, а це важливо при роботі на низькоомне навантаження. Незалежно від схеми включення характеристики транзисторів повинні бути максима-

льно близькими. На бази транзисторів VT1 і VT2, які при постійному струмі з'єднані послідовно, а при змінній складовій (через конденсатор  $C_{\text{внх}}$ ) – паралельно з навантаженням  $R_{\text{н}}$ , надходить однакова змінна вхідна напруга. Але внаслідок різної структури транзисторів відкриватися вони будуть у протифазі і, відповідно, на спільну точку змінні складові колекторних струмів будуть приходити у протифазі, а в навантажувальному пристрої з опором  $R_{\text{н}}$  підсумовуватися. Сумарний струм навантаження в режимі А вдвічі перевищуватиме змінну складову струму одного транзистора, а в режимі В складатиметься з двох півхвиль, що будуть по черзі проходити через кожний транзистор.

## 2. Підсилювачі постійного струму

Підсилювач, у якого на найнижчих частотах не зменшується коефіцієнт підсилення (рис. 2.1), називається підсилювачем постійного струму (ППС). Необхідність забезпечувати підсилення вхідного сигналу постійної напруги створює специфічні труднощі, пов'язані з відокремленням цього сигналу від постійних складових напруг і струмів в режимі спокою. Для цього використовують різноманітні компенсаційні методи, які реалізують в підсилювачах постійного струму з одним або двома джерелами живлення.

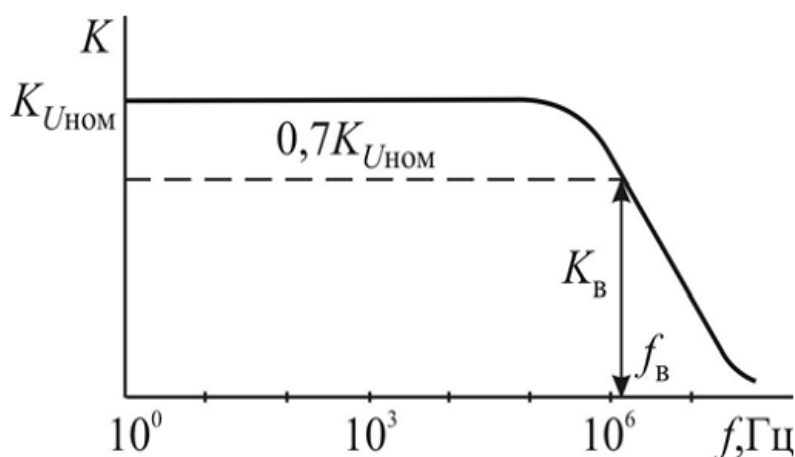


Рисунок 2.1 – Приклад амплітудно-частотної характеристики ППС

## Підсилювач постійного струму з одним джерелом живлення

Найпростіша схема підсилювача постійного струму з одним джерелом живлення зображена на рис. 2.2а.

В основу його будови покладено вже розглянутий підсилювальний каскад на біполярному транзисторі (окреслений на схемі пунктирною лінією), але без конденсатора в колі емітера, який хоча і зменшує коефіцієнт підсилення, зате збільшує пропускну смугу частот. На відміну від підсилювачів з резистивно - ємнісним зв'язком, в наведеній схемі вихід на навантаження  $R_H$  розташований між колектором транзистора з потенціалом  $\varphi_K$  і середньою точкою розподільвача напруги  $R_3R_4$  з потенціалом  $\varphi_2$ , а вхідна напруга  $u_{ВХ}$  подається між базою транзистора з потенціалом  $\varphi_Б$  та середньою точкою розподільвача напруги  $R_1R_2$  з потенціалом  $\varphi_1$ .

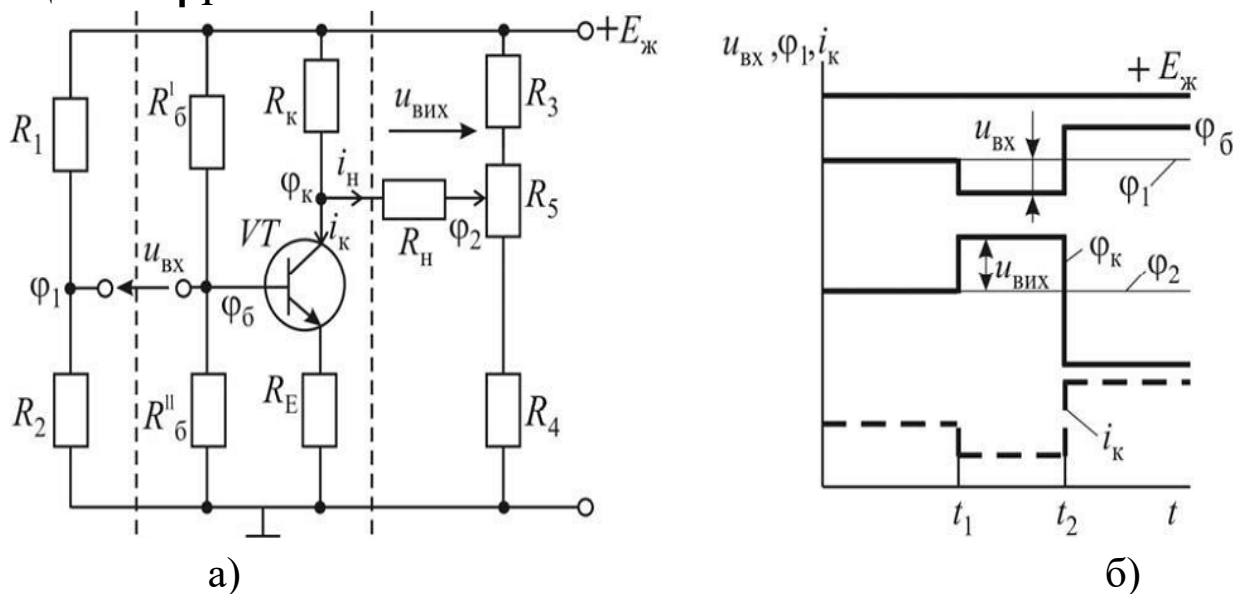


Рисунок 2.2 – Схема (а) і потенційні діаграми (б) ППС з одним джерелом живлення

За відсутності вхідної напруги ( $u_{ВХ} = 0$ )  $\varphi_Б = \varphi_1$ ,  $\varphi_K = \varphi_2$ , внаслідок цього  $i_H = 0$  і  $u_{ВІХ} = 0$  (рис. 2.2б). Для точного підстроювання на режим у вихідному колі передбачено змінний резистор  $R_5$ .

При подачі вхідного сигналу  $u_{вх}$  змінюються базовий і колекторний струми, що, в свою чергу, змінює потенціал на колекторі транзистора VT:

$$\varphi_K = E_{ж} - R_K i_K.$$

З'являються напруга на виході  $u_{вих}$  і струм навантаження  $i_n$ . Все це відображають потенціальні діаграми підсилювача, наведені на рис. 2.2б.

Головним недоліком схеми ППС з одним джерелом живлення є те, що вхід і вихід підсилювача не з'єднуються зі спільною точкою нульового потенціалу (корпус), а таке з'єднання зі спільною точкою є необхідним в складних електронних пристроях зі значною кількістю підсилювальних каскадів.

### Підсилювач постійного струму з двома джерелами живлення

Найпростіша схема такого одно каскадного підсилювача зображена на рис. 2.3а. Два джерела живлення ( $+E_1$  і  $-E_2$ ) створюють додатну та від'ємну напруги відносно спільної точки з нульовим потенціалом ( $\perp$ ).

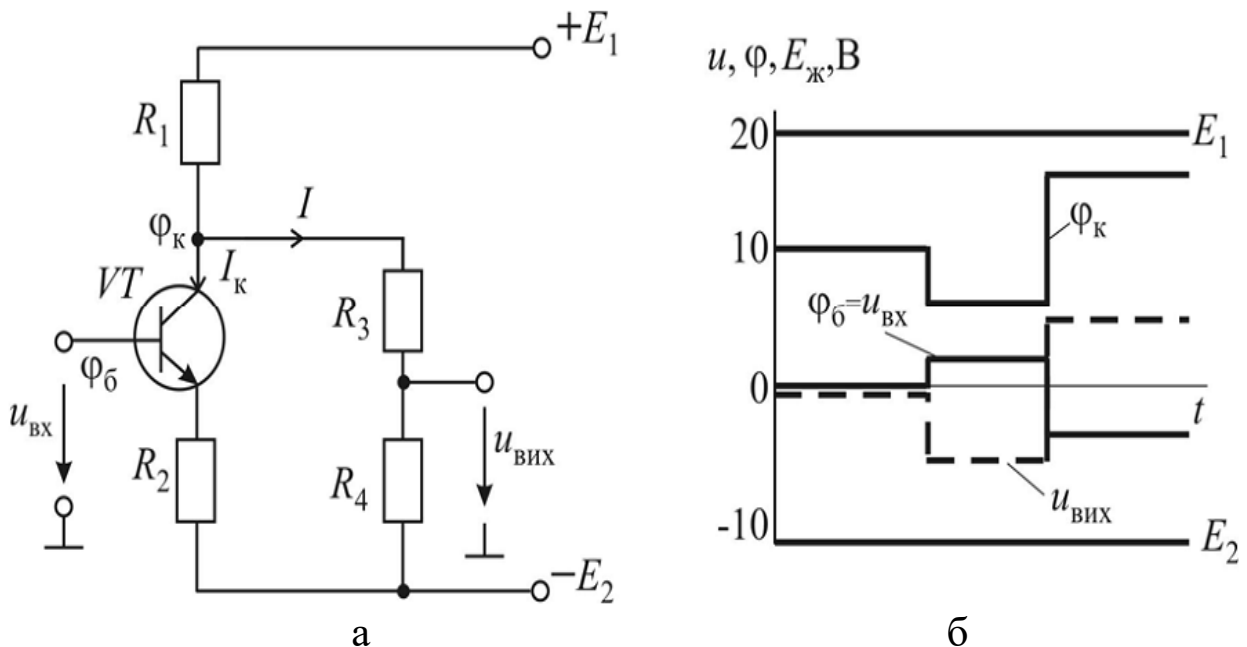


Рисунок. 2.3 – Схема (а) і потенціальні діаграми (б) ППС з двома джерелами живлення

За відсутності вхідного сигналу ( $U_{\text{вх}} = 0$ ) потенціал бази транзистора  $\varphi_{\text{б}}=0$ , а потенціал емітера  $\varphi_{\text{Е}}$  становить приблизно  $-0,5$  В. Потенціал колектора  $\varphi_{\text{К}}$  залежить від напруг джерел живлення і показаний на рис. 2.3б для  $E_1=20$  В і  $E_2 = 10$  В. До розподільвача  $R_3R_4$  прикладена напруга

$$U_{R3} + U_{R4} = \varphi_{\text{К}} - (-E_2) = \varphi_{\text{К}} + E_2.$$

Щоб напруга на виході  $U_{\text{вих}}$  дорівнювала нулю при  $U_{\text{вх}} = 0$ , потенціал середньої точки розподільвача  $R_3R_4$  має бути нульовим, а це можливо тільки за умови

$U_{R3} = \varphi_{\text{К}}$ ,  $U_{R4} = E_2$ . Це забезпечується опорами  $R_3 = U_{R3}/I = \varphi_{\text{К}} / I$  і  $R_4 = U_{R4} / I = E_2 / I$ , де  $I = (0,02 \dots 0,1) I_{\text{К}}$ .

При подачі вхідної напруги вх. Залежно від її полярності збільшиться або зменшиться базовий струм транзистора і, відповідно, збільшиться або зменшиться його колекторний струм. Зміна колекторного струму обумовлює зміну падіння напруги на резисторі  $R_1$ , а це відбивається на потенціалі  $\varphi_{\text{К}}$ . Зміна потенціалу  $\varphi_{\text{К}}$  уводить середню точку розподільвача  $R_3R_4$  з нуля, і на виході виникає напруга  $U_{\text{вих}}$ , полярність якої протилежна до вхідної (рис. 2.3б).

Коефіцієнт підсилення такого підсилювального каскаду за умови  $R_3 \gg R_1$ ,  $R_4 \gg R_1$ , що дозволяє не враховувати шунтуючу дію розподільвача, буде таким:

$$K = K_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4},$$

де  $K_0$  – коефіцієнт підсилення на виході з транзистора.

Якщо  $R_4 \gg R_3$ , то зменшення коефіцієнта підсилення є незначним. Але це потребує великої напруги джерела  $E_2$ , а в більшості випадків  $E_2 = (0,5 \dots 1) E_1$ .

Тому  $R_3$ , як правило, близький за значенням до  $R_4$ , і коефіцієнт підсилення зменшується у  $1,5 \dots 2$  рази.

Розглянуті підсилювачі постійного струму мають специфічний недолік, який ускладнює підсилення слабких постійних напруг і струмів. Це так званий дрейф нуля підсилювача постійного струму. Він полягає у тому, що навіть за відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача виникає напруга (внаслідок нестабільності джерел живлення, старіння транзистора, зміни зовнішньої температури тощо), яка принципово не відрізняється від корисного сигналу. Цю напругу, поділену на коефіцієнт підсилення, і називають дрейфом нуля, приведеним до входу підсилювача:

$$U_{др} = U_{вих} / K \text{ (при } U_{вх} = 0 \text{)}.$$

З достатньою точністю ППС може відтворювати на виході тільки ті сигнали, що значно більші за напругу дрейфу, тобто за умови  $U_{вх} \gg U_{др}$ . Тому для підвищення чутливості ППС (а це особливо важливо для мікросхем) застосовують спеціальні заходи, спрямовані на зниження дрейфу нуля, а саме:

- 1) стабілізацію напруги джерел живлення, температурного режиму;
- 2) використання диференціальних (балансних) схем ППС, в основу будови яких покладено принцип дії врівноваженого чотирьох плечового моста;
- 3) проміжне перетворення підсилюваної постійної напруги на змінну.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Наведіть схему і поясніть роботу двокаскадного підсилювача напруги на біполярних транзисторах з резистивно-ємнісним зв'язком.
2. Наведіть схему і поясніть роботу двотактного підсилювача потужності.
3. Наведіть схему і поясніть роботу двотактного бетрансформаторного підсилювача потужності.
4. Наведіть схеми і поясніть роботу підсилювачів постійного струму з одним та двома джерелами живлення.

## ТЕМА № 5

# ПІДСИЛЮВАЧІ З ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

## ЛЕКЦІЯ № 13

### ВИБІРКОВІ ПІДСИЛЮВАЧІ

#### 1. Зворотні зв'язки в підсилювачах.

Види зворотнього зв'язку

- Використання вхідної напруги підсилювача (або її частини) для впливу на вхідний сигнал називають *зворотним зв'язком*.

- Якщо за наявності зворотного зв'язку до вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  додається напруга зворотного зв'язку  $U_{\text{зв}}$  і в наслідок цього на підсилювач подається збільшена напруга  $U_1$ , то такий зворотний зв'язок називають *позитивним*.

- Зворотний зв'язок, що зменшує вхідний сигнал і, відповідно, напругу на виході з підсилювача  $U_{\text{вих}}$ , називається *негативним*.

#### Зворотні зв'язки в підсилювачах

Усі зворотні зв'язки поділяються на зворотні зв'язки за напругою і за струмом. У зворотному зв'язку за напругою  $U_{\text{зв}} = \beta U_{\text{вих}}$ , де  $\beta$  – коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

В зворотному зв'язку за струмом  $U_{\text{зв}} = R_{\text{зв}} i_{\text{вих}}$ , де  $R_{\text{зв}}$  – взаємний опір вихідного кола і кола зворотного зв'язку.

Зрозуміло, що для підсилювача без зворотного зв'язку  $U_{\text{вх}} = U_1$ , тому його коефіцієнт підсилення  $K = U_{\text{вих}} / U_1$

Для того щоб визначити залежність коефіцієнта підсилення від коефіцієнта передачі ланки зворотного зв'язку  $\beta$ , запишемо згідно з другим законом Кірхгофа рівняння для напруг на вході до підсилювача зі зворотним зв'язком за напругою:

$$U_{\text{вх}} = U_1 - U_{\text{зв}} = U_1 - \beta U_{\text{вих}} \quad (1.1)$$



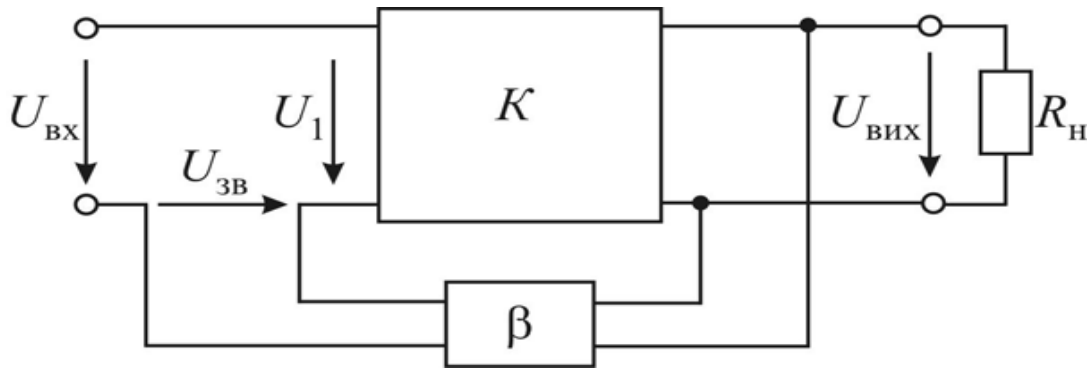


Рисунок 1.1 – Схема підсилювача  $K$  з ланкою зворотного зв'язку  $\beta$

Відповідно, для підсилювача зі зворотним зв'язком коефіцієнт підсилення

$$K_{ЗВ} = U_{ВИХ} / U_{ВХ} = U_{ВИХ} / (U_1 - \beta U_{ВИХ}) = K / (1 - K\beta) \quad (1.2)$$

Ця формула наочно показує, що при  $\beta > 0$  (позитивний зворотний зв'язок) коефіцієнт підсилення  $K_{ЗВ}$  збільшується у порівнянні з коефіцієнтом підсилення  $K$  без зворотного зв'язку, а при  $\beta < 0$  (негативний зворотний зв'язок) – зменшується.

Незважаючи на зменшення коефіцієнта підсилення, негативний зворотний зв'язок використовують дуже часто. Це дозволяє істотно поліпшити роботу підсилювача через те, що:

- 1) зростає стабільність підсилення при зміні параметрів транзисторів;
- 2) знижується рівень різного виду спотворень;
- 3) розширюється пропускна смуга частот.

## 2. Загальні відомості про вибіркові підсилювачі

Досить часто виникає потреба виділити і підсилити сигнал тільки одної конкретної частоти. Це відбувається в усіх багатоканальних системах зв'язку, при виборі радіотелевізійних програм, при здійсненні автоматичного контролю і керування тощо. Таке вибіркоче підсилення

ня здійснюється спеціальними вузькосмуговими підсилювачами, в яких співвідношення верхньої  $f_{\text{В}}$  і нижньої  $f_{\text{Н}}$  граничних частот пропускання близьке до одиниці (1,001...1,1).

В основу будови вибіркового підсилювача покладено звичайні широкосмугові підсилювальні каскади, до яких додаються спеціальні резонансні фільтри або у колі зворотного зв'язку (рис. 2.1а), або безпосередньо на виході з підсилювача (рис. 2.1б).

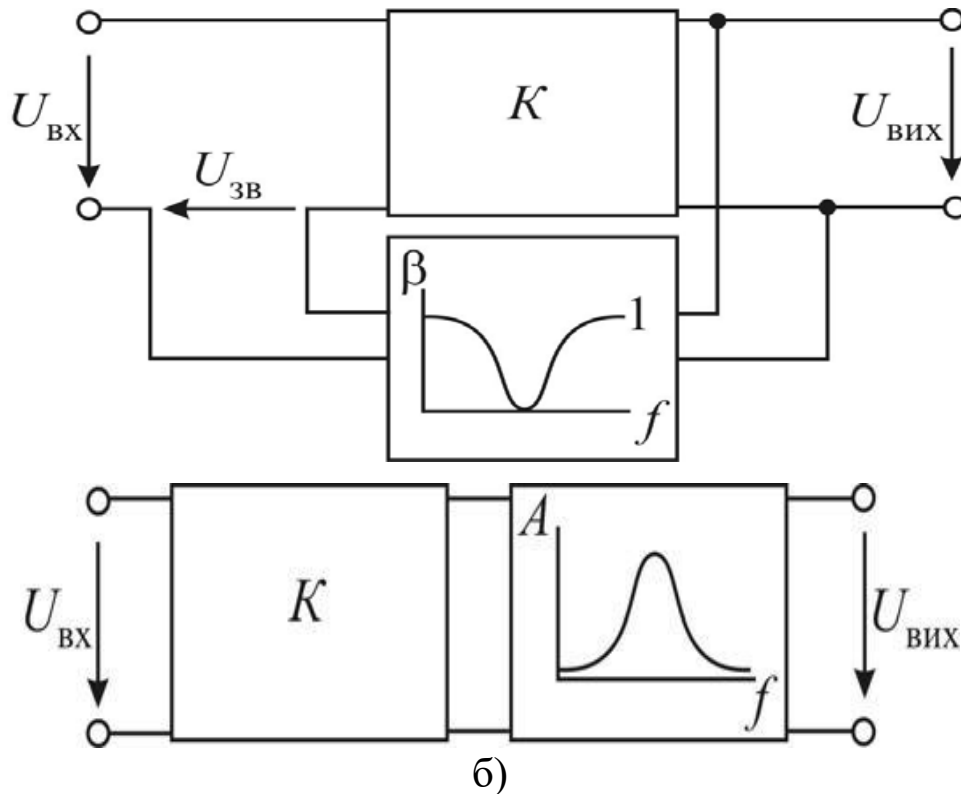


Рисунок 2.1 – Схеми вибіркового підсилювача з  $RC$ -фільтром у колі зворотного зв'язку (а) і з каскадним  $LC$ - фільтром (б)

В лінії зворотного зв'язку найчастіше використовують частотно-залежний чотирьохполюсник у вигляді подвійного  $T$ -подібного моста (рис. 2.1 – 2.2а)

За умови квазірезонансної частоти  $f_0 = 1/(2\pi RC)$  повні опори обох  $T$ - подібних складових цього моста однакові, і через них проходять однакові струми. Але вони знаходяться у протифазі, тому  $\beta = 0$  і зво-

ротного зв'язку немає. При частотах нижчих або вищих від резонансної, зворотний зв'язок забезпечується або резисторами, або конденсаторами і може досягати  $\beta = 1$  (рис. 2.2б).

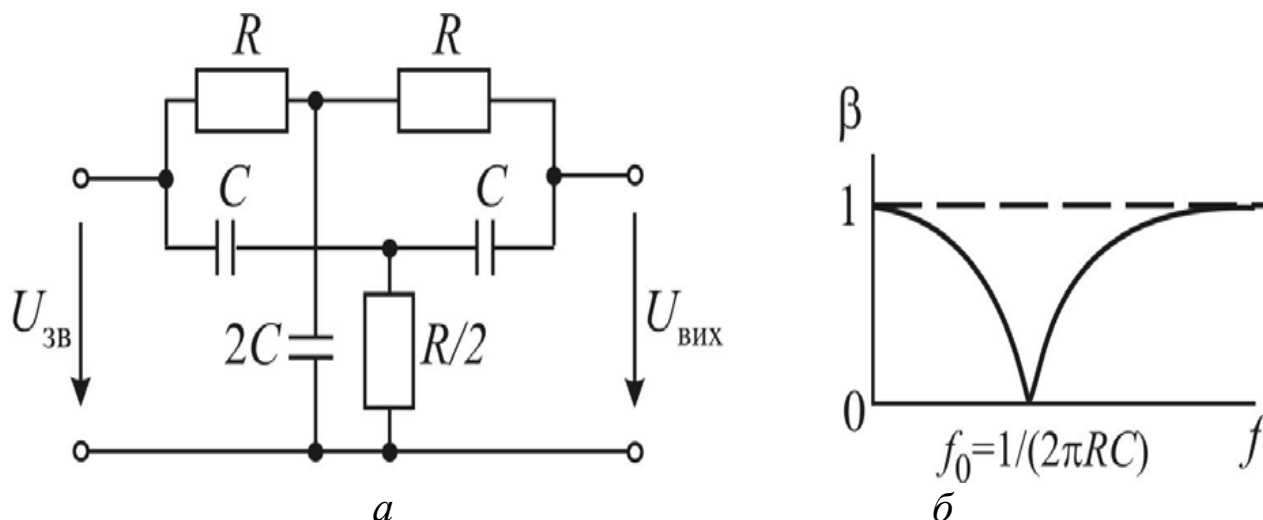


Рисунок 2.2 – Схема (а) і частотна характеристика (б) подвійного T-подібного мосту

При вмиканні моста на негативний зворотний зв'язок коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача дорівнюватиме

$$K_{зв} = K / (1 + \beta K), \tag{2.1}$$

де  $K$  – коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку (рис. 2.2, крива 1).

Відповідно, наведена формула дає: при  $\beta = 1$  ( $f = 0$  і  $f \rightarrow \infty$ )  $K_{зв} \cong 1$  ( $K \gg 1$ ) при  $\beta = 0$  ( $f = f_0$ )  $K_{зв} = K$ , що і відображає амплітудно-частотна характеристика 2 на рис. 2.3.

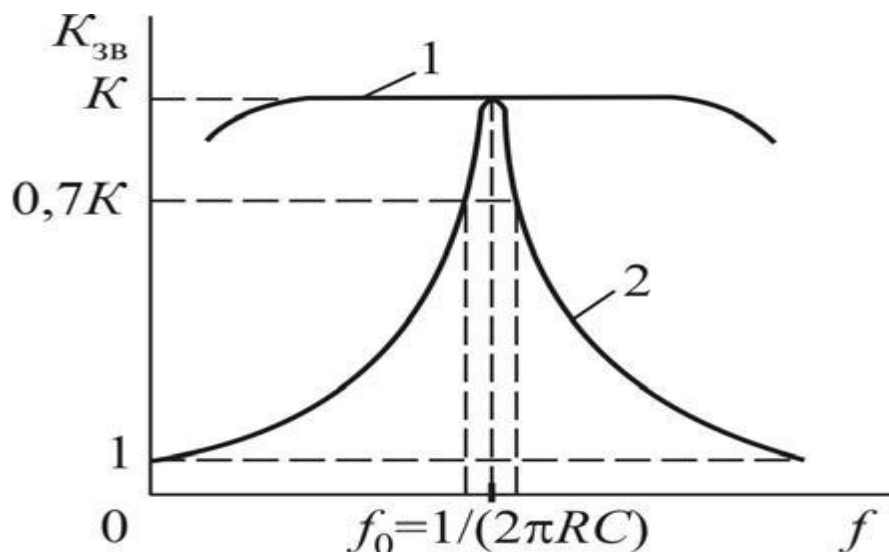


Рисунок 2.3 – Амплітудно-частотна характеристика широкосмугового (1) і вибіркового (2) підсилювача з подвійним  $T$ -подібним мостом у колі зворотного зв'язку

### 3. Вибіркові підсилювачі з резонансним контуром

Для роботи на вищих частотах ( $f_0 > 1...5$  МГц) більш доцільною стає схема вибіркового підсилювача з LC - резонансним контуром (рис. 3.1).

Цей фільтр на резонансній частоті  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  практично перекриває шлях змінній складовій струму через джерело живлення на корпус і спрямовує її на вихід, підвищуючи тим самим коефіцієнт підсилення.

Чим більше добротність резонансного контуру  $Q = \sqrt{L/C} / R$ , де  $R$  – резистивний опір котушки  $L$ .

Відхилення частоти від резонансної дає можливість змінній складовій струму уходити через джерело живлення, і, відповідно, коефіцієнт підсилення зменшується (рис. 3.2).

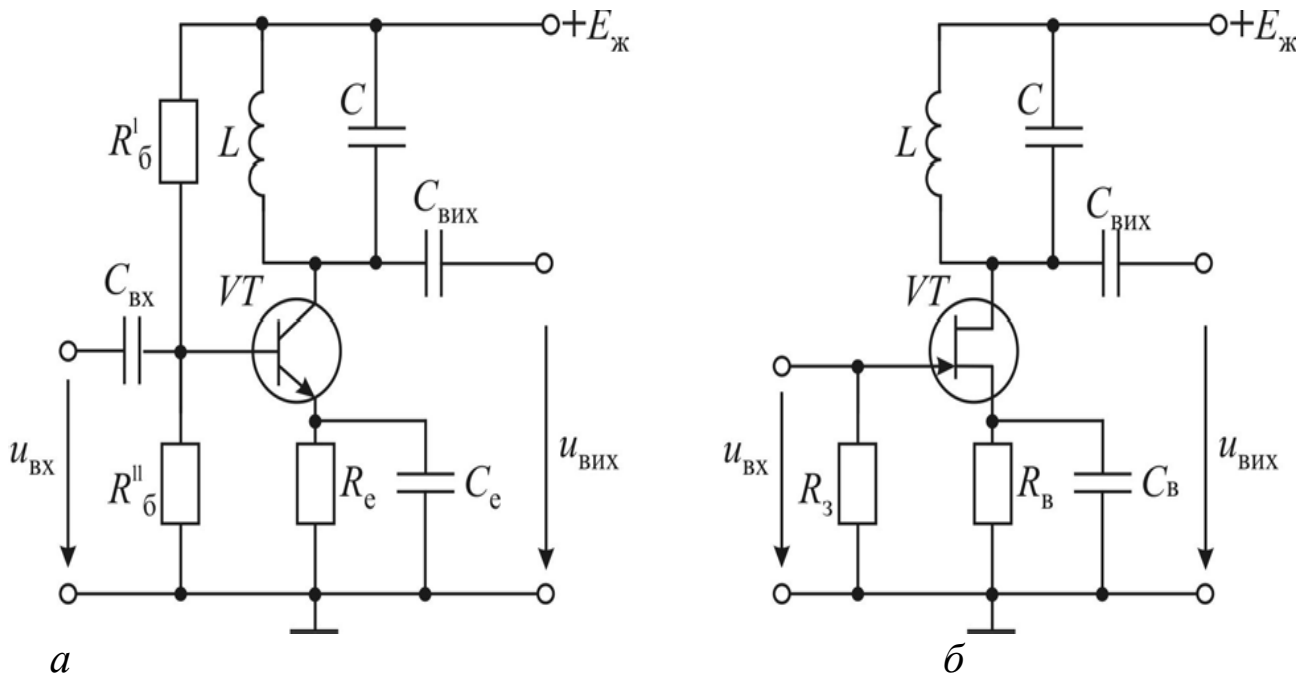


Рисунок 3.1 – Схеми однокаскадних вибірових підсилювачів з послідовним  $LC$ -резонансним контуром на біполярному транзисторі (а) і на польовому транзисторі (б)

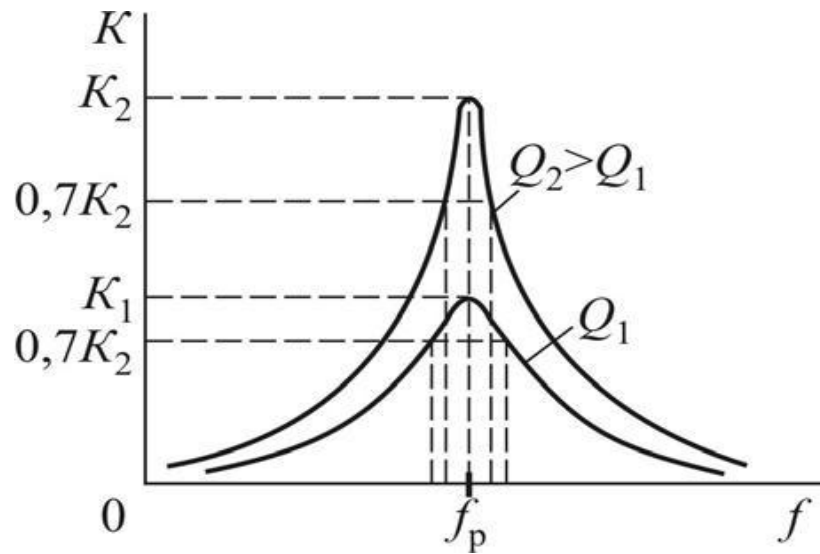


Рисунок 3.2 – Амплітудно-частотні характеристики вибірових підсилювачів при різній добротності  $LC$ -резонансних контурів

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке зворотні зв'язки в підсилювачах? Наведіть структурну схему і поясніть роботу підсилювача зі зворотним зв'язком. Який параметр характеризує зворотні зв'язки?
2. Назвіть та охарактеризуйте види зворотних зв'язків. Яким чином зворотний зв'язок впливає на параметри підсилювача?
3. Що таке вибірковий підсилювач? За яким принципом він побудований? Наведіть структурні схеми вибіркових підсилювачів.
4. Наведіть схему і поясніть роботу однокаскадного вибіркового підсилювача з послідовним  $LC$ -резонансним контуром на біполярному транзисторі.
5. Що таке добротність резонансного контуру? Наведіть амплітудно-частотні характеристики вибіркових підсилювачів при різній добротності  $LC$ -резонансних контурів.

## ТЕМА №6

### ГЕНЕРАТОРИ СИГНАЛІВ

#### ЛЕКЦІЯ № 14

### ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

#### 1. Умови самозбудження автогенераторів.

За допомогою підсилювальних каскадів можна перетворювати електричну енергію джерела постійного струму в енергію електромагнітних коливань синусоїдальної форми потрібної частоти і потужності. Електронні генератори гармонічних коливань можуть бути як з незалежним збудженням, так і з самозбудженням. Останні називаються *автогенераторами гармонічних коливань*.

Генератори з незалежним збудженням – це, по суті, звичайні підсилювачі потужності, на вхід яких подають синусоїдальні сигнали збудження від автогенераторів. На рис. 1.1 зображено структурну схему автогенератора, який складається з *підсилювача з коефіцієнтом підсилювання  $K$*  і *ланки зворотного зв'язку  $\beta$* . В якості підсилювачів можна використовувати підсилювальні каскади на транзисторах, інтегральних мікросхемах тощо.

**Ланка зворотного зв'язку** – це, як правило, частотнозалежні кола: **LC-резонансні контури і RC-чотириполюсники**. Враховуючи синусоїдальну форму коливань, що утворюються, співвідношення напруг в автогенераторі можна розглядати у вигляді векторів або комплексних чисел. Відповідно до наведеної схеми в сталому режимі  $U_{\text{вх}} = \beta U_{\text{вих}}$ ,  $U_{\text{вих}} = K U_{\text{вх}}$ , що визначає умову самозбудження

$$K \beta = 1. \quad (1.1)$$

Подаючи  $K$  і  $\beta$  комплексними числами, отримаємо рівність

$$Ke^{j\varphi}\beta e^{j\psi} = 1, \quad (1.2)$$

яка виконується за умови

$$K\beta = 1, \quad (1.3)$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (1.44)$$

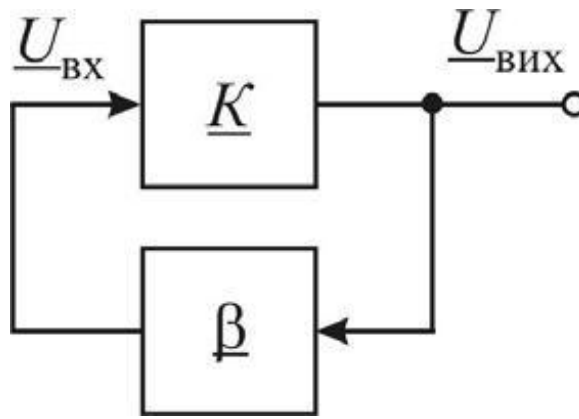


Рисунок 1.1 – Структурна схема автогенератора

**Перша умова – баланс амплітуд (3), друга – баланс фаз (4).** Остання обумовлює вимогу зміни фази напруги при проходженні через ланку зворотного зв'язку  $\psi$  на  $\pm 180^\circ$ , тому що фазний зсув в підсилювальному каскаді  $\varphi = 180^\circ$ . Здійснити зворотний зв'язок з потрібною зміною фази можна за допомогою трансформаторної ланки або **РС-кола**.

Таким чином, робота автогенератора ґрунтується на тому, що виникаючі на вході підсилювального каскаду флуктуації напруги (наприклад, при його підключенні до джерела живлення) не зникають, а навпаки, завдяки позитивному зворотному зв'язку і достатньому коефіцієнту підсилення збільшуються, починають повторюватися з частотою, яка визначається або коливальним контуром в самому підсилювальному каскаді, або частотозалежним (резонансним) зворотним



зв'язком. Перехідний процес закінчується при досягненні  $K\beta=1$ , і на виході автогенератора встановлюються незгасаючі синусоїдальні коливання відповідної частоти (рис. 1.2).

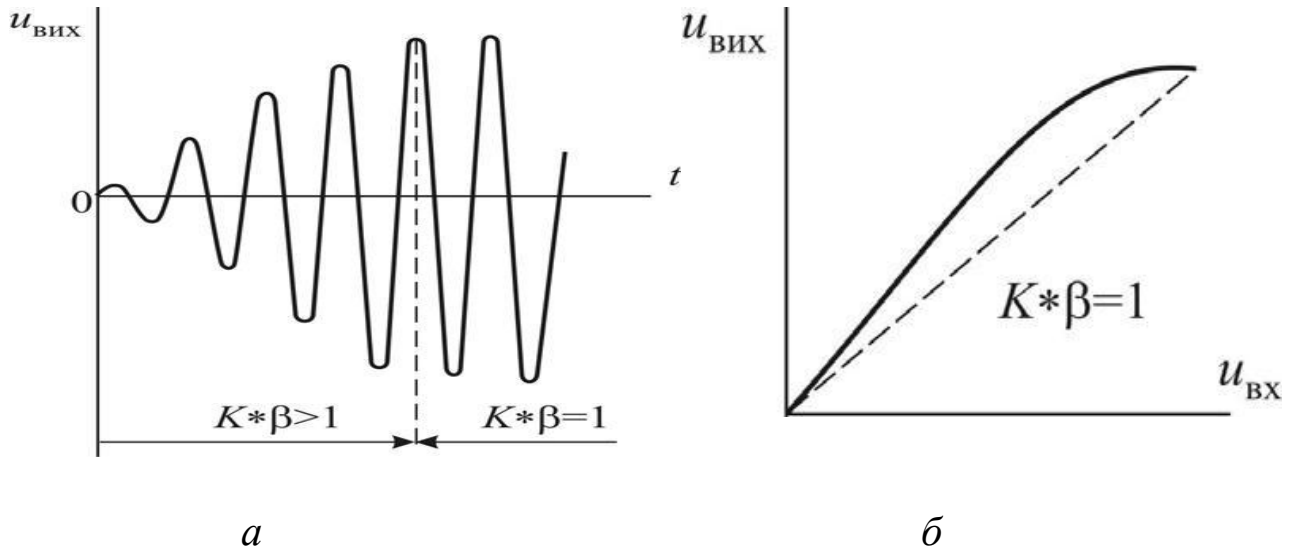


Рисунок 1.2 – Виникнення коливань в автогенераторі (а) і амплітудна характеристика підсилювача при цьому (б)

## 2. LC - АВТОГЕНЕРАТОРИ

Найпростіші варіанти автономних генераторів на польових транзисторах із застосуванням  $LC$ -резонансних контурів показано на рис. 2.1. Використання цих контурів в автогенераторах можливо тільки при їх високій добротності.

Незалежно від місця розташування контуру, який складається з катушки індуктивності  $L_k$  і конденсатора ємністю  $C_k$ , його еквівалентний активний опір повинен бути меншим за  $\sqrt{L_k \cdot C_k}$ . Тоді при підключенні автогенератора до джерела живлення в контурі виникають періодичні коливання з частотою, близькою до  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k \cdot C_k}$ . Ці коливання через взаємоіндуктивність  $M$  (трансформаторний зворотний зв'язок) передаватимуться з кола затвору у стокове коло (рис. 2.1а), або навпаки (рис. 2.1б). Щоб коливання не згасали, потрібен достатньо високий коефіцієнт підсилення  $K$  і позитивний зворотний зв'язок  $\beta$ . Поки

$K\beta > 1$  буде відбуватися "розкачка" автогенератора до встановлення стійких гармонічних коливань і досягнення  $K\beta = 1$ . При цьому активні втрати потужності в контурі компенсуються надходженням енергії з джерела живлення  $E_{ж}$ .

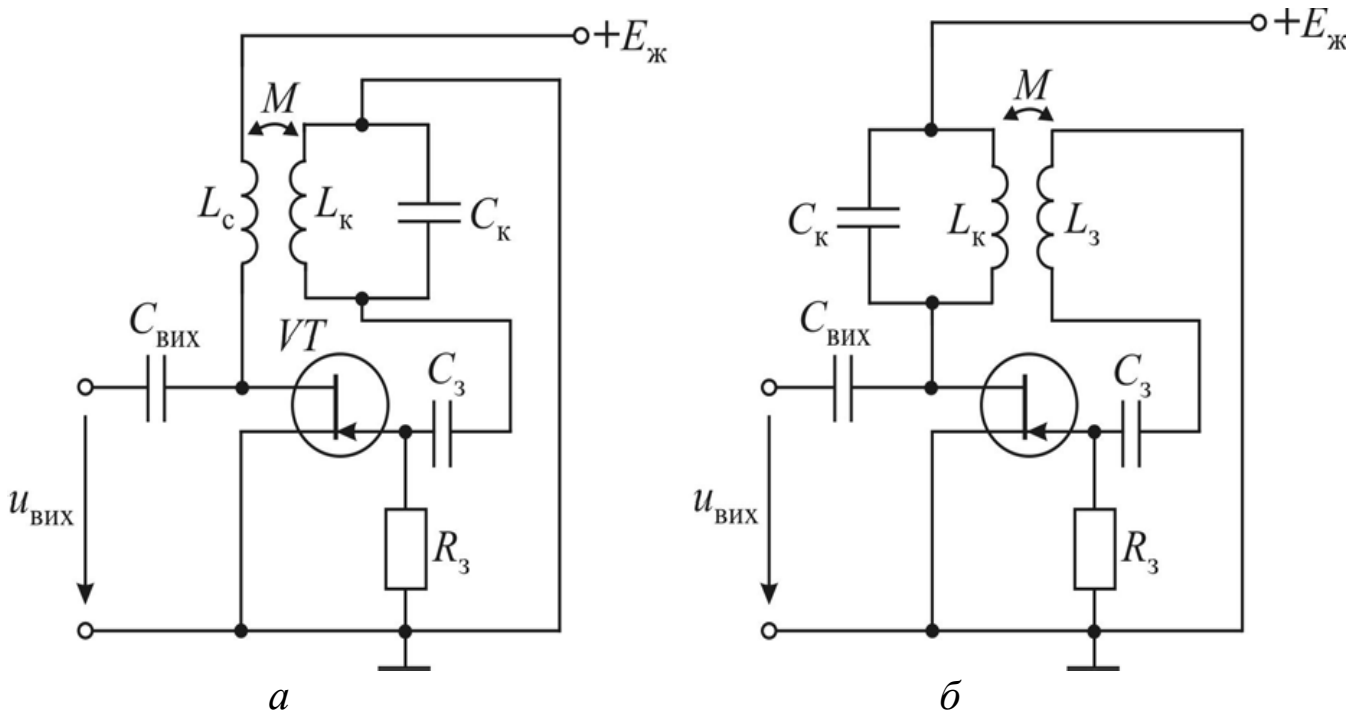


Рисунок 2.1 – LC-автогенератор на польових транзисторах з LC-коливальними контурами: (а) – у колі затвора; (б) – у колі стоку

### 3. RC - АВТОГЕНЕРАТОРИ

Гармонічні коливання в автогенераторі зі зворотним зв'язком у вигляді частотно залежних RC-кіл, два можливих варіанти яких показано на рис. 3.1, утворюються завдяки тому, що напруга на конденсаторах не може змінюватися миттєво. Флуктуації напруги в автогенераторі (наприклад, при його підключенні до джерела живлення) не зникають відразу. Більш того, при балансі фаз підсилювального каскаду і ланки позитивного зворотного зв'язку процес зміни напруг і струмів продовжується.

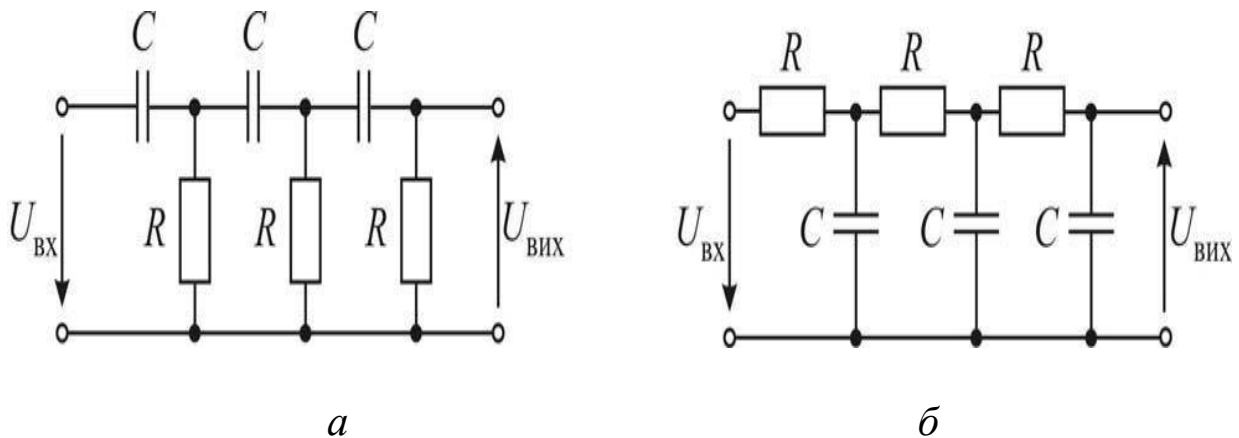


Рисунок 3.1 – Частотнозалежні Г-подібні  $RC$ -кола

Зростання напруг на конденсаторах і, відповідно, на виході підсилювального каскаду передається через ланку зворотного зв'язку на його вхід (база біполярного транзистора, затвор польового транзистора). Транзистор  $VT$  відкривається ще більше, і це обумовлює припинення зарядки і початок розрядки конденсаторів, що супроводжується падінням напруги на виході підсилювального каскаду. Падіння напруги на виході передається на вхід, і транзистор починає закриватися. Це, в свою чергу, призводить до припинення розрядки конденсаторів, і напруга на виході знову починає збільшуватися. Утворюється змінна складова напруги з частотою, яка відповідає параметрам  $RC$ -кола. На рис. 3.2 і 3.3 зображено схеми одно і двокаскадного автогенераторів з Г-подібним  $RC$ -колом у колі зворотного зв'язку, наведеним на рис. 3.1а. Баланс фаз у цих автотрансформаторах відповідає частоті  $f = 1/(2\pi\sqrt{6}RC)$ , а баланс амплітуд досягається при значенні того ж коефіцієнта підсилення  $K \geq 29$ .

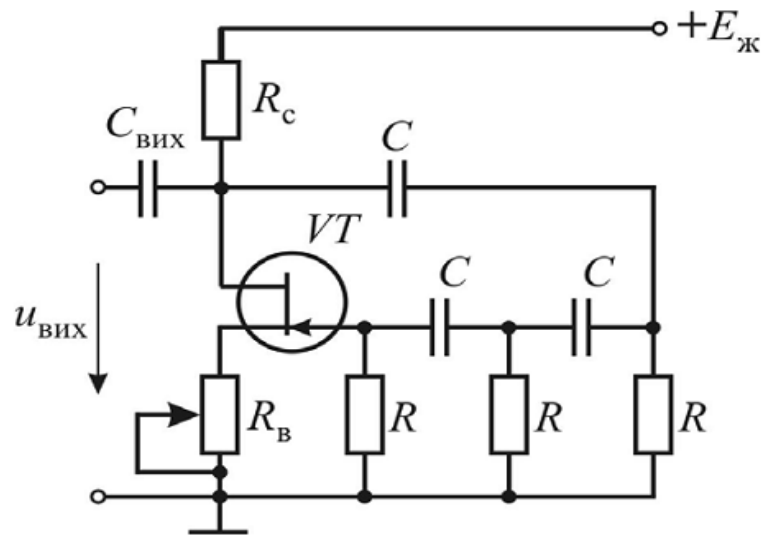


Рисунок 3.2 – Схема однокаскадного  $RC$ -автогенератора з фазозсувними  $\Gamma$ -подібними зворотними  $RC$ -ланцюжками

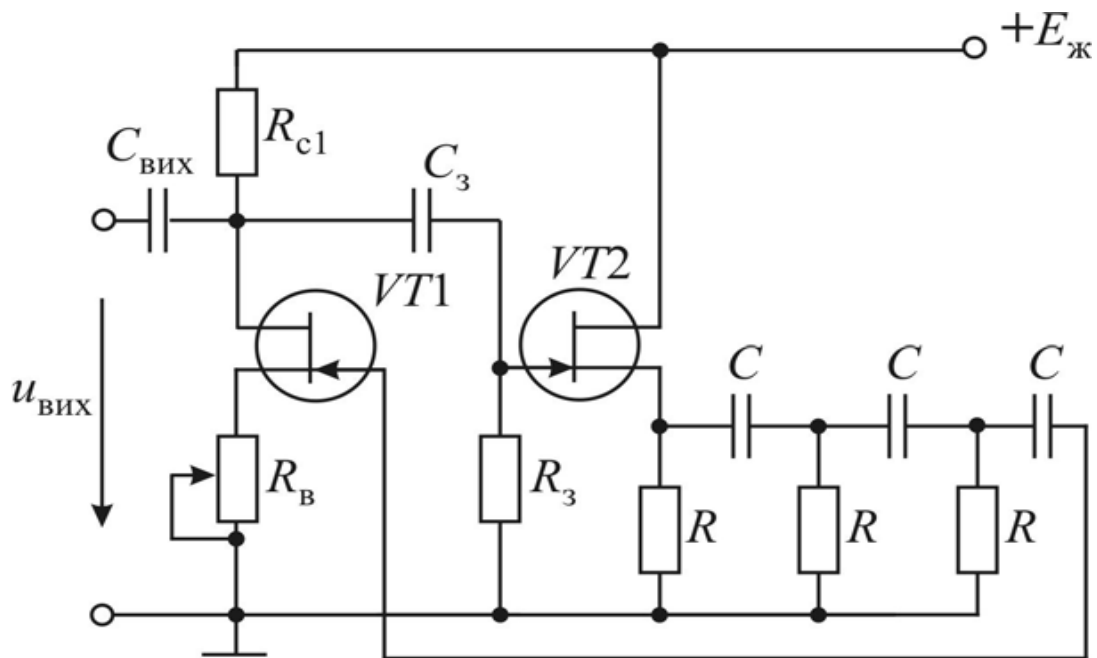


Рисунок 3.3 – Схема двокаскадного  $RC$ -автогенератора з фазозсувними  $\Gamma$ -подібними зворотними  $RC$ -колами

Якщо у розглянутих автогенераторах замінити  $RC$ -ланцюжок на той, що зображено на рис. 4б, то частота гармонічних коливань зросте

до значення  $f = \sqrt{6/(2\pi RC)}$ , а баланс амплітуд буде досягтися при тому ж значенні коефіцієнта підсилення  $K \geq 29$ .

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке автогенератор? Наведіть його структурну схему із значенням основних елементів і параметрів.
2. Назвіть і поясніть умови самозбудження автогенераторів.
3. Поясніть і наведіть, як виникають коливання в автогенераторі. Якою буде амплітудна характеристика підсилювача при цьому?
4. Наведіть схему і поясніть роботу  $LC$ -автогенератора на польових транзисторах з  $LC$ -коливальним контуром у колі затвора.
5. Наведіть схему і поясніть роботу  $LC$ -автогенератора на польових транзисторах з  $LC$ -коливальним контуром у колі стоку.
6. Наведіть схеми і поясніть роботу частотнозалежних  $\Gamma$ -подібних  $RC$ -кіл у автогенераторах.
7. Наведіть схему і поясніть роботу однокаскадного  $RC$ -автогенератора з фазозсувними  $\Gamma$ -подібними зворотними  $RC$ -ланцюжками.
8. Наведіть схему і поясніть роботу двокаскадного  $RC$ -автогенератора з фазозсувними  $\Gamma$ -подібними зворотними  $RC$ -ланцюжками

## ТЕМА № 7

### ЕЛЕМЕНТНА БАЗА МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

#### ЛЕКЦІЯ № 15

#### ЕЛЕМЕНТНА БАЗА ЕЛЕМЕНТІВ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ ЗВТ

##### 1. Загальні поняття про інтегральні мікросхеми.

Стрімкий розвиток інформаційно-обчислювальної техніки, систем зв'язку і систем керування обумовлених, в першу чергу, досягненнями *мікроелектроніки* – нового напрямку електроніки, спрямованого на зменшення маси, габаритів та енергоспоживання як окремих елементів, так і електронних виробів у цілому з одночасним підвищенням надійності їх роботи. Досягається це якоюсь мірою шляхом мініатюризації дискретних елементів (резисторів, конденсаторів, дроселів, діодів, транзисторів тощо), а головним чином – завдяки створенню якісно нової елементної бази, що є вирішальним.

Нова елементна база складається з інтегральних мікросхем і функціональних пристроїв, пов'язаних, у першу чергу, з оптоелектронікою, кріоелектронікою, біоелектронікою тощо.

Відповідно до прийнятої термінології **інтегральна мікросхема (ІМС)** – це мікроелектронний виріб, що в об'ємі  $1 \text{ см}^3$  вміщає не менше 5 елементних приладів і являє собою схемну і конструктивну цілісність.

**ІМС характеризується щільністю пакування та ступенем інтеграції.**

**Щільності пакування** відповідає кількість елементів, яка припадає на одиницю об'єму ІМС.

**Ступінь інтеграції** визначається загальною кількістю елементів, що входять до складу ІМС:

- перший ступінь інтеграції – до 10 елементів,
- другий – від 10 до 100 елементів,

- третій – від 100 до 1000 елементів і т.д.

**За технологією виготовлення розрізняють**

- *гібридні*

- *напівпровідникові ІМС.*

**Залежно від функціонального призначення всі ІМС діляться на**

- *лінійно - імпульсні*

- *логічні.*

До лінійно-імпульсних мікросхем відносять ті ІМС, що забезпечують приблизно пропорційну залежність між вхідними і вихідними сигналами. Як правило, це напруги. Найпростішим прикладом лінійно-імпульсної мікросхеми є широкосмуговий підсилювач. Його коефіцієнт підсилювання  $K \geq 50000$ , верхня межа частоти пропускання досягає 20 МГц.

Логічні ІМС, у більшості своїй, налічують декілька входів і виходів. При цьому вихідна напруга залежить від наявності або відсутності напруг на різних входах мікросхеми. Один з головних параметрів логічної ІМС – її швидкодія.

**Загально-технічні параметри ІМС** – механічна міцність, діапазон робочих температур, стійкість до зниження і підвищення тиску, вологостійкість – зазвичай є не гіршими, ніж у діодів і транзисторів.

**Важливою відмінністю ІМС** є їх висока надійність внаслідок того, що вони являють собою єдине ціле, а не механічне з'єднання дискретних елементів, кожного зі своїм коефіцієнтом надійності.

**Другою, не менш важливою особливістю ІМС**, є їх невеликі масогабаритні параметри. Маса великої ІМС, що налічує сотні тисяч елементів, становить усього кілька грамів, і це при тому, що основна частина маси припадає на корпус, виводи і підкладку, а не на активні напівпровідникові елементи. Щільність пакування великої ІМС досягає  $10^5$  ел/см<sup>3</sup>, що на два-три порядки вище у порівнянні з мікромодульними схемами, побудованими на дискретних елементах.

Внаслідок дуже малих розмірів ІМС істотно зменшується вплив таких паразитних параметрів, як між електродні ємності та індуктивності з'єднувальних дротів. Це дозволяє створювати високочастотні підсилювачі на частоти до 3ГГц та швидкодіючі логічні схеми із затрим-

кою не більше 0,1 нс. Позитивним є також висока економічність ІМС. Рівень енергоспоживання великих ІМС не перевищує 100...200 мВт, а для невеликих може дорівнювати 10...100 мкВт.

## 2. Гібридні інтегральні мікросхеми.

Гібридна ІМС являє собою з'єднання, відповідно до електричної схеми, на єдиній діелектричній підкладці (скло, кераміка, ситал або сапфір) безкорпусних активних і пасивних елементів, утворених шляхом нанесення різного виду плівок на цю підкладку.

Невелика товщина плівок (на рівні 1 мкм) дозволяє створювати резистори різного опору. При цьому використовується незначна частина поверхні підкладки, особливо якщо резистивна плівка розташовується у вигляді меандру (рис. 2.1а). Опір таких резисторів може досягати сотень кОм.

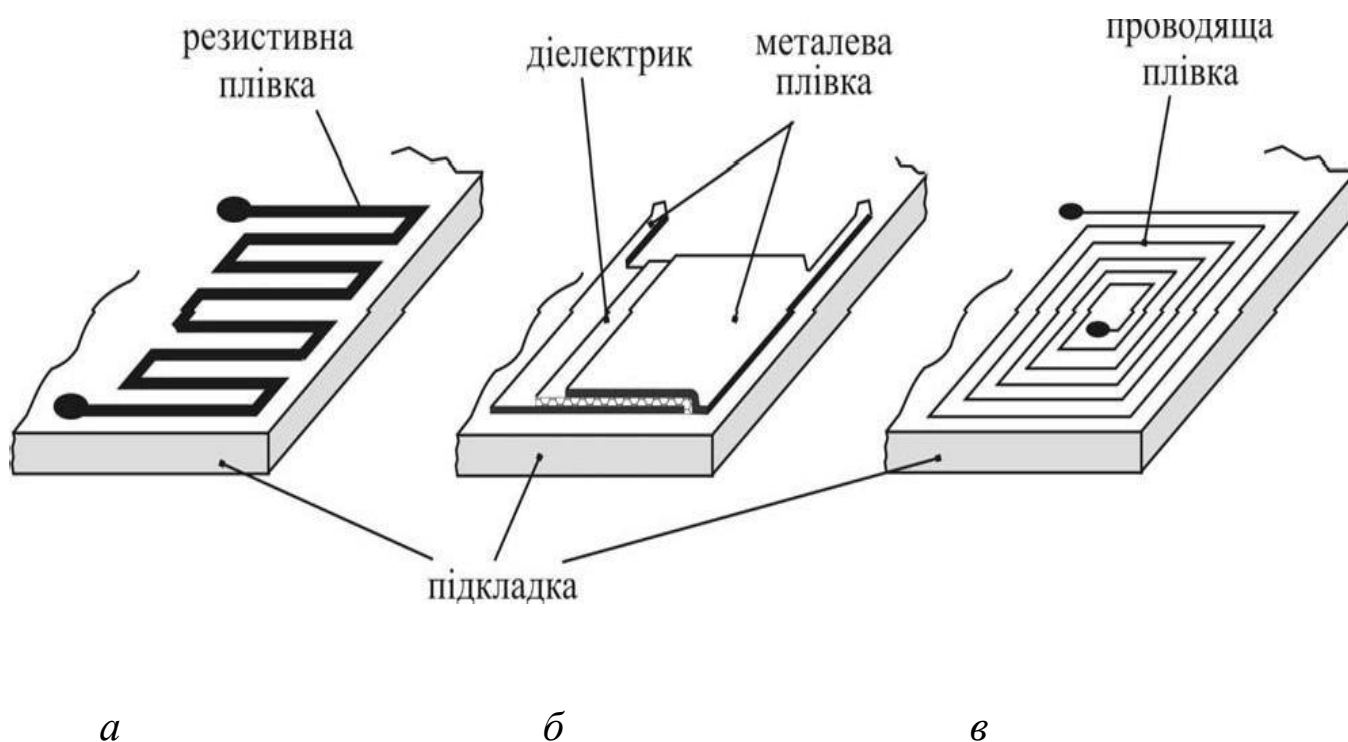


Рисунок 2.1 – Компоненти гібридних ІМС на плівковій основі: (а) – резистор; (б) – конденсатор; (в) – індуктивність



Плівкові конденсатори також розміщуються на поверхні підкладки (рис. 2.1б). Вони мають три плівкові шари: метал – діелектрик – метал. Завдяки малій товщині діелектрика ємність таких конденсаторів може бути досить високою – до 0,1 мкФ.

Використання провідної плівки дозволяє створювати індуктивні дроселі у вигляді спіралі на поверхні підкладки (рис. 2.1в). Індуктивність таких дроселів досить невелика (до 10 мкГн). Якщо потрібні індуктивності великих номіналів, то використовують навісні елементи.

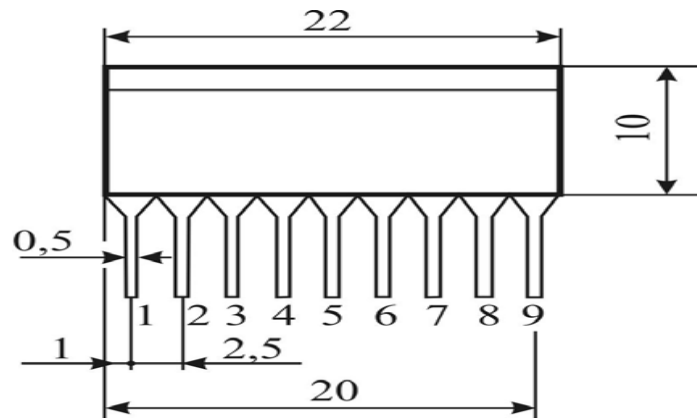


Рисунок 2.2 – Гібридна мікросхема у корпусі з позначенням геометричних параметрів у мм

Безкорпусні напівпровідникові прилади і навісні елементи приклеєні у визначених місцях до підкладки, з'єднані з елементами плівкової схеми, і всі разом розміщені в герметичному корпусі з належною кількістю виводів (рис. 2). Щільність пакування гібридних ІМС невелика, до 150 ел/см<sup>3</sup>. Ступінь інтеграції – перший, другий. Але кожний з елементів електричної схеми чітко визначений, і тому можна забезпечити близьке значення його параметрів до потрібних. До того ж дискретне розташування цих елементів та їх надійне з'єднання забезпечує високу точність параметрів гібридної ІМС у цілому. Це робить гібридні ІМС найбільш прийнятними для електронних пристроїв з відносно невеликою кількістю елементів.

## Напівпровідникові інтегральні мікросхеми

На відміну від гібридних ІМС, які утворюються з плівкових і навісних елементів, напівпровідникова ІМС являє собою єдиний кристал напівпровідника, окремі (локальні) ділянки якого виконують функції активних і пасивних елементів, з'єднаних між собою відповідно до загальної електричної схеми.

Найчастіше напівпровідникові ІМС виготовляють з кремнію. Це пояснюється тим, що у порівнянні з германієм він має більшу заборонену зону, менші зворотні струми і вищу робочу температуру (до 150°C). Крім цього, кремній досить легко окислюється, що дозволяє утворювати на його поверхні оксидну плівку  $\text{SiO}_2$ , яка має високі ізоляційні та механічні властивості.

**Транзистори в напівпровідникових ІМС** можуть бути як польові, так і біполярні, зазвичай *n-p-n*-типу.

**Діоди утворюються** або як звичайні двошарові структури з одним *p-n*-переходом, або шляхом діодного вмикання транзисторів (рис. 2.3).

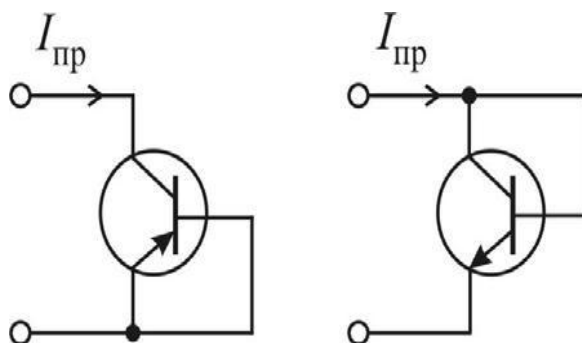


Рисунок 2.3 – Діодне вмикання транзисторів

Роль *конденсаторів* у напівпровідникових ІМС виконують *p-n*-переходи, заперті зворотною постійною напругою. Максимальна ємність, яка може бути досягнута, 100...200 пФ. Відхилення ємності таких конденсаторів від номінальної становить  $\pm 20\%$ .

Резистори напівпровідникових ІМС утворюються шляхом відокремлення ділянки легованого напівпровідника і приєднанням до неї двох виводів. Опір такого резистора залежить від питомого опору напівпровідника і геометричних розмірів ділянки. Як правило, він не перевищує кількох кОм. Відхилення опору від номінального значення може бути більшим  $\pm 20\%$ .

У напівпровідникових ІМС складно утворювати *дроселі*, тому до складу більшості напівпровідникових мікросхем індуктивні елементи не входять.

Усі перелічені елементи мікросхеми створюються в кристалі під час єдиного технологічного циклу. **Ізоляція окремих елементів здійснюється або закритими *p-n*-переходами, або за допомогою ізоляційної плівки з двоокису кремнію  $\text{SiO}_2$ .** Останній спосіб є більш доцільним, тому що дозволяє до мінімуму звести відстань між сусідніми елементами схеми, в той час як використання закритих *p-n*-переходів потребує проміжку не менше 20...30 мкм, що не дозволяє створювати напівпровідникові ІМС високого ступеня інтеграції. На рис. 2.4 показано послідовність створення ізольованих ділянок *n*-кремнію.

Спочатку на пластину легованого кремнію методом фотолітографії наносять захисну маску і проводять вибіркоче витравлювання кристала. Потім маску змивають, пластина кремнію окислюється при температурі 800...1200°C у середовищі кисню або насиченої водяної пари. На поверхні кремнію утворюється плівка окису  $\text{SiO}_2$  товщиною від 0,1 до 2 мкм, на яку напилюють або нарощують шар полікристалічного кремнію. Після повторного витравлення первинного кристала залишаються ізольовані області кремнію ***n*-типу**, так звані “кишені”.

Шляхом послідовного накладення відповідних масок і дифузії при температурі 800...1250 °C акцепторних і донорських домішок, розчинених у газовому середовищі, в кишнях утворюються потрібні ділянки з електропровідністю *p*- і *n*-типів. Таким чином кожна кишень стає елементом інтегральної мікросхеми, які з'єднуються між собою після вакуумного напилення через маску відповідних провідникових плівок (рис. 2.5).

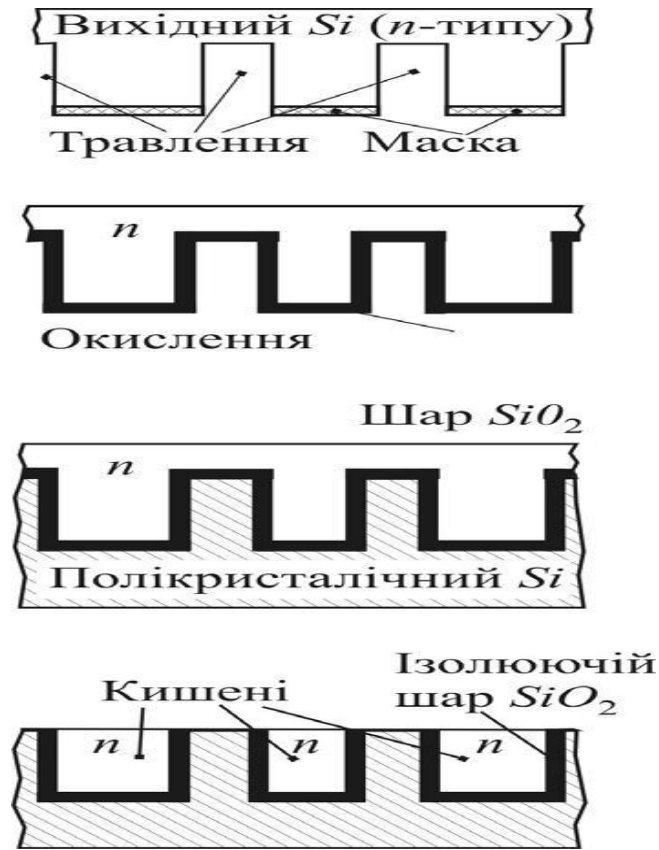


Рисунок 2.4 – Напівпровідникова ІМС: послідовність утворення ізольованих ділянок (“кишень”) у пластині кремнію

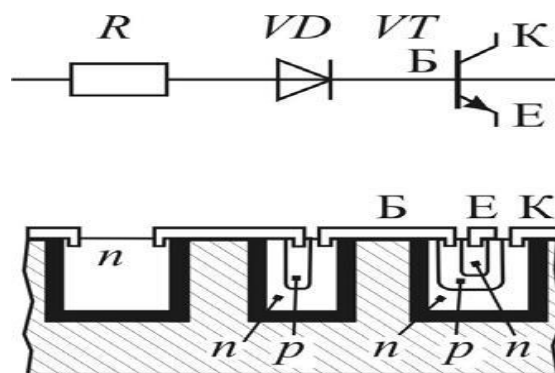


Рисунок 2.5 – Фрагмент напівпровідникової інтегральної мікросхеми

На одній пластині кремнію одночасно створюється досить велика кількість мікросхем, що істотно здешевлює їх виробництво. Після розрізання пластини на окремі мікросхеми, вони розміщуються в металевих або пластикових корпусах. Зовнішні виводи на корпусі з'єднуються з мікросхемою золотими або алюмінієвими дротами завтовшки до 10 мкм.

У процесі розвитку мікроелектроніки з'явилися деякі різновиди біполярних транзисторів, які не мають аналогів у дискретній напівпровідниковій техніці. Це, наприклад, багатоемітерний транзистор, який являє собою сукупність декількох *n-p-n*-транзисторів, що мають окремі емітери E1, E2 і E3, спільний колектор К і спільну базу Б (рис. 2.6).

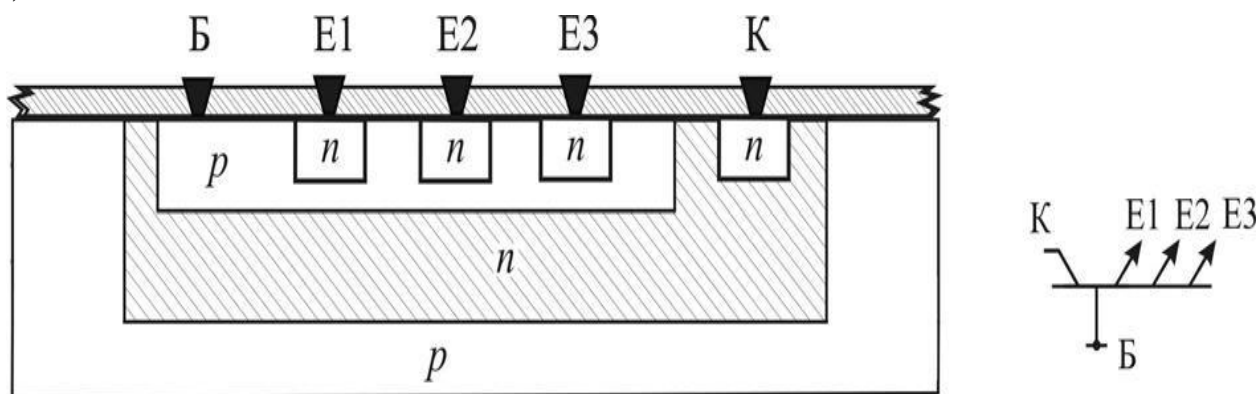


Рисунок 2.6 - Будова (а) та умовне позначення (б) багатоемітерного транзистора

Особливістю цього транзистора у відкритому стані є відсутність прямої взаємодії емітерів між собою, тому що їх розділяють ділянки бази. Можна вважати, що багатоемітерний транзистор у ввімкнутому стані являє собою декілька транзисторів, що мають спільний колектор.

Напівпровідникові ІМС характеризуються найвищою щільністю пакування (до  $10^5$  ел/см<sup>3</sup>) і високим ступенем інтеграції (до 7-го). Але внаслідок того, що розміри елементів схеми і відстань між ними можуть мати значні технологічні відхилення, абсолютна ідентичність па-

раметрів неможлива. Значення робочих струмів, напруг, фазних зсувів можуть істотно відхилитися від потрібних, виникають паразитні мікроструми між елементами, а все це разом відбивається на вихідних параметрах, точність яких, як правило, є значно нижчою у порівнянні з гібридними ІМС.

### 3. Оптоелектроніка

Цей напрям функціональної мікроелектроніки пов'язаний як з оптичними і фотоелектричними явищами у напівпровідниках, так і з лазерною технікою, волоконною оптикою, голографією тощо.

Оптоелектроніка базується на електронно-оптичному принципі отримання, передачі, обробки і зберіганні інформації, носієм якої є електрично нейтральний фотон. Суміщення в оптоелектронних функціональних пристроях двох способів обробки і передачі інформації – оптичного та електричного – дозволяє отримувати надзвичайну швидкість, високу щільність розміщення інформації, яку потрібно зберігати, створювати високоефективні способи її відображення. Важливою перевагою елементів оптоелектроніки є те, що вони оптично пов'язані між собою, а електрично – ізольовані. Це забезпечує надійне узгодження різних оптоелектронних мереж, сприяє спрямованості передачі інформації, її завадостійкості. Технологія виготовлення основних напівпровідникових елементів оптоелектроніки – оптронів – збігається з технологією виготовлення ІМС.

#### Оптрони

Найпростіший оптрон являє собою чотириполюсник, що має три складові (рис. 3.1) – випромінювач світла 1, світловод 2 і фотоприймач 3, розміщені в одному світлонепроникному корпусі.

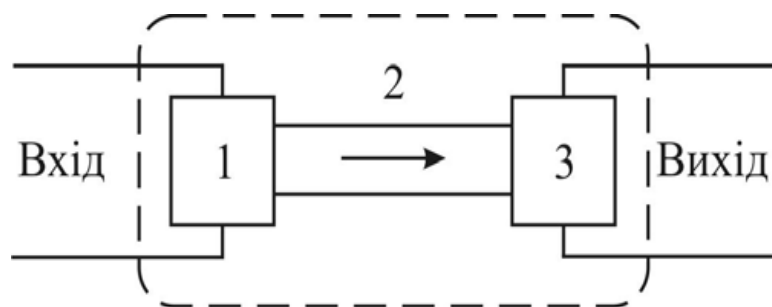


Рисунок 3.1 – Структурна схема оптрона

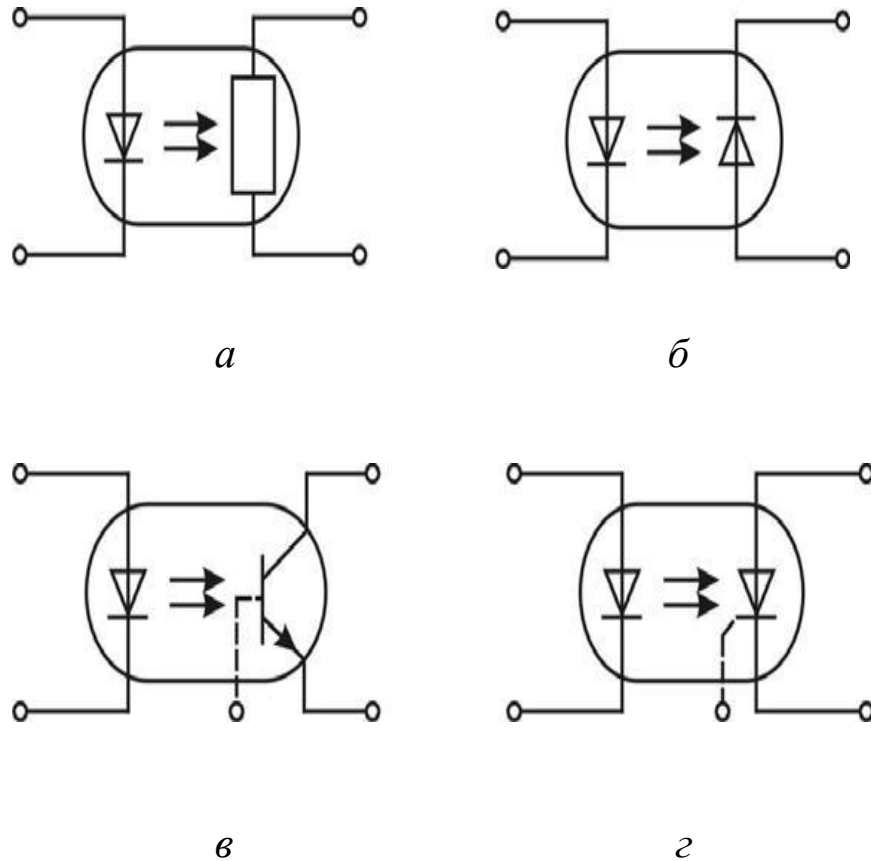


Рисунок 3.2 – Види оптронів (схемні позначення): (а) – резисторний; (б) – діодний; (в) – транзисторний; (г) – тиристорний

Найчастіше випромінювачами світла є світлодіоди зі швидкодією до 0,5мкс, а фотоприймачами, які визначають схематичні можливості оптрона і дають назву оптронної пари, є різного виду напівпровідникові прилади (рис. 3.2).

Залежно від сукупності характеристик оптронної пари оптрон може виконувати різні функції в електронному колі:

- перемикання,
- підсилення,
- узгодження,
- перетворення,
- індексацію тощо

Найпростіші схеми можливого використання оптронів показано на рис. 3.3.

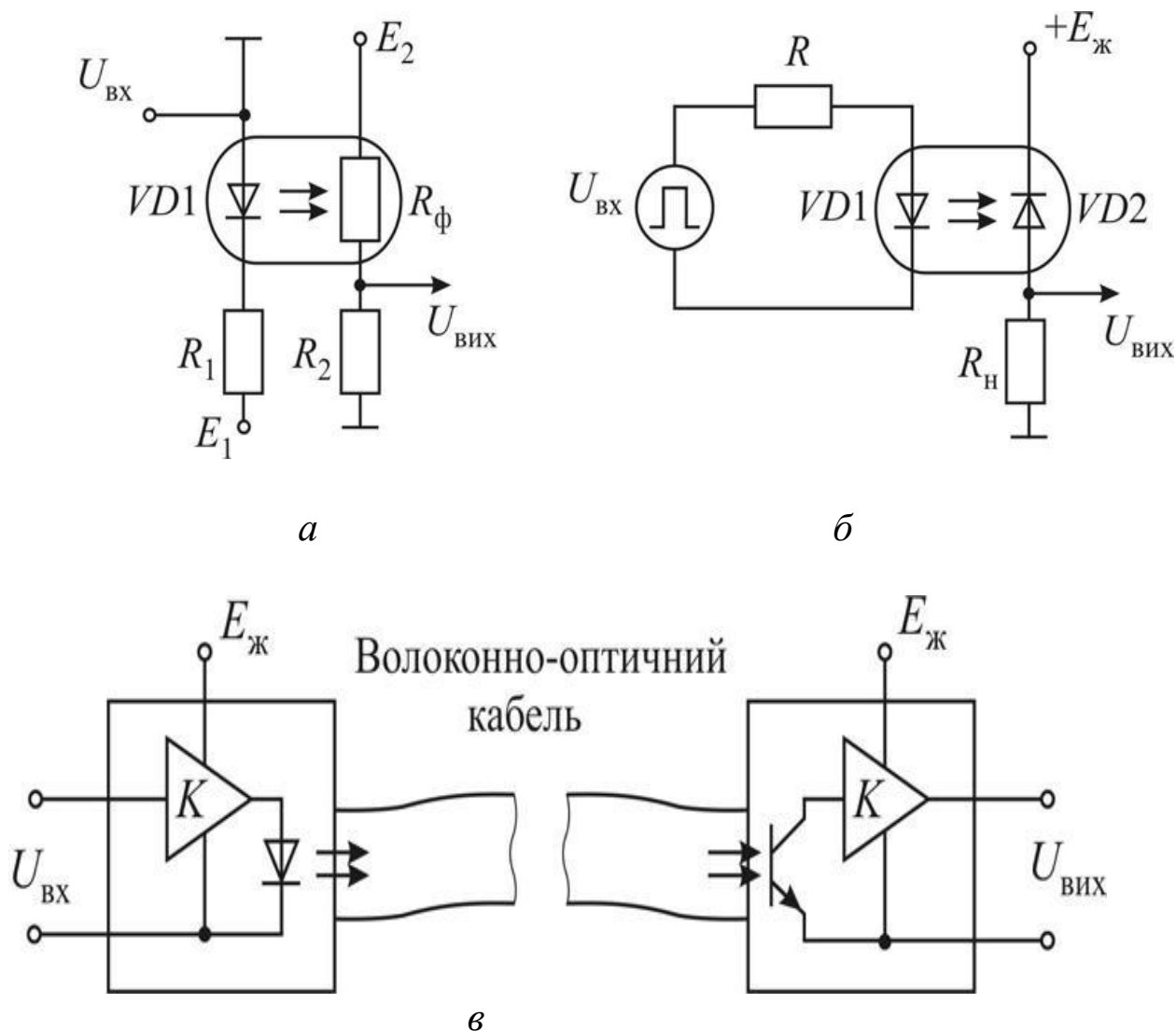


Рисунок 3.3 – Застосування оптронів: (а), (б) – в керованих розподільниках напруги; (в) – в системі оптичного зв'язку

Поряд з ключовими функціями (рис. 3.3а, б), за допомогою оптронів може здійснюватися оптичний зв'язок (рис. 3.3в). У передавальній пристрої такої лінії вхідний сигнал проходить через підсилювач **К** і вмикає випромінювач світла (світлодіод **VD1**, лазер), яке у приймаль-



ному пристрої потрапляє на фотоприймач (фотодіод **VD2**, фототранзистор) електронного підсилювача **К**.

### Волоконно-оптичні кабелі

Зв'язок між передавачем і приймачем здійснюється за допомогою волоконно-оптичного кабелю, що забезпечує завадостійкість і високу надійність передачі. Широкосмуговість такої оптичної передачі є надзвичайною (по одній лінії зв'язку може одночасно передаватися до  $10^{10}$  телефонних розмов або  $10^6$  телевізійних програм). В обчислювальній техніці подібні лінії дають можливість оперувати великими масивами інформації, яка обробляється в різних блоках ЕОМ.

Передача світла по двошаровому оптичному волокну базується на ефекті повного внутрішнього відбиття. Як відомо, кути проходження світлового променя  $\theta_1$  і  $\theta_2$  крізь поверхню поділу двох середовищ з коефіцієнтами заломлення  $n_1$  і  $n_2$  (рис. 3.4a) пов'язані рівнянням

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2. \quad (3.1)$$

Якщо  $n_1 > n_2$ , при  $\theta_1 \geq \theta_{1M} = \arcsin(n_2/n_1)$ , що відповідає  $\theta_2 = 90^\circ$  ( $\sin \theta_2 = 1$ ), світловий промінь не може подолати поверхню поділу і відбивається в більш оптично щільне середовище під кутом  $\beta = \alpha = \theta_1$  (рис. 3.4). Таким середовищем є серцевина двошарового оптичного волокна. При невеликих кутах падіння світлових променів на граничну оболонку оптичного волокна  $(90^\circ - \theta_1) < (90^\circ - \theta_{1M})$  вся енергія світлової хвилі відбивається всередину внутрішньої жили і передається вздовж неї, не виходячи крізь оболонку (рис. 3.4б).

Найчастіше внутрішня жила виготовляється з чистого кварцу, а світло відбивальна оболонка, що має менший коефіцієнт заломлення, з кварцу, легovanого бором. Діаметр внутрішньої жили  $D_1$  не перевищує кількох десятків мікрон, діаметр оболонки  $D_2 - 100$  мкм. Волоконно-оптичні кабелі можуть об'єднувати до кількох сотень таких двошарових світловодів.

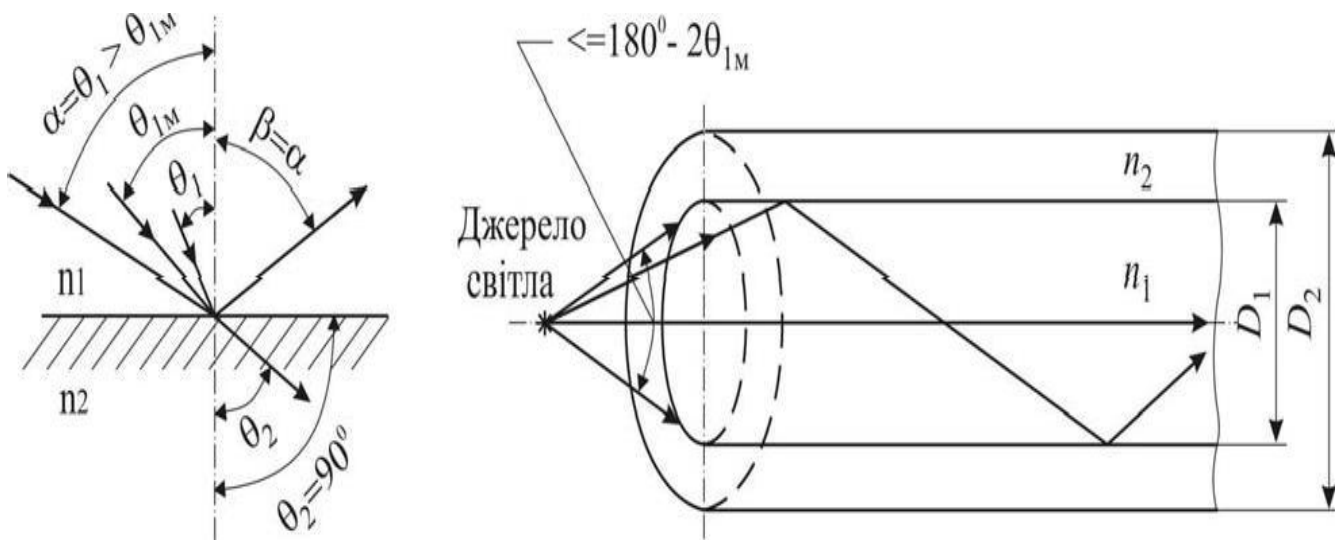


Рисунок 3.4 – Принцип дії світловода: (а) – відбиття променя світла при  $n_1 > n_2$ ; (б)

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке мікроелектроніка? Назвіть нові напрямки її розвитку, пов'язані з функціональними пристроями.
2. Що таке інтегральна мікросхема? Назвіть основні її види залежно від ступеня інтеграції, технології виготовлення та від функціонального призначення.
3. Охарактеризуйте основні параметри інтегральних мікросхем. Назвіть позитивні фактори інтегральних мікросхем.
4. Що таке гібридна інтегральна мікросхема? З яких елементів вона утворюється?
5. Поясніть, як утворюються резистор, конденсатор та індуктивність на плівковій основі в гібридній інтегральній мікросхемі.

6. Що таке напівпровідникова інтегральна мікросхема? Як утворюються транзистори, діоди, конденсатори, резистори в цій мікросхемі?

## ТЕМА №7

# ЕЛЕМЕНТИ ІМПУЛЬСНОЇ ТЕХНІКИ

## ЛЕКЦІЯ № 16

### ПАРАМЕТРИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

#### 1. Параметри імпульсних сигналів.

Робота багатьох електронних пристроїв пов'язана з короткочасною зміною струмів і напруг. Електричним імпульсом називають короткочасну зміну сигналу, а режим роботи електронного пристрою, при якому короткочасний вплив сигналу чергується з паузою, називається імпульсним режимом.

Короткочасна зміна сигналу може відбуватися за різними законами, що і визначає форму імпульсів: прямокутну, трапецієподібну, «дзвіночок», трикутну, пилкоподібну, експоненціальну (рис. 1.1).

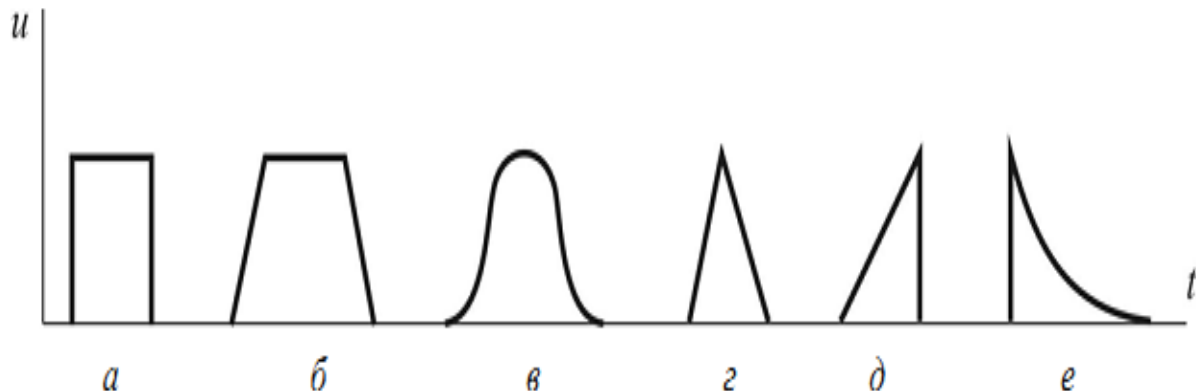


Рисунок 1.1 – Форма відеоімпульсів: а – прямокутна; б – трапецієподібна; в – «дзвіночок»; г – трикутна; д – пилкоподібна; е – експоненціальна

Такі імпульси називають відео імпульсами. Відеоімпульси можуть бути позитивної або негативної полярності. Крім відеоімпульсів, існують

нують радіоімпульси, що являють собою пакети високочастотних коливань, обвідна яких змінюється за законами відеоімпульсів (рис. 1.2).

**Розрізняють одиночні, неперіодичні та періодичні імпульси.**

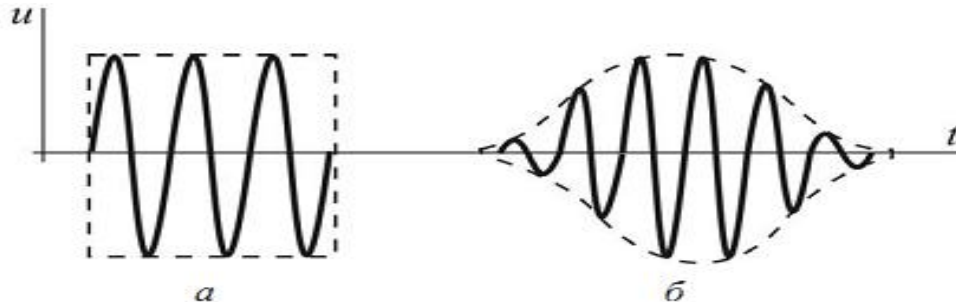


Рисунок 1.2 – Форма радіоімпульсів: а – прямокутна; б – «кльош»

Одиночними є імпульси, які з'являються на стільки рідко, що до моменту

надходження на пристрій чергового імпульсу він стає повністю звільненим від впливу попереднього імпульсу.

У періодичних імпульсів інтервал часу між початком двох сусідніх імпульсів, так званий період повторення  $T$ , є величиною сталою (рис. 3). Йому відповідає частота повторення імпульсів  $f = 1/T$ . Тривалість імпульсу  $t_i$  – це інтервал часу від моменту появи імпульсу до моменту зникнення, а інтервал часу між сусідніми імпульсами – його пауза  $t_n$ .

Таким чином:

$$T = t_i + t_n.$$

Відношення періоду  $T$  до тривалості  $t_i$  імпульсів називається шпаруватістю імпульсів.

$$q = T / t_i. \quad (1.1)$$

Шпаруватість імпульсів за звичай знаходиться у межах 2...10 (автоматика, обчислювальна техніка), але може досягати і 10000 (радіолокація, телебачення).

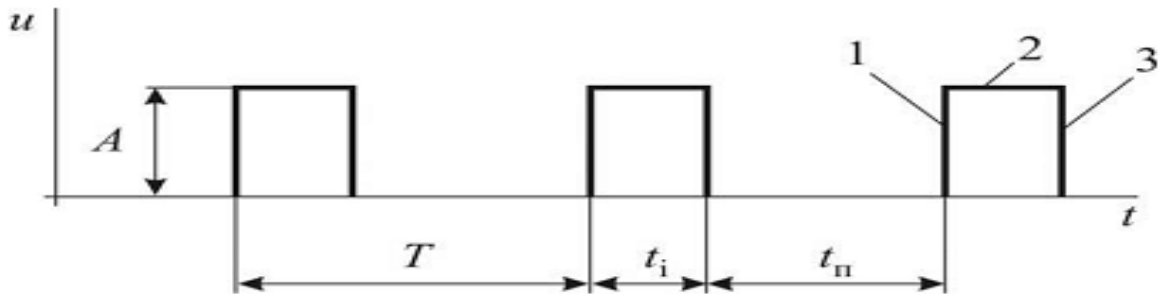


Рисунок 1.3 – Періодичні відео імпульси:  $A$  – амплітуда імпульсу;  $T$  – період повторення;  $t_i$  – тривалість імпульсу;  $t_{п}$  – тривалість паузи; 1 – фронт імпульсу; 2 – вершина імпульсу; 3 – зріз імпульсу

Насправді реальні імпульси є спотвореними, що виявляється в уповільненні наростання і спаду імпульсу, а також у зрізі плоскої вершини імпульсу. Характеризуються реальні імпульси такими параметрами (рис. 1.4):

- амплітудою імпульсу  $A$ ;
- тривалістю імпульсу  $t_i$ , що визначається на рівні  $0,1 A$ ;
- тривалістю фронту імпульсу  $t_{\phi}$  – часом наростання імпульсу від  $0,1$  до  $0,9 A$ ;
- тривалістю спаду імпульсу  $t_3$  – часом спаду імпульсу від  $0,9$  до  $0,1A$ ;
- нерівномірністю зрізом вершини імпульсу  $\Delta A$  .

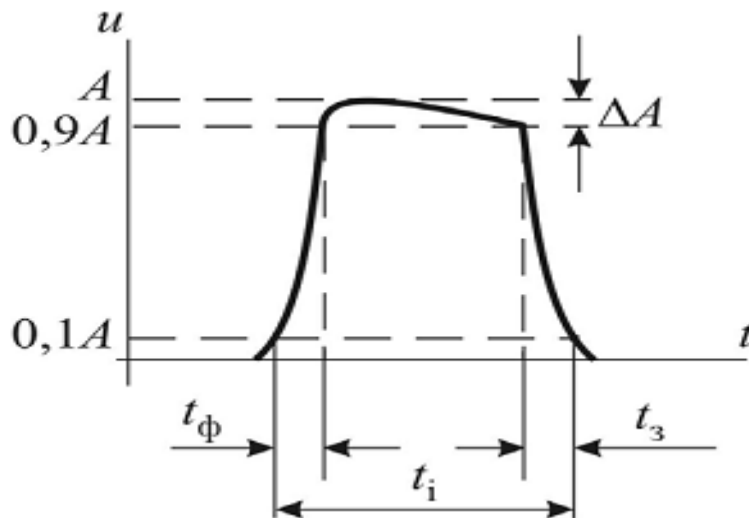


Рисунок 1.4 – Параметри реального відео імпульсу

## 2. Електронні ключі

Оснoву електронного ключа становить активний елемент (напівпровідниковий діод, транзистор, тиристор), який працює у ключовому режимі. Ключовий режим характеризується двома станами ключа: “Розімкнено” – “Замкнено”. На рис. 2.1 зображено схему і часові діаграми ідеального ключа. При розімкненому ключі  $0 \leq t \leq t_1$   $i = 0$ , а  $u_{\text{вих}} = E$ , а при замкненому ключі  $t_1 \leq t \leq \infty$   $i = E / R$ ,  $u_{\text{вих}} = 0$ . Отже, припускається, що опір розімкненого ключа нескінченно великий, а опір замкненого ключа дорівнює нулю.

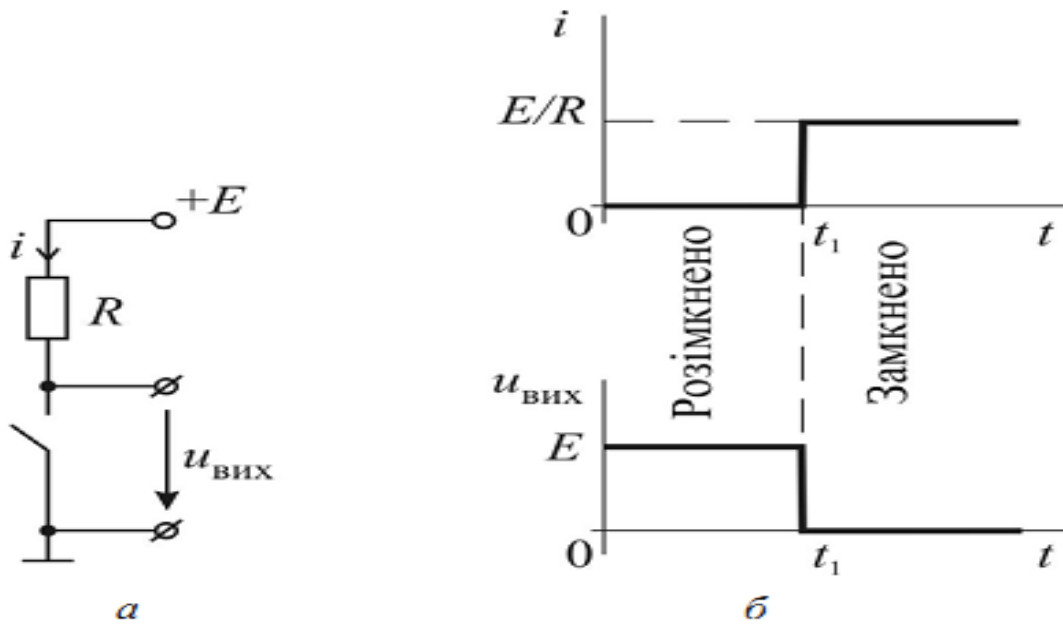


Рисунок 2.1 – Схема (а), часові діаграми струму і вихідної напруги (б) ідеального ключа

## 3. Діодні ключі

Найпростіший тип електронних ключів – діодні. На рис. 3.1 показано схему послідовного діодного ключа і його передавальну характеристику  $u_{\text{вих}}(u_{\text{вх}})$ . За відсутності в схемі джерела енергії електричного струму ( $E_0$ ) і додатної вхідної напруги  $u_{\text{вх}}$  діод  $VD$  відкритий, а струм через нього

$$i = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{пр}} + R}, \quad (3.1)$$

де  $R_{\text{пр}}$  – прямиий опір діода.

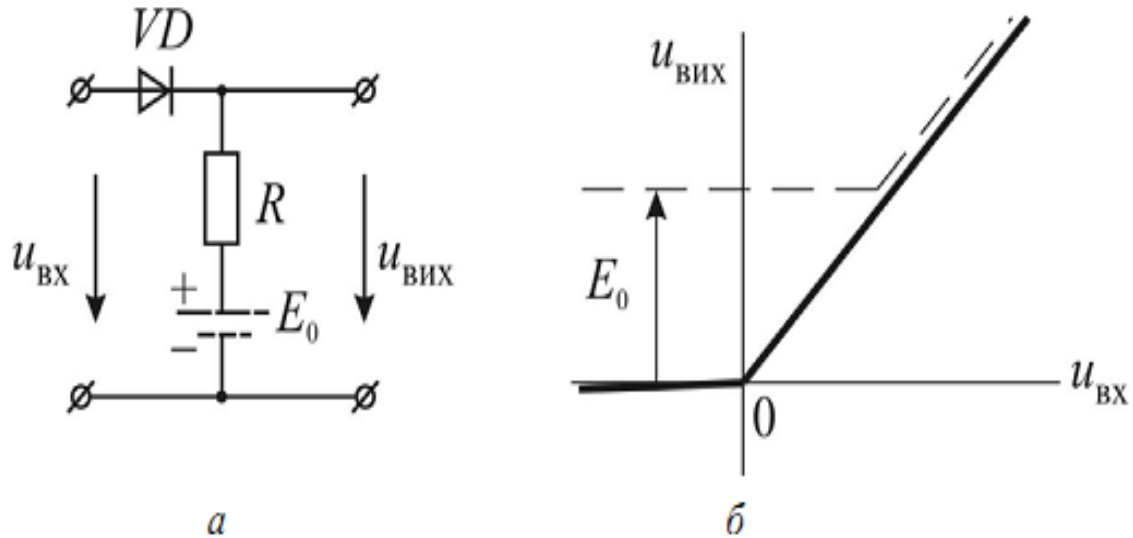


Рисунок 3.1 – Схема (а) і передавальна характеристика (б) послідовного діодного ключа з нульовим (суцільні лінії) та ненульовим (штрихові лінії) рівнем вмикання

Вихідна напруга

$$u_{\text{ВІХ}} = R \cdot i = R \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{пр}} + R}. \quad (3.2)$$

Оскільки

$$R_{\text{пр}} \ll R, \text{ то } u_{\text{ВІХ}} \approx u_{\text{ВХ}}.$$

При від'ємній вхідній напрузі зворотний струм через діод

$$i = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{зв}} + R}, \quad (3.3)$$



де  $R_{зв}$  – зворотний опір діода.  
 При цьому вихідна напруга

$$u_{вих} = R \cdot i = R \frac{u_{вх}}{R_{зв} + R}. \quad (3.4)$$

Оскільки  $R_{зв} \gg R$ , то

$$u_{вих} \approx \frac{R}{R_{зв}} u_{вх} \ll u_{вх}. \quad (3.5)$$

Для зміни рівня вмикання в коло послідовного діодного ключа вводять джерело напруги зміщення  $E_0$  (рис. 3.1). У цьому випадку при  $u_{вх} > E_0$  діод **VD** відкритий і  $u_{вих} \approx u_{вх}$ , а при  $u_{вх} < E_0$  – закритий і  $u_{вих} = E_0$ .

На рис. 3.2 зображено схему паралельного діодного ключа і його передавальну характеристику. За відсутності в схемі джерела  $E_0$  і додатної вхідної напруги діод **VD** відкритий (ключ замкнений) і  $u_{вих} \approx 0$ , а за від'ємної – закритий (ключ розімкнений) і  $u_{вих} \approx u_{вх}$ . Для зміни рівня вмикання ключа вводять джерело напруги зміщення  $E_0$ , підключене послідовно з діодом, та отримують передавальну характеристику, яка показана на рис. 3.2 штриховою лінією.

Через комбінацію двох діодних ключів можна отримати подвійний діодний ключ (рис. 3.3), який передає вхідну напругу на вихід ключа, якщо її значення знаходиться в межах, що визначаються рівнями вмикання першого  $U_{вх1}$  і другого  $U_{вх2}$  ключів.

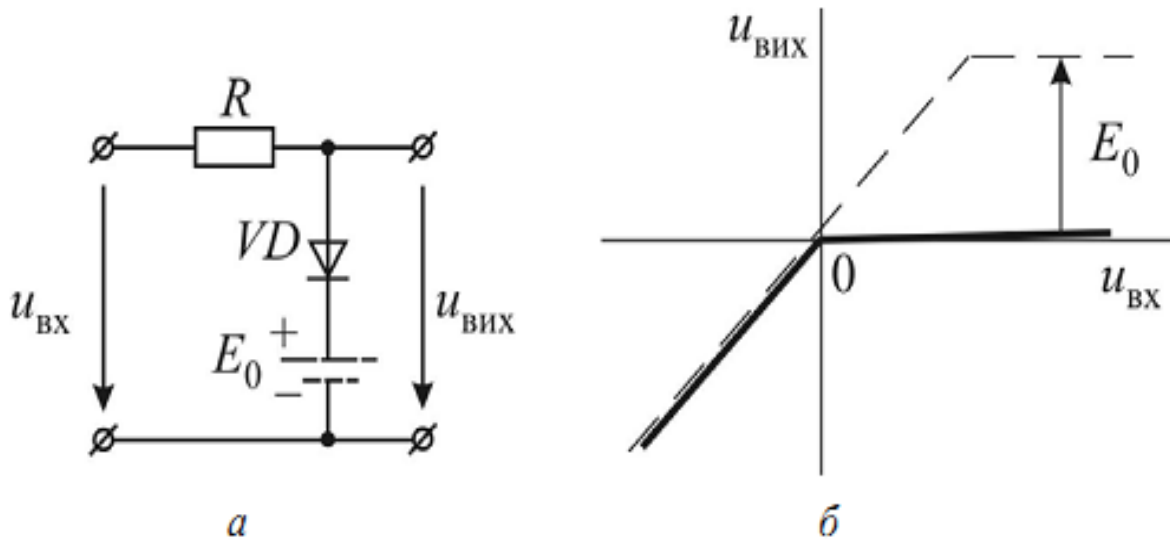


Рисунок 3.2 – Схема (а) і передавальна характеристика (б) паралельного діодного ключа з нульовим (суцільні лінії) та ненульовим (штрихові лінії) рівнем вмикання

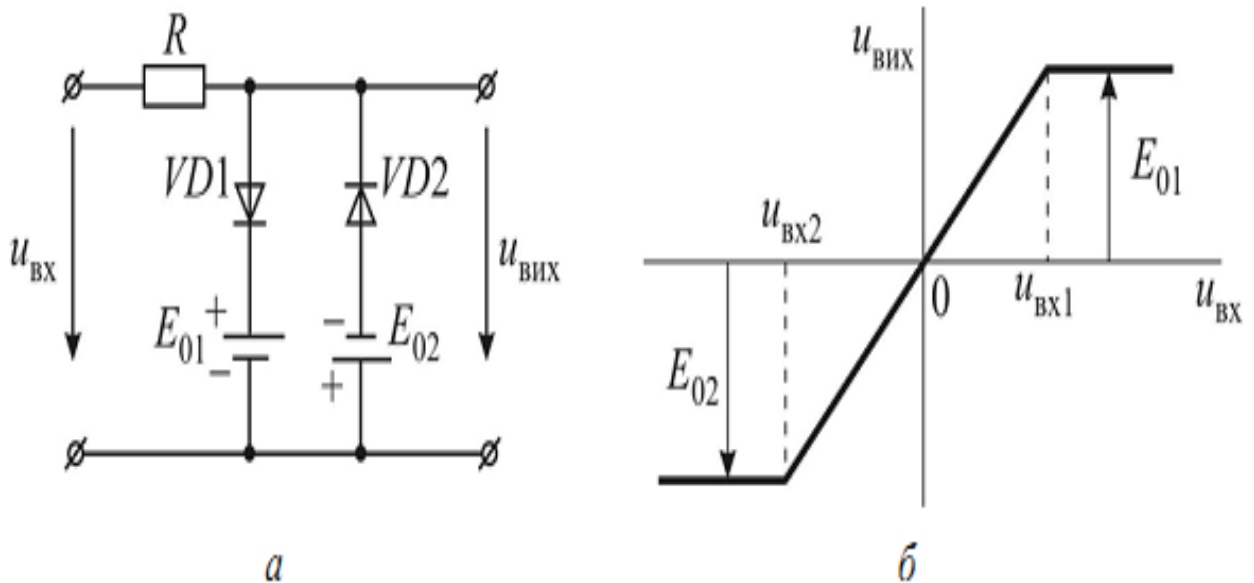


Рисунок 3.3 – Схема (а) і передавальна характеристика (б) подвійного діодного ключа

Діодні ключі не дозволяють розділити керуюче і кероване коло, а цього часто потребує практика. У таких випадках використовують транзисторний ключ.

## 4. Транзисторний ключ

У транзисторного ключа вхідне (керуюче) коло відділене від вихідного (керованого) кола (рис. 4.1).

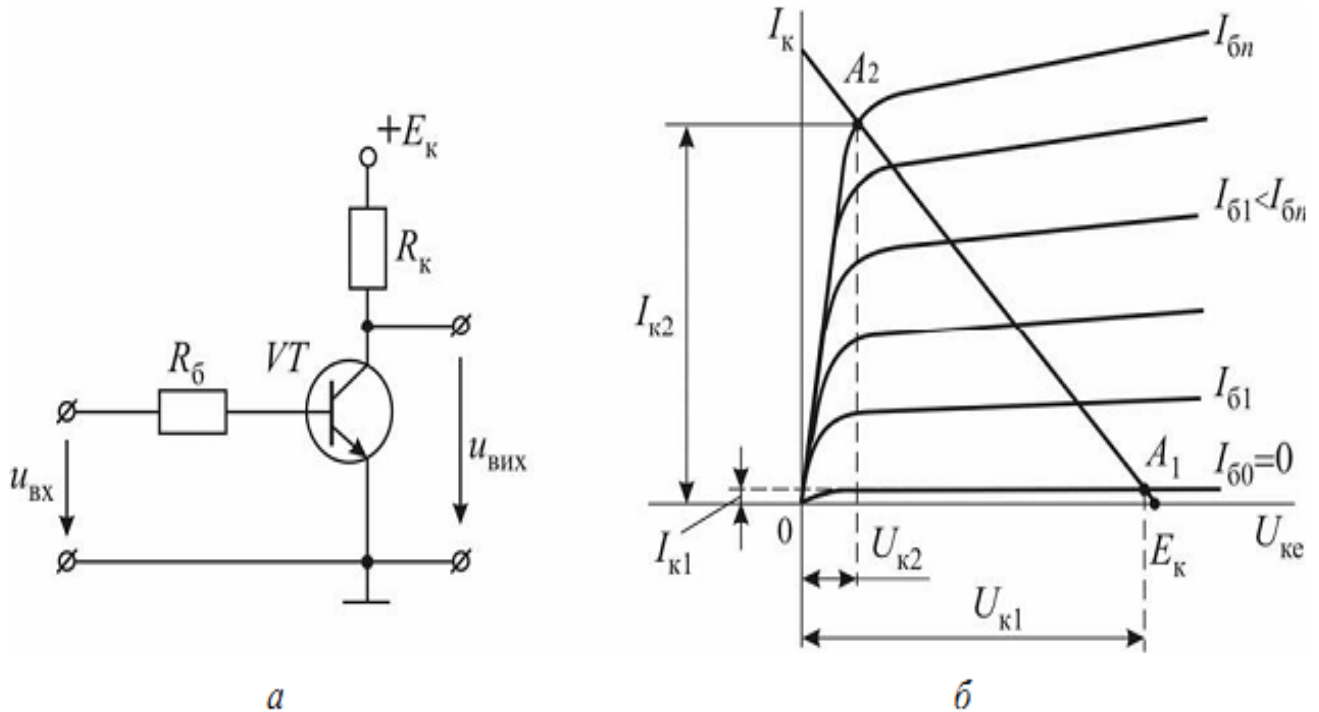


Рисунок 4.1 – Схема (а) і характеристики режиму роботи (б) електронного ключа на біполярному транзисторі

Ключ на біполярному транзисторі мало відрізняється від підсилювача, виконаного за схемою зі спільним емітером. Якщо транзистор працює в режимі ключа, то він характеризується двома станами.

**Перший стан**, що відповідає розімкненому ключу, визначається точкою  $A_1$  на вихідних характеристиках транзистора і його називають режимом відсічки. У режимі відсічки струм бази транзистора  $VT$   $I_{\text{б}} = 0$ , колекторний струм  $I_{\text{к1}}$  малий і дорівнює початковому колекторному струму, а колекторна напруга  $U_{\text{к}} = U_{\text{к1}} \approx E_{\text{к}}$  (рис. 4.1 б).

Режим відсічки реалізується при зворотному потенціалі бази транзистора.

**Другий стан**, що відповідає замкненому ключу, визначається точкою  $A_2$  і називається режимом насичення, що реалізується при прямому потенціалі бази.

При цьому колекторний струм максимальний, транзистор повністю відкритий і падіння напруги на ньому практично відсутнє ( $U_{K2} \approx 0$ ).

З режиму відсічки в режим насичення транзистор **VT** переводиться із застосуванням прямої вхідної напруги. При цьому підвищенню вхідної напруги (потенціалу бази) відповідає зниження вихідної напруги (потенціалу колектора), і навпаки. Такий ключ називають інвертуючим (інвертором). У даному транзисторному ключі рівні вихідної напруги, які відповідають режимам відсічки і насичення, стабільні і майже не залежать від температури.

## 5. Амплітудні обмежувачі і селектори імпульсів

Амплітудним обмежувачем називають чотиріполюсник, вихідна напруга якого повторює форму вхідної напруги, якщо остання не виходить за рівень обмеження, або залишається на ньому, якщо вхідна напруга перевищує цей рівень. В якості амплітудних обмежувачів використовують електронні ключі. На рис. 5.1 показано обмеження синусоїдальної напруги зверху за допомогою схеми паралельного діодного ключа з ненульовим рівнем вмикання (див. рис. 3.2). Рівень обмеження дорівнює рівню вмикання ключа і в даній схемі визначається величиною джерела напруги зміщення  $E_0$ . Аналогічно отримують обмеження знизу.

Для двобічного обмеження використовують подвійні ключі. На рис. 5.2 показано двобічне обмеження синусоїдальної напруги за допомогою подвійного діодного ключа (див. рис. 3.3). При цьому за допомогою амплітудного обмежувача формується трапецеїдальна напруга з синусоїдальною.

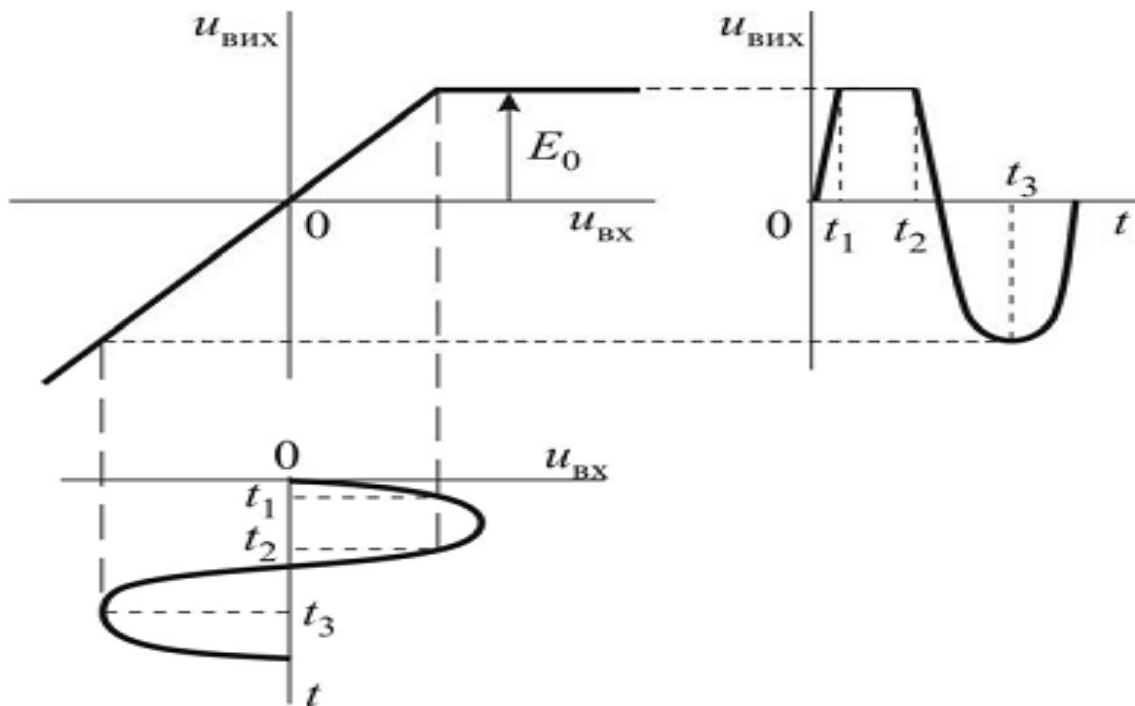


Рисунок 5.1 – Діаграми, що пояснюють роботу амплітудного обмежувача зверху

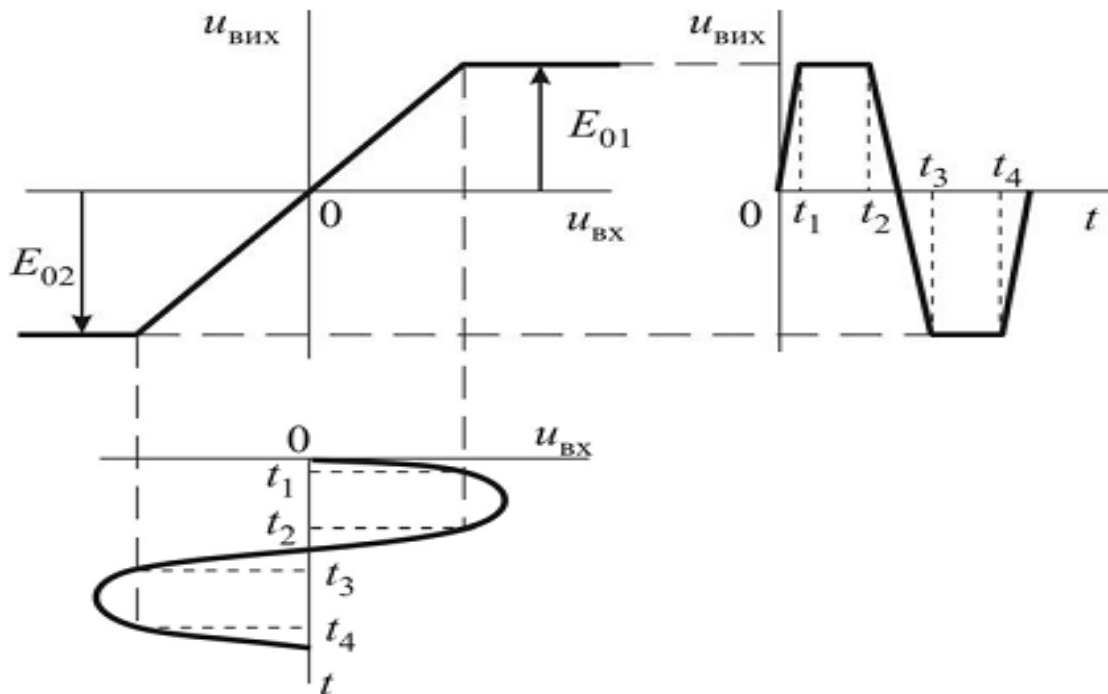


Рисунок 5.2 – Діаграми, що пояснюють роботу двобічного амплітудного обмежувача

Амплітудний обмежувач на стабілітроні дає можливість отримувати трапецоїдні імпульси, відсікаючи синусоїдальну півхвилю знизу (рис. 5.3). У стабілітрона  $VD$  при прямому вмиканні можна вважати опір  $R_{пр} = 0$ , тому на ділянці від  $t_3$  до  $t_4$  вихідна напруга

$$u_{\text{вих}} = R_{\text{пр}} i = 0. \quad (5.1)$$

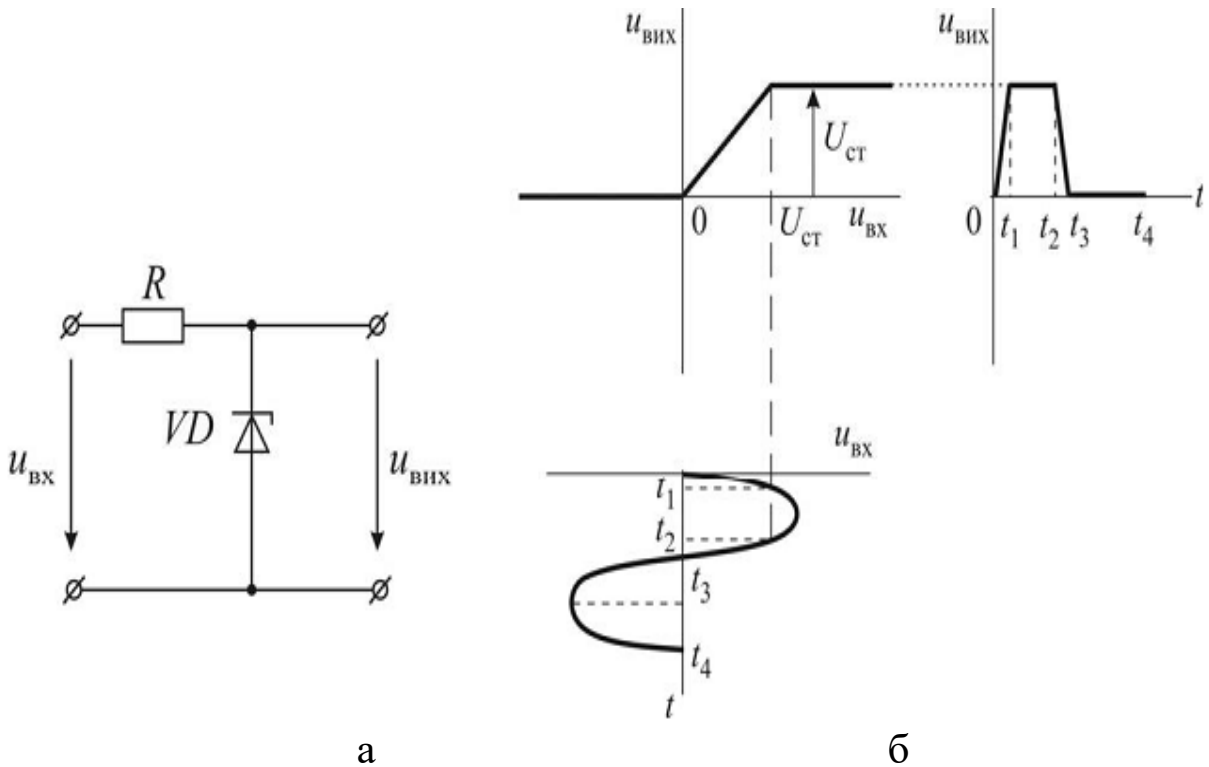


Рисунок 5.3 – Схема (а) і характеристики роботи (б) амплітудного обмежувача на стабілітроні

Якщо амплітуда вхідної напруги значно більша рівня обмеження, який задається стабілітроном ( $U_{\text{вх м}} \gg U_{\text{ст}}$ ), то можна отримати вихідну напругу, близьку за формою до прямокутних імпульсів.

Амплітудним селектором імпульсів називають пристрій, призначений для виділення імпульсів, амплітуда яких є більшою або меншою певного рівня (рівня селекції), або імпульсів, амплітуда яких знаходиться в заданих межах. На рис. 5.4,а показано застосування послідовного діодного обмежувача з ненульовим рівнем вмикання (див. рис. 3.1) для селекції імпульсів, амплітуда яких перевищує значення напруги зміщення  $E_0$ .

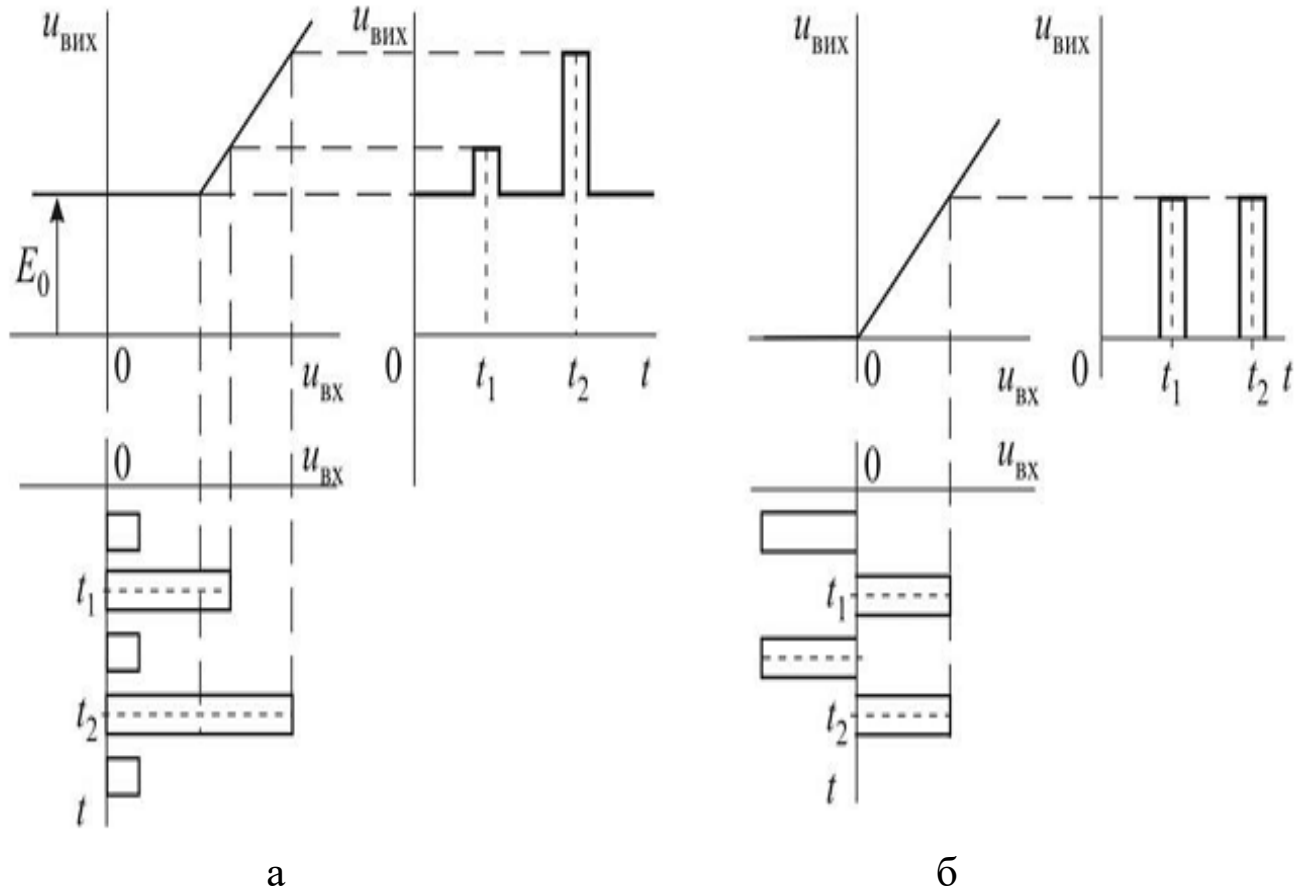


Рисунок 5.4 – Діаграми, що пояснюють роботу селектора імпульсів: (а) – за амплітудою; (б) – за полярністю

При нульовому рівні обмежувача ( $E_0 = 0$ ) за допомогою послідовного діодного ключа забезпечується селекція імпульсів за полярністю (рис. 5.4,б).

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке амплітудний обмежувач? Накресліть діаграми, що пояснюють роботу амплітудного обмежувача зверху.
2. Накресліть діаграми, що пояснюють роботу двобічного амплітудного обмежувача. За допомогою якого електронного пристрою забезпечується робота цього обмежувача?

3. Що таке амплітудний селектор імпульсів? Наведіть діаграми, що пояснюють роботу селектора імпульсів за амплітудою. За допомогою якого електронного пристрою забезпечується робота цього селектора?

4. Наведіть діаграми, що пояснюють роботу селектора імпульсів за полярністю. За допомогою якого електронного пристрою забезпечується робота цього селектора?

5. Наведіть схему і поясніть роботу амплітудного обмежувача на стабілітроні, що дає можливість отримувати трапецієподібні імпульси.