

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД  
“УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ”**

**ШУАІБОВ О.К, ШЕВЕРА І.В.,  
МАЛІНІНА А.О., МАЛІНІН О.М.**

# **НИЗЬКОВОЛЬТНА ІМПУЛЬСНА ЕЛЕКТРОНІКА**



**УЖГОРОД – 2018**

**УДК 621.382.2 / . (075.8)**  
**ББК 32.844.1я73**

**Низьковольтна імпульсна електроніка.** Навчальний посібник./Шуаїбов О.К., Шевера І.В., Малініна А.О., Малінін О.М. – Ужгород, Ужгородський національний університет, 2018, –236с. – Укр. мовою.

В навчальному посібнику основну увагу приділено вивченню фізичних основ формування низьковольтних електричних імпульсів за допомогою пасивних ланок, підсилення імпульсів малої амплітуди, формування імпульсів із використанням ланок на основі діодів, транзисторів та логічних мікросхем, а також генерування низьковольтних прямокутних імпульсів. В посібнику наведено описи до чотирьох лабораторних робіт з низьковольтної, слабкострумової імпульсної електроніки та приведено опис програми «Multisim», яка дозволяє інтерактивно створювати принципові електронні схеми і моделювати їх режими роботи.

Посібник може бути використаний для засвоєння програмного матеріалу з навчальних дисциплін «Імпульсна техніка», «Фізика плазми» та «Квантова електроніка», які вивчаються студентами фізиками фізичних факультетів університетів і студентами, які спеціалізуються в галузі біомедичної інженерії. Посібник також може бути корисним аспірантам та молодим дослідникам, які спеціалізуються в галузі фізичної електроніки.

Рекомендовано до друку Вченою радою ДВНЗ «Ужгородський національний університет», протокол № 1 від 25 січня 2018 р.

Іл.186. Бібл.: 14 назви.

Рецензенти:

**Боровик Олександр Олександрович**, доктор фіз.-мат. наук,  
старший науковий співробітник Інституту електронної фізики  
НАН України;

**Жихарев Володимир Миколаєвич**, кандидат фіз.-мат. наук, доцент  
кафедри фізики напівпровідників ДВНЗ “Ужгородський  
національний університет” МОН України

## ЗМІСТ

|   |     |
|---|-----|
| ЗМІСТ .....   | 3   |
| ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....  | 6   |
| ВСТУП.....  | 8   |
| <br>  |     |
| ТЕМА 1. ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНЦЮГИ.....   | 10  |
| 1.1. Імпульси: класифікація, параметри і характеристики.....  | 10  |
| 1.2. Проходження імпульсів через RC - ланки. Напруга та струм у RC - ланках під впливом одиночного стрибка..... | 15  |
| 1.3. Диференційна і розділова RC-ланки.....   | 17  |
| 1.4. Реальні RC – ланки за імпульсного впливу .....   | 21  |
| 1.5. Фіксатори рівня в диференційних RC-ланках .....  | 23  |
| 1.6. Інтегрувальні RC-ланки .....   | 26  |
| 1.7. Низьковольтний імпульсний трансформатор.....   | 28  |
| 1.8. Лінії затримки імпульсних сигналів.....  | 36  |
| Контрольні запитання .....  | 43  |
| <br>  |     |
| ТЕМА 2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ В ІМПУЛЬСНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ.....  | 46  |
| 2.1. Біполярні транзистори: схеми вмикання, характеристики і режими роботи .....                                | 46  |
| 2.2. Робота планарного транзистора в імпульсному режимі. Транзисторний підсилювач-обмежувач.....                | 55  |
| 2.3. Імпульсні підсилювачі та емітерний повторювач на транзисторах ...  | 65  |
| Контрольні запитання .....  | 74  |
| <br>  |     |
| ТЕМА 3. ТВЕРДОТІЛІ СИЛЬНОСТРУМОВІ КОМУТАТОРИ .....  | 76  |
| 3.1. Потужні імпульсні транзистори.....   | 77  |
| 3.2. Характеристики тунельних діодів .....  | 82  |
| 3.3. Будова і основні характеристики диністорів та тиристорів.....  | 85  |
| 3.4. Спеціальні типи тиристорів.....  | 93  |
| Контрольні запитання .....  | 99  |
| <br>  |     |
| ТЕМА 4. ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ ТА СПУСКОВІ ІМПУЛЬСНІ ПРИБОРИ.....  | 101 |
| 4.1. Обмежувачі амплітуди імпульсів на діодах .....   | 101 |
| 4.2. Загальні відомості про тригери та їх застосування.....   | 106 |
| 4.3. Симетричний тригер на транзисторах.....  | 109 |
| 4.4. Тригер на тунельному діоді.....  | 113 |
| 4.5. Тригер на тиристорі.....   | 115 |
| 4.6. Несиметричний тригер з емітерним зв'язком (тригер Шмітта) .....  | 118 |
| Контрольні запитання .....  | 121 |

|   |     |
|---|-----|
| ТЕМА 5. ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ НА<br>ТРАНЗИСТОРАХ.....                      | 123 |
| 5.1. Мультивібратор і одновібратор з колекторно-базовими зв'язками.                   | 124 |
| 5.2. Блокінг – генератори.....  | 132 |
| Контрольні запитання .....  | 138 |
| <br>ТЕМА 6. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ .....                            | 139 |
| 6.1. Поняття про основні логічні операції і логічні елементи .....                    | 139 |
| 6.2. Параметри логічних елементів та схема транзисторно-транзисторної<br>логіки ..... | 141 |
| 6.3. Формувачі та селектори імпульсів на логічних елементах.....                      | 145 |
| 6.4. Генератори імпульсів на логічних елементах .....                                 | 152 |
| Контрольні запитання .....  | 157 |
| <br>ТЕМА 7. СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ<br>ВМИКАННЯМ ТИРИСТОРІВ.....         | 159 |
| 7.1. Загальні положення про системи імпульсно-фазового керування...                   | 159 |
| 7.2. СІФК з горизонтальним керуванням.....  | 160 |
| 7.3. СІФК з вертикальним керуванням.....  | 162 |
| 7.4. Типові вузли СІФК з вертикальним керуванням .....                                | 164 |
| 7.4.1. Генератори лінійно змінюваної напруги .....                                    | 165 |
| 7.4.2. Вузол порівняння.....  | 167 |
| 7.4.3. Імпульсний підсилювач потужності.....  | 167 |
| 7.5. Застосування СІФК у резистивно-ємнісних схемах .....                             | 169 |
| 7.6. СІФК з цифровим керуванням .....   | 170 |
| Контрольні запитання .....  | 173 |
| <br>8. ПРАКТИКУМ З НИЗЬКОВОЛЬТНОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ<br>.....                     | 175 |
| Лабораторна робота № 1. ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНКИ ІМПУЛЬСІВ<br>.....                     | 175 |
| Лабораторна робота № 2. ІМПУЛЬСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА<br>ТРАНЗИСТОРАХ.....                 | 183 |
| Лабораторна робота № 3. ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ.....                                      | 187 |
| Лабораторна робота № 4. ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ<br>.....                     | 193 |
| <br>9. МОДЕЛЮВАННЯ ІМПУЛЬСНИХ ТА ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ В<br>СЕРЕДОВИЩІ MULTISIM.....     | 199 |
| 9.1. Інтерфейс програми.....  | 199 |
| 9.1.1. Меню File .....  | 200 |
| 9.1.2. Меню Edit.....   | 201 |

|   |         |
|---|---------|
| 9.1.3. Меню View .....  | 202     |
| 9.1.4. Меню Place .....   | 203     |
| 9.1.5. Меню MCU.....  | 207     |
| 9.1.6. Меню Simulate .....  | 207     |
| 9.1.7. Transfer Menu .....  | 208     |
| 9.1.8. Tools Menu.....  | 208     |
| 9.1.9. Reports Menu .....   | 210     |
| 9.1.10. Options Menu .....  | 210     |
| 9.1.11. Menu Window .....   | 210     |
| 9.1.12. Help Menu .....   | 211     |
| 9.2. Панель інструментів.....   | 211     |
| 9.3. Віртуальні прилади Multisim.....                                 | 212     |
| 9.3.1. Логічний перетворювач (Logic Converter).....                   | 212     |
| 9.3.2. Осцилограф (Oscilloscope).....                                 | 214     |
| 9.3.3. Мультиметр (Multimeter).....                                   | 217     |
| 9.3.4. Функціональний генератор (Function Generator) .....            | 219     |
| 9.3.5. Генератор слів (Word Generator).....                           | 220     |
| 9.3.6. Логічний аналізатор (Logic Analyzer) .....                     | 223     |
| 9.3.7. Ватметрів (Wattmeter) .....                                    | 226     |
| 9.3.8. Вимірювач АЧХ і ФЧХ (Bode Plotter).....                        | 227     |
| 9.3.9. Спектроаналізатор (Spectrum Analyzer).....                     | 227     |
| 9.3.10. Аналізатор електричних ланцюгів (Network Analyzer) .....      | 228     |
| 9.4. Компоненти Multisim .....  | 228     |
| 9.5. Створення схем.....  | 230     |
| 9.6. Плоттер (Grapher) .....  | 231     |
| 9.7. Аналіз (Analysis).....   | 232     |
| 9.7.1. AC Analysis (Розрахунок частотних характеристик).....          | 232     |
| 9.7.2. Transient Analysis (Розрахунок перехідних характеристик) ..... | 234     |
| 9.7.3. Parameter Sweep (Багатоваріантний аналіз).....                 | 237     |
| <br>СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....  | <br>238 |

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- БЕТ** – багатоемітний транзистор  
**БП** – біполярний транзистор  
**БР** – бар’єрний розряд  
**БС** – блок синхронізації  
**БТІЗ** – біполярний транзистор з ізолюваним затвором  
**ВАХ** – вольт-амперна характеристика  
**ВП** – вузол порівняння  
**ВУФ** – вакуумний ультрафіолет  
**ВЧ** – високочастотний  
**ГДК** – газодинамічний контур  
**ГЗН** – генератор змінної напруги  
**ГІН** – генератор імпульсної напруги  
**ГЛН** – генератор лінійно змінюваної напруги  
**ГРК** – газорозрядна камера  
**ГТІ** – генератор тактових імпульсів  
**ГТО** (Gate Transistor Oxide) – біполярний високовольтний транзистор  
**ДДП** – дифузно-дрейфовий потік електронів  
**ЕРС** – електрорушійна сила  
**ЗГ** – задаючий генератор  
**ЗП** – задаючий пристрій  
**ІМПЕГЛ** – імпульсно-періодичний ексіплексний газорозрядний лазер  
**ІМПЛ** – імпульсно-періодичний лазер  
**ІР** – іскровий розрядник  
**ІСН** – імпульсний стабілізатор напруги  
**IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor) – біполярний транзистор з ізолюваною базою  
**ІТ** – імпульсний трансформатор  
**КЗ** – коротке замикання  
**ККД** – коефіцієнт корисної дії  
**КСН** – компенсаційний стабілізатор напруги  
**ЛЕ** – логічний елемент  
**ЛЗ** – лінія затримки  
**ЛІ** – лічильник імпульсів  
**МВ** – мережений випрямляч

**МНКЕ** – мінімально необхідна кількість електронів в системі передіонізації газового лазера  
**МОН** – метал-окисел-напівпровідник  
**МФО** – мостовий фазообертач  
**MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) – потужний польовий транзистор  
**ОПН** – одноконтурний перетворювач напруги  
**ПЗЗ** – пристрій із зарядовим зв'язком  
**ПН** – перетворювач напруги  
**ПОР** – поперечний об'ємний розряд  
**ПП** – підсилювач потужності (або порівнювальний пристрій)  
**ППК** – пристрій порівняння кута керування  
**ПР** – поверхневий розряд  
**ПТІЗ** – польовий транзистор з ізольованим затвором  
**ПФЛ** – подвійна формуюча лінія  
**Р** – реєстр  
**РПН** – регульований перетворювач напруги  
**РТН** – розрядник низького тиску  
**РУ** – реле управління  
**СЕ** – спільний емітер (або система електродів лазера)  
**СІФК** – система імпульсно-фазового керування  
**СК** – схема керування  
**СП** – система попередньої іонізації газового середовища лазера чи лампи  
**СС** – схема співпадіння  
**ТТЛ** – транзисторно-транзисторна логіка  
**ТЕА** – Transversely Excited Atmospheric Laser  
**УФ** – ультрафіолет  
**ФЗП** – фазозсувний пристрій  
**ФІ** – формувач імпульсів  
**ХХ** – холостий хід

## ВСТУП

**Електроніка** – це галузь науки і техніки, яка вивчає фізичні явища, спричинені зміною концентрації та перенесенням заряджених частинок у вакуумі, газах й твердих тілах; електричні характеристики і параметри електронно-вакуумних, іонних і напівпровідникових приладів, властивості пристроїв та систем, яких використовуються електронно-вакуумні, іонні та напівпровідникові прилади.

На основі першого з цих напрямків базується **фізична електроніка**, другий і третій напрями є основою **технічної електроніки**.

Технічна електроніка включає наступні головні напрями: радіоелектроніка, промислова електроніки, ядерна та біологічна електроніка.

**Радіоелектроніка** тісно пов'язана з радіотехнікою, тому що є основою радіозв'язку, телебачення, радіоастрономії тощо.

**Промислова електроніка** пов'язана з використанням електронних пристроїв для промисловості і обслуговує її засобами контролю, керування, вимірювання, перетворенням електричної енергії і технологічним обладнанням.

**Ядерна електроніка** зв'язана з процесами одержання, вивчення і використання елементарних часток.

**Біологічна (медична) електроніка** охоплює використання електронних пристроїв у медико-біологічних дослідженнях.

Всі види електроніки в тій чи іншій мірі пов'язані з перетворенням, генеруванням і вимірюванням імпульсів, що і є предметом вивчення імпульсної електроніки.

**Імпульсна електроніка** – це галузь науки, яка займається вивченням сукупності методів та засобів перетворення, генерування і вимірювання електричних імпульсів.

Сучасна імпульсна електроніка інтенсивно розвивається в двох основних напрямках:

- **інформаційному**, який включає електронні системи вимірювання, контролю і керування різними технологічними процесами на виробництві і в наукових дослідженнях. Підсилювачі сигналів, генератори імпульсів струму і напруги різної форми та частоти, логічні схеми, лічильники й індикатори -



все це пристрої інформаційної електроніки, яка заснована переважно на використанні інтегрованих схем та транзисторів.

- **силовому (або енергетичному)** напрямку, що пов'язаний з перетворенням змінного та постійного струмів для потреб електроенергетики, металургії, хімії тощо.

Електронні системи за способом формування і передавання сигналів керування поділяються на **аналогові** та **дискретні**.

В електронній системі аналогового типу кожному конкретному значенню реальної фізичної величини на вході відповідає цілком визначене значення обраного електричного параметра постійного чи змінного струму. **Перевагами** аналогових систем є теоретично максимально досяжні точність та швидкодія і простота систем. Їх **недоліками** є низька завадостійкість та нестабільність параметрів, які зумовлені значною залежністю властивостей пристрою від зовнішніх дестабілізуючих чинників, наприклад, температури, часу роботи, дії зовнішніх полів тощо.

**Дискретні електронні пристрої** призначені для приймання і перетворення електричних сигналів, одержаних внаслідок квантування (тобто заміни безперервного сигналу його значеннями в деяких точках) за часом або (та) за рівнем заданої аналогової функції. Тому сигнали, які в них діють, пропорційні обмеженому числу обраних за певним законом значень реальної фізичної величини, відображеної у вигляді різних параметрів імпульсів (амплітуди, тривалості, періоду тощо). У дискретних електронних системах використовується лише частина інформації про реальну фізичну величину.

**Основними перевагами** тут є те, що імпульсна та середня потужності визначаються через шпаруватість, тому за великої шпаруватості можна отримати істотне перевищення потужності в імпульсі, що сприяє поліпшенню показників маси та габаритних розмірів; при роботі у режимі ключа розсіювання потужності мінімальне, а це підвищує коефіцієнт використання пристрою; властивості дискретних пристроїв менше залежать від нестабільності параметрів своїх складових; завадостійкість дискретних приладів вища, оскільки зменшується проміжок часу, коли завада може впливати на сигнал; в них застосовується однотипна елементна база, що сприяє підвищенню надійності і зниженню вартості при серійному виробництві.

## ТЕМА 1. ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНЦЮГИ

Пасивні формуючі ланцюги електричних імпульсів одержали значне поширення в низьковольтній імпульсній електроніці, яка базується на основі як дискретних, так і інтегрованих електронних схемах. Перед усім, розглянуто класифікацію імпульсів та їх основні характеристики. На основі розгляду проходження імпульсів через RC-ланки, встановлено основні умови їх використання як диференціальних, розділових та інтегрувальних.

Для зміни амплітуди імпульсів, узгодження напруг чи струмів в генераторах імпульсів, зміни полярності імпульсів тощо широко використовуються імпульсні трансформатори, а для затримки імпульсів в часі – лінії затримки імпульсних сигналів, які також відносяться до пасивних ланцюгів і розглянуті в цій темі.

### 1.1. Імпульси: класифікація, параметри і характеристики

**Імпульс** - це короткочасна зміна напруги або струму в електричному колі. Імпульси за формою бувають: прямокутні, трикутні, трапецеїдальні, експоненціальні тощо; вони можуть бути однієї та різної полярності (рис.1.1-1.3).

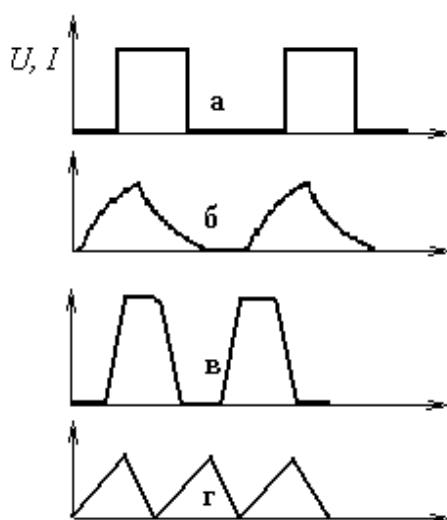
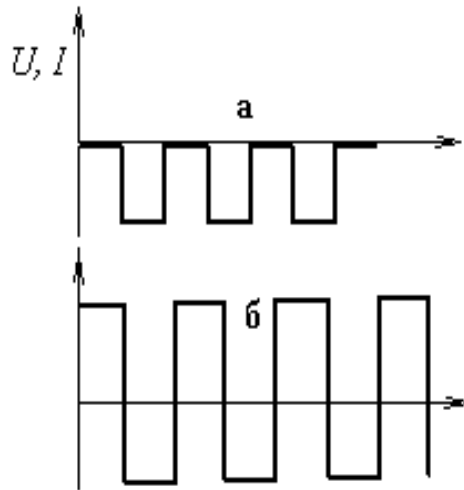


Рис.1.1. Імпульси різної форми.



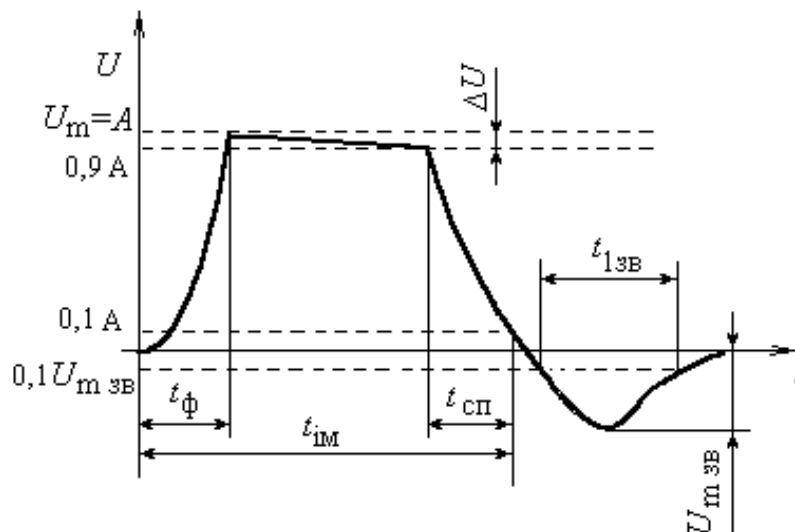
**Рис.1.2.** Імпульси різних полярностей.

Для одержання імпульсних послідовностей (рис.1.4.) різної форми, амплітуди і частоти застосовують спеціальні генератори.

Основними параметрами і характеристиками електричних імпульсів є (рис.1.3):

- 1) амплітуда  $U_m=A$ ;
- 2) активна тривалість (вимірюється на рівні 0,1 A)  $t_{iM}$ ;
- 3) крутість фронту  $S_\phi=dU/dt=U_m/t_\phi$ ;
- 4) крутість спаду  $S_{сп}=dU/dt=U_m/t_{сп}$ ;
- 5) спад вершини імпульсу  $\Delta U$ , який оцінюється відношенням  $(\Delta U/U_m) \cdot 100\%$ ;
- 6)

**Рис.1.3.**  
Приклад  
реального  
імпульсу.



- 7) амплітуда зворотного викиду  $U_{m зв}$ ;

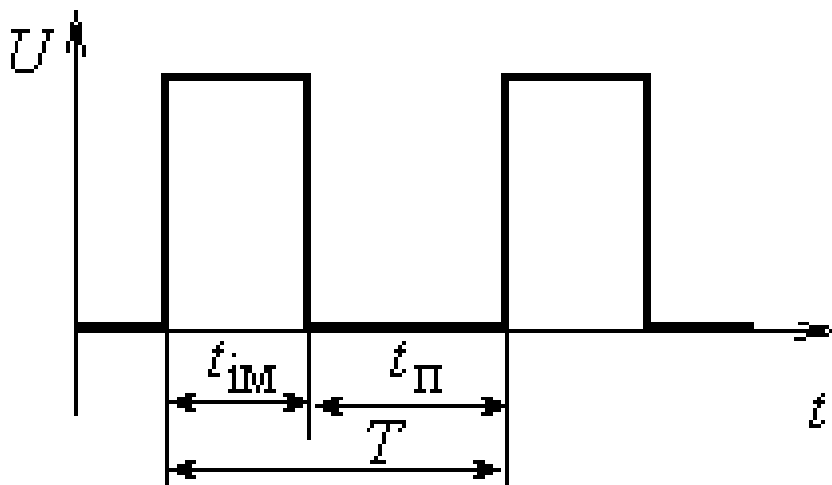
- 8) тривалість зворотного викиду  $t_{1\text{зв}}$  (вимірюється на рівні  $0,1 U_m$  зв);
- 9) потужність імпульсу  $P=W/t_{\text{ім}}$ , де  $W$ ,  $t_{\text{ім}}$  – енергія і тривалість імпульсу.

Періодично повторювані імпульси утворюють імпульсну послідовність, яку характеризують наступними параметрами (рис.1.4):

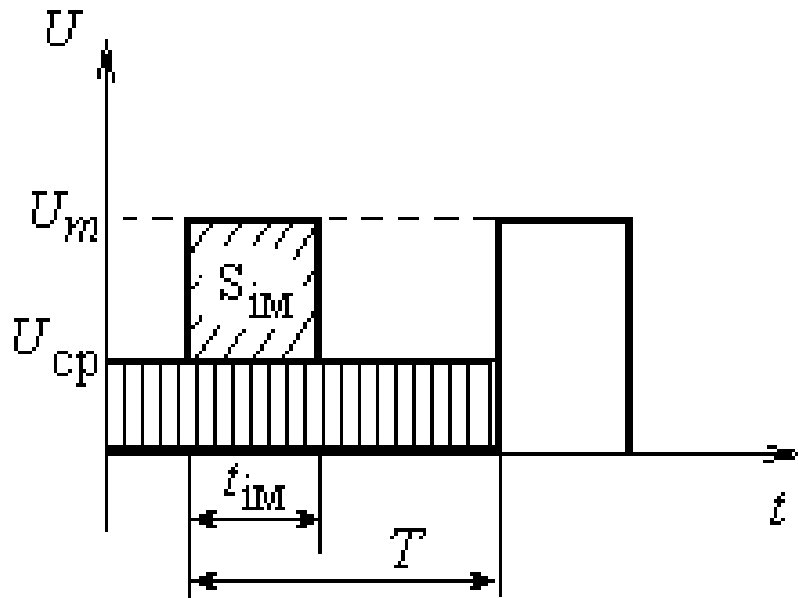
- частота  $f=1/T$ , де  $T=t_{\text{ім}}+t_{\text{п}}$ ;
- коефіцієнт заповнення  $j=t_{\text{ім}}/T$  (діапазон зміни від 0 до 1), шпаруватість  $Q=T/t_{\text{ім}}$  (діапазон зміни від нескінченності до 1);
- середнє значення імпульсу (рис.1.5)

$$U_{\text{ср}} \cdot T = \int U(t) \cdot dt; \quad U_{\text{ср}} = 1/T \cdot \int U(t) \cdot dt = S_{\text{ім}}/T = (U_m \cdot t_{\text{ім}})/T = U_m \cdot \gamma = U_m/Q.$$

**Перепадом напруги** називають швидкі, практично стрибкоподібні, зміни напруги між двома рівнями. Якщо напруга в результаті перепаду змінюється з більш низького рівня до більш високого, то такий перепад називається **позитивним**. Якщо ж напруга змінюється від більш високого рівня до нижчого, то перепад - **негативний**. Різницю напруги (струму) до і після перепаду називають величиною або амплітудою перепаду. Час

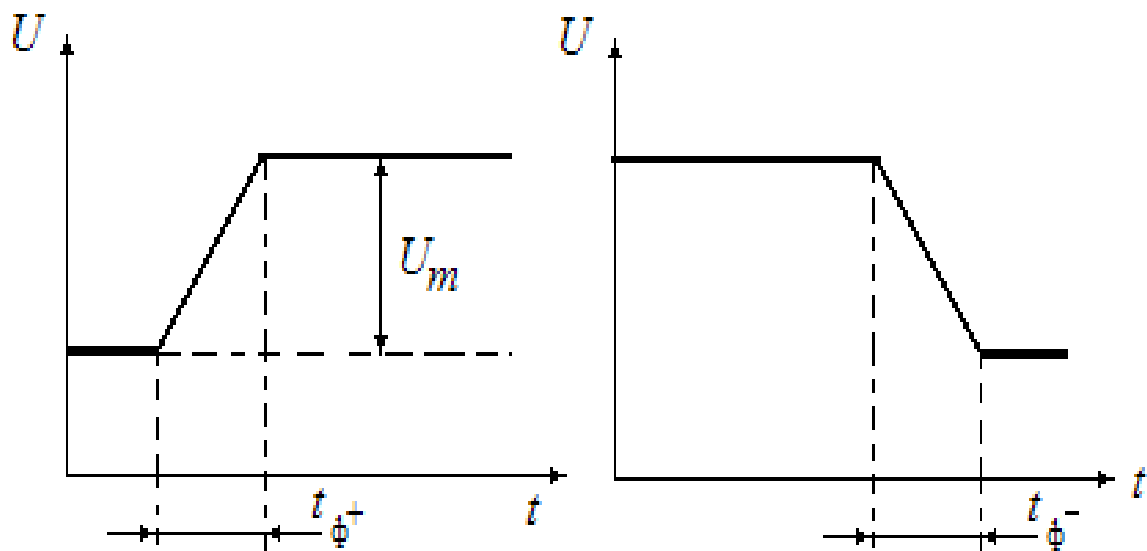


**Рис.1.4.** Імпульсна послідовність.



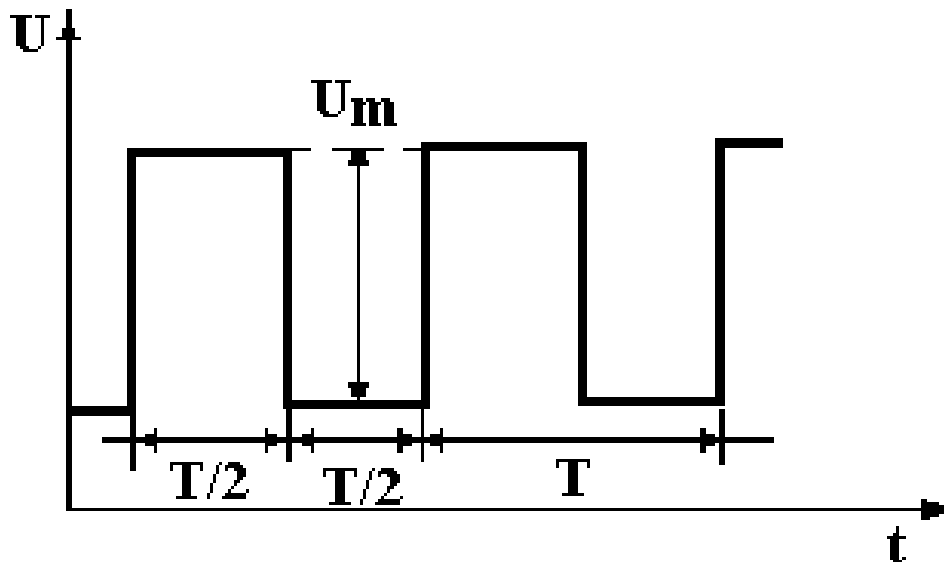
**Рис.1.5.** Визначення середнього значення.

перепад - **негативний**. Різницю напруги (струму) до і після перепаду називають величиною або амплітудою перепаду. Час зміни напруги (струму) від одного рівня до другого називають тривалістю фронту ( $t_{\phi}^+$ ;  $t_{\phi}^-$ ) (див. рис.1.6)



**Рис.1.6.** Перепади напруг.

Позитивні і негативні перепади напруги чи струму, які періодично повторюються утворюють напругу чи струм прямокутної форми. Коли перепади напруги слідують через рівні проміжки часу (рис.1.7), то напруга прямокутної форми називається **меандром**.

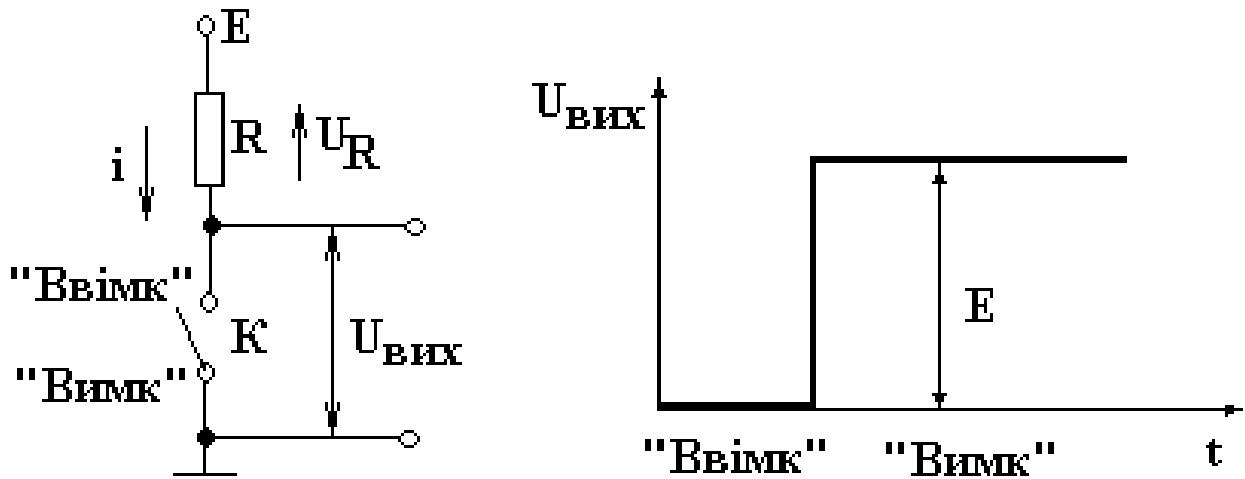


**Рис.1.7.** Меандр напруги.

При формуванні електричних імпульсів і перепадів струму діоди, транзистори, електронні лампи та відповідні інтегровані схеми працюють в ключовому режимі. **Ключовий режим** характеризується двома станами “увімкнено”, “вимкнено”. Найпростіші електронні пристрої, в яких реалізується ключовий режим роботи, називаються **ключовими схемами**.

Потужність, яка розсіюється в комутаторі  $K$  ідеального ключа рівна нулю, оскільки при проходженні струму в положенні “увімкнено” рівна нулю вихідна напруга, а в положенні “вимкнено” при  $U_{\text{вих}}=E$  струм дорівнює нулю (рис.1.8).

В реальних ключах (виготовлених на основі напівпровідникових пристроїв, електронних лампах, чи газорозрядних пристроях) перехід із стану “увімкнено” в стан “вимкнено” (або навпаки) відбувається не миттєво, а на протязі деякого проміжку часу, який визначається інертністю комутатора і паразитними ємностями схеми. Тому в реальних ключах розсіюється потужність відмінна від нульової. Чим вища залишкова напруга на комутаторі в положенні “вимкнено” і чим



**Рис.1.8.** Схема ідеального ключа та його епюра напруги.

більший час переходу ключа з одного положення в інше, тим вища на ключі потужність, що розсіюється. Для кожного ключового елемента важливим є зменшення цієї потужності, оскільки при цьому зменшується виділення тепла, зростає надійність перемикачів та появляються можливості зменшення габаритно-вагових характеристик всього імпульсного приладу.

## 1.2. Проходження імпульсів через RC - ланки. Напруга та струм у RC - ланках під впливом одиночного стрибка

Принципова схема RC-ланки та зображення одиночного стрибка напруги наведено на рис.1.9.

Рівняння стрибка, тобто напруга на вході RC-ланки описується формулою:

$$U_{\text{вх}}=0 \text{ при } t < 0; \text{ або } U \text{ при } t \geq 0. \quad (1.1)$$

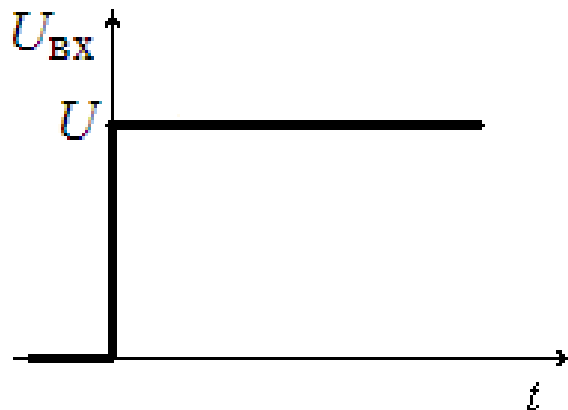
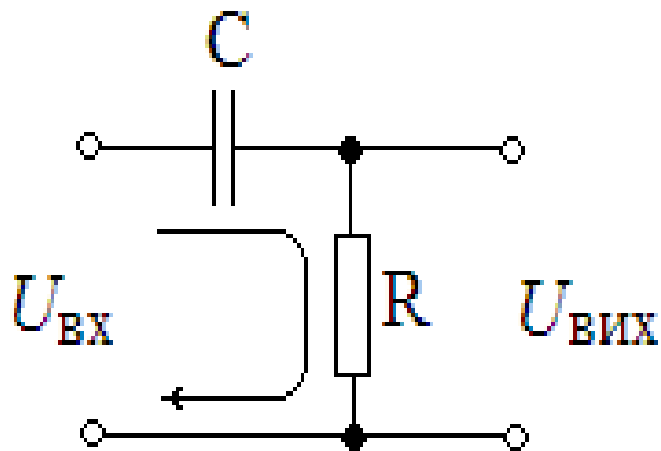
$$\text{Початкові умови: } U_C(0)=0, i(0)=0, U_R(0)=0; \quad (1.2)$$

Виходячи з другого правила Кірхгофа, для RC-ланки можна записати наступне співвідношення:

$$U=U_C+U_R=U_C+i \cdot R; \quad (1.3)$$

При врахуванні того, що  $q=U_C \cdot C$ ;  $i=dq/dt=C \cdot dU_C/dt$ , дістанемо

$$U=U_C+RC \cdot dU_C/dt ; \quad (1.4)$$



**Рис.1.9.** Принципова схема RC-ланки та одиничний стрибок напруги.

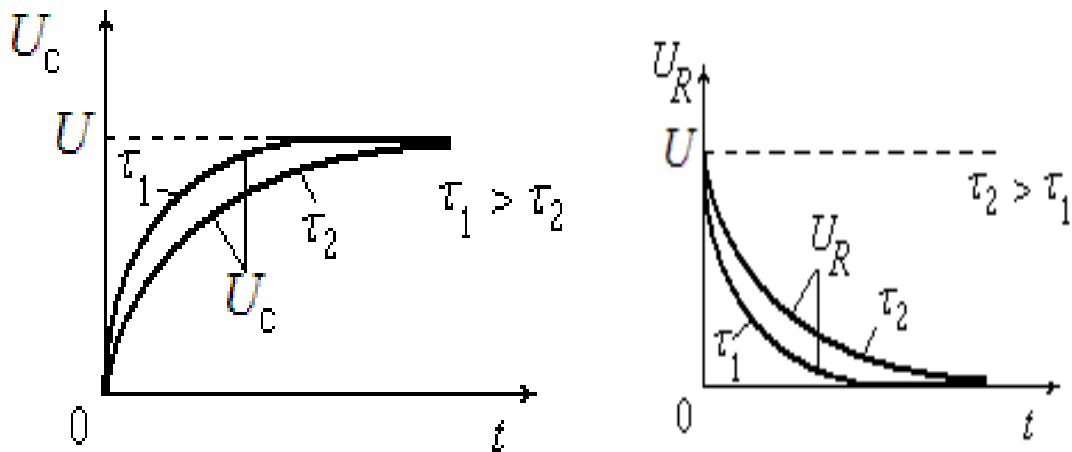
Розв’язок такого диференціального рівняння знаходиться у вигляді суми вільної та вимушеної складових і має наступний вигляд (рис.1.10):

$$U_C=U[1-\exp(-t/\tau)]; \quad U_R=U \cdot \exp(-t/\tau) \quad (1.5)$$

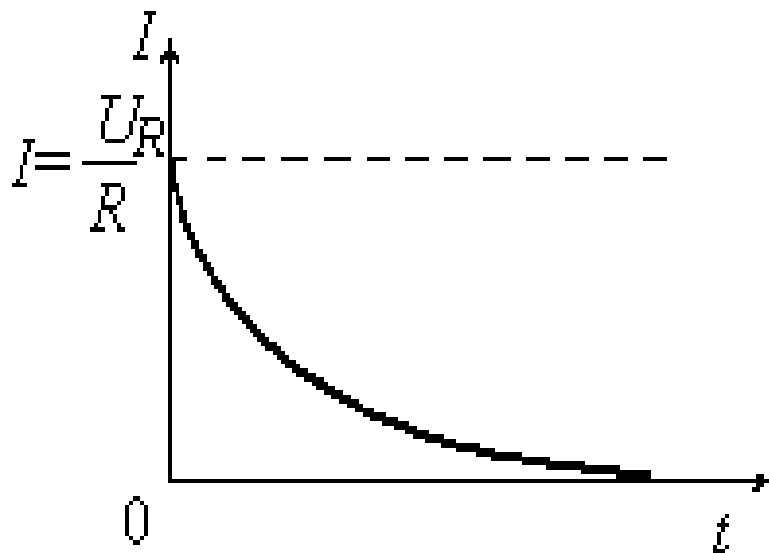
де:  $\tau=R \cdot C$  – стала часу RC – ланки.

Оскільки  $U_R=i \cdot R$ , то (рис.1.11.)  $i=U_R/R=U/R \cdot \exp(-t/\tau)$ . (1.6)





**Рис.1.10.** Залежність напруг на конденсаторі ( $U_C$ ) і опорі ( $U_R$ ) від часу при різних сталих часу RC-ланки.



**Рис.1.11.** Залежність струму від часу в RC – ланці.

### 1.3. Диференційна і розділова RC-ланки

**Диференційною** називають таку ланку, сигнал на виході якої має значення, пропорційні в кожний момент часу похідній від вхідного сигналу. Отже:

$$U_{\text{вих.}}(t) = K \cdot dU_{\text{вх.}}/dt. \quad (1.7)$$

Ідеальним пристроєм для диференціювання імпульсів можна вважати конденсатор або котушку індуктивності. Вищерозглянута RC-ланка може виконувати функції диференціювання за  $\tau \ll t_{\text{ім}}$  або бути розділовою, якщо  $\tau \gg t_{\text{ім}}$ .

Графіки напруг  $U_C$  і  $U_R$  такої ланки наведені на рис.1.12, а її схема на рис.1.13.

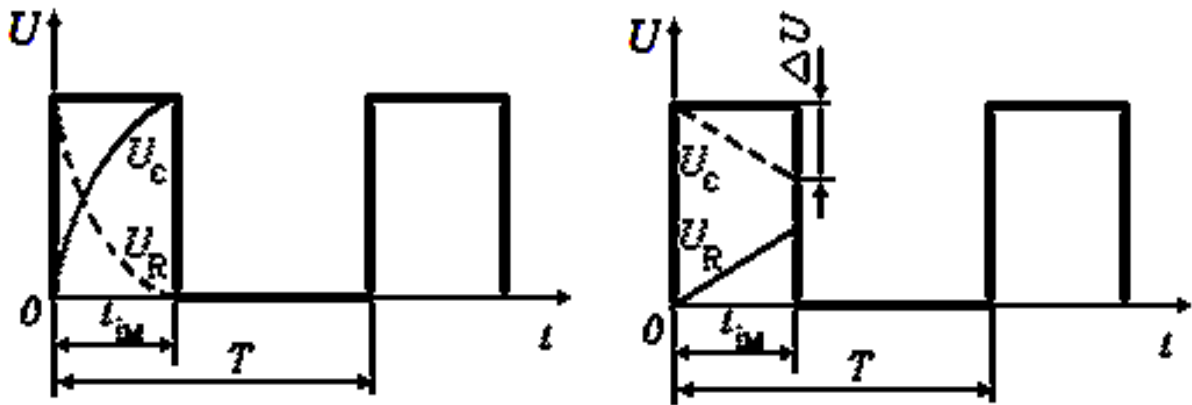


Рис.1.12. Режими напруг: а – режим I ( $\tau \ll t_{\text{ім}}$ ); б – режим II ( $\tau \gg t_{\text{ім}}$ ).

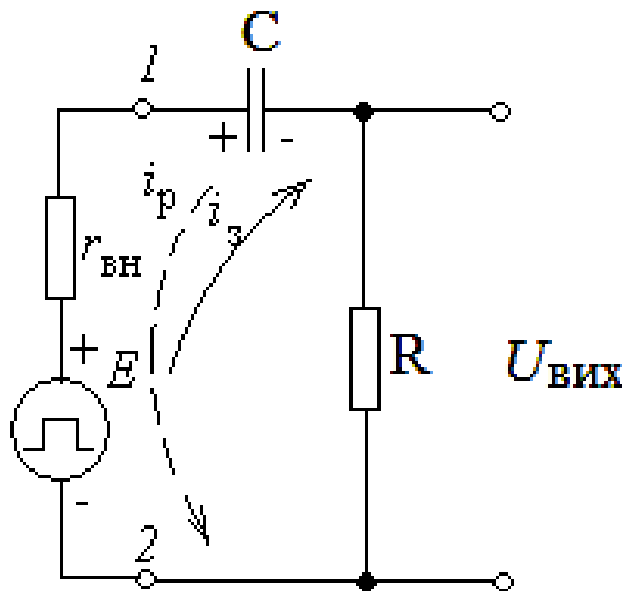


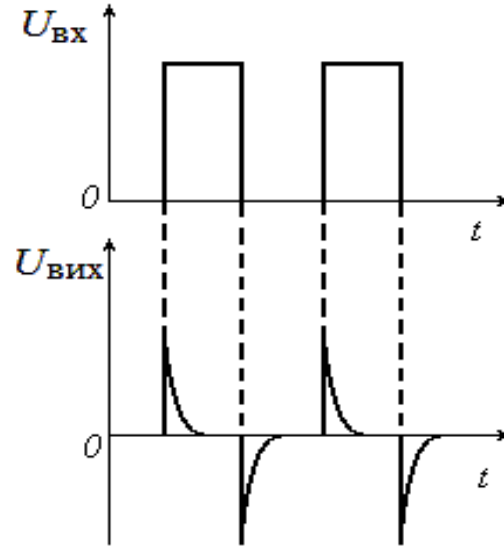
Рис.1.13. Принципова схема RC-ланки.

Існують два можливі режими роботи RC-ланки:

I. Ланка диференційна, при  $\tau \ll t_{им}$ , при цьому можливі два варіанти: а).  $\tau \ll t_{п}$  та б).  $\tau \gg t_{п}$ .

II. Ланка розділова, при  $\tau \gg t_{им}$ , при цьому також можливі два варіанти: а).  $\tau \gg t_{п}$ ; б).  $\tau \ll t_{п}$ .

Ланка диференційна під впливом імпульсної послідовності наведена на рис.1.14.



**Рис.1.14.** Графіки для  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВІХ}$  для диференційної ланки.

При поданні імпульсу на ланку конденсатор  $C$  заряджається під впливом струму  $I_3$ , а в разі паузи розряджається, зумовлюючи розрядний струм  $I_p$  (при цьому,  $E=0$ ). Коли  $r_{вн} \ll R$ , то ним можна знехтувати.

1). Розглянемо режим I, варіант а:  $\tau \ll t$ , :  $\tau \ll t_{п}$ ,

Після закінчення імпульсу (час:  $t_1$ )  $E = 0$ , або  $-U_R=U_C$  (рис.1.15).

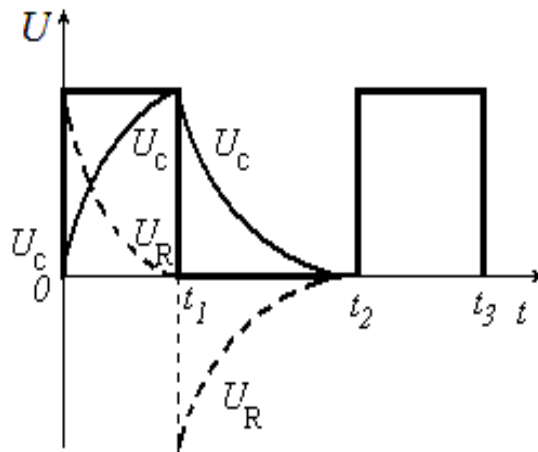
У період паузи ( $t_1-t_2$ ) конденсатор  $C$  розряджається повністю (рис.1.14) оскільки :  $\tau \ll t_{п}$

$$U_{ВІХ}=i_p \cdot R=RC \cdot dU_C/dt, \quad U_C=U_{12}-U_{ВІХ}, \text{ тоді} \quad (1.8)$$

$$U_{ВІХ}=RC \cdot d(U_{12}-U_{ВІХ})/dt, \text{ і при } U_{ВІХ} \ll U_{12} \quad (1.9)$$

дістанемо:

$$U_{ВІХ}=RC \cdot dU_{ВХ}/dt. \quad (1.10)$$

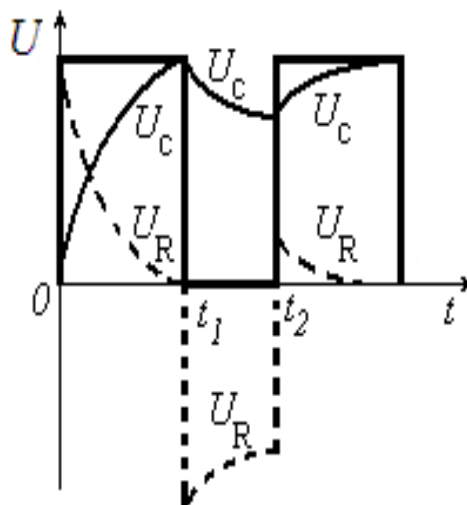


**Рис.1.15.** Залежності  $U_C(t)$  і  $U_R(t)$  (I – вар.а).

Отже, щоб ланка була диференційною, необхідно виконання трьох умов:  $\tau \ll t_{\text{имп}}$ ,  $\tau \ll t_{\text{п}}$  та  $U_{\text{вих}} \ll U_{12} = U_{\text{вх}}$ . При цьому графік напруги за наявності імпульсної послідовності має вигляд, який приведений на рис.1.14.

2).Режим I, варіант б:  $\tau \ll t_{\text{имп}}$  ;  $\tau \gg t_{\text{п}}$ .

Графіки напруг  $U_C$  і  $U_R$  наведено на рис.1.16. У цьому режимі з моменту часу  $t_2$  створюються нові початкові умови для наступного імпульсу  $U_R(t_2) = E - U_C(t_2)$ . Такий режим називають **режимом негармонійних збурень**.

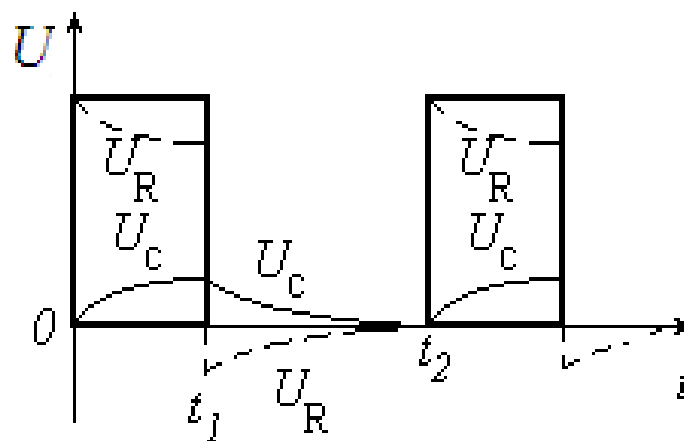


**Рис.1.16.** Залежності  $U_C(t)$  і  $U_R(t)$  (режим I, варіант б).

За  $\tau \gg t_{\text{имп}}$  та  $\tau \ll t_{\text{п}}$ , у період імпульсу перехідні процеси такі ж як і у варіанті а), але в період паузи конденсатор  $C$  не встигає розрядитися до нуля, тому нульові початкові умови не виконуються, і для диференціювання імпульсних сигналів такий режим роботи не може бути використаний.

Режим II за  $\tau \gg t_{\text{имп}}$  і  $\tau \ll t_{\text{п}}$ , забезпечує варіант розділової ланки. У момент часу  $t_1$  після дії (рис.1.17)  $U_R(t_1) = U_C(t_1)$ , а в момент часу  $t_2$  справедливі нульові початкові умови. Сигнал на виході майже повторює сигнал на вході. Отже ланка є розділовою.

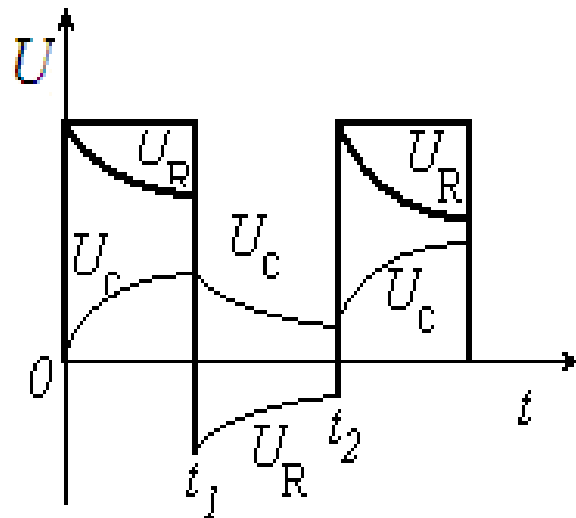
Режим II за  $\tau \gg t_{\text{имп}}$ , та  $\tau \ll t_{\text{п}}$ , аналогічний режиму I (варіант б), оскільки при  $t = t_2$  також спостерігаються нові ненульові початкові умови (рис.1.18). Тобто реалізується режим негармонійних збурень. Для розділової ланки такий варіант неприйнятний.



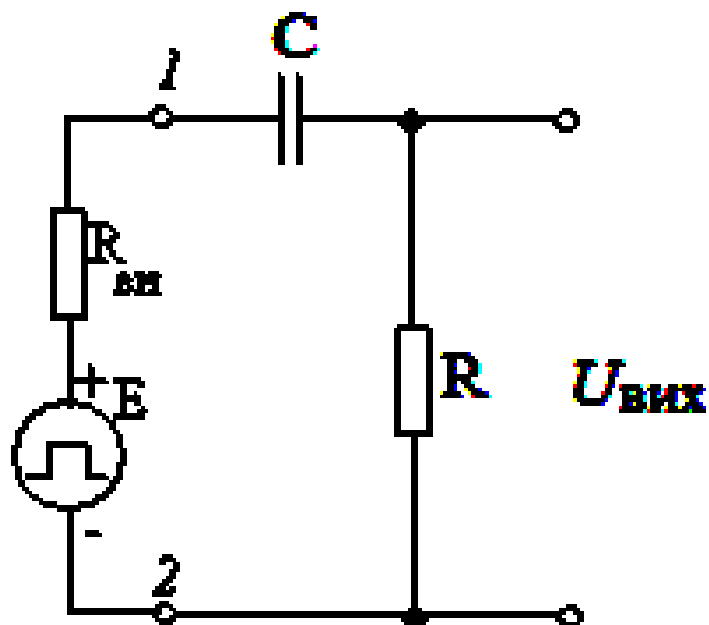
**Рис.1.17.** Залежності  $U_C(t)$  і  $U_R(t)$  в режимі II.

#### 1.4. Реальні RC – ланки за імпульсного впливу

Попередній розгляд роботи RC – ланки було наведено для ідеалізованого випадку коли тривалість фронту вхідного імпульсу була рівна нулю, вихідний опір генератора  $R_{\text{вн}}$  та паразитна ємність навантаження  $C_{\text{н}}$  вважалися гранично малими. Оцінимо вплив на роботу RC - ланки величини  $R_{\text{вн}}$ , як найбільш істотного чинника, (рис.1.19). З урахуванням внутрішнього опору



**Рис.1.18.** Режим II за :  $\tau \gg t_{\text{имп}}$  ;  $\tau \ll t_{\text{п}}$ .



**Рис.1.19.** Схема RC-ланки з урахуванням внутрішнього опору генератора імпульсів.

генератора напруга на вході RC-ланки буде меншою за електрорушійної сили (ЕРС) генератора,  $U_{12} < E$  на величину втрат напруги на внутрішньому опорі генератора. Виходячи з цього, (рис.1.20),

$$U_R(t=0)=ER_{BH}/(R+R_{BH}); U_R(t=t_1)=-U_C R/(R+R_{BH}) \quad (1.11)$$

Якщо значення опору, наприклад,  $R_{BH}=0,1 \cdot R$ , то напруга  $U_{12}=0,9 \cdot E$ . Отже, забезпечивши  $R_{BH} \leq 0,1 \cdot R$ , реальну ланку можна вважати практично ідеальною.

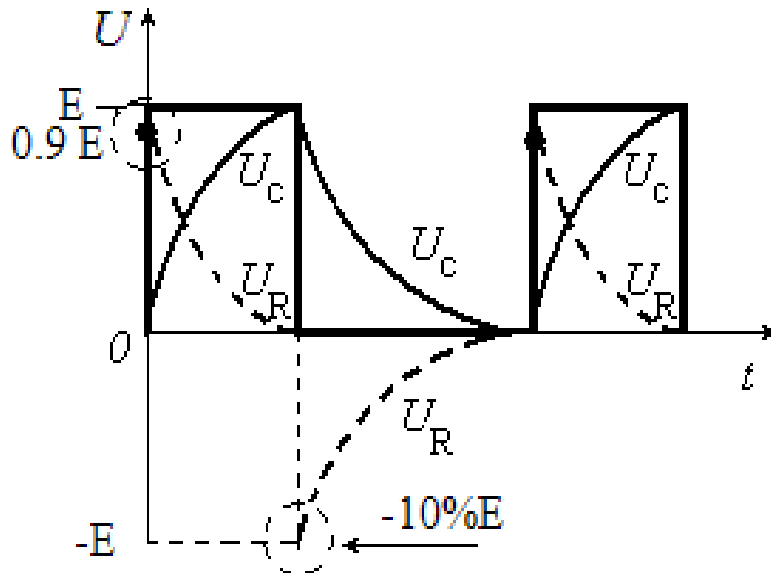


Рис.1.20.  $U_R(t)$  у реальній диференційній ланці.

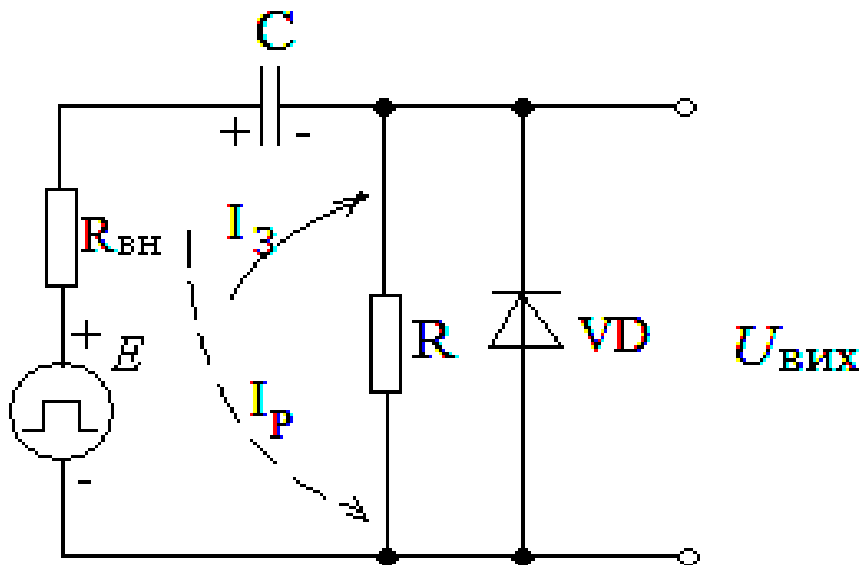
### 1.5. Фіксатори рівня в диференційних RC-ланках

Вхідні імпульси послідовності, як правило, однієї полярності, а імпульсні послідовності на виході розглянутих ланок, як правило, мають дві полярності. Тому часто виникає потреба у забезпеченні на виході RC – ланки послідовності імпульсів однієї полярності. Таке перетворення імпульсних сигналів здійснюється з допомогою фіксаторів рівня. За полярністю імпульсів на виході розрізняють фіксатори рівня позитивних і негативних імпульсів та фіксатори рівня біполярних імпульсів. Залежно від того, на якому рівні необхідно зафіксувати положення імпульсів (за рівнем основи імпульсу або за рівнем його вершини), розрізняють фіксатори початкового рівня та фіксатори вершини імпульсів.

Найпростіший варіант фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів наведено на рис.1.21.

На вхід схеми надходять позитивні імпульси. Упродовж імпульсу відбувається заряджання конденсатора  $C$  від джерела ЕРС струмом  $I_3$ . Сталу струму ланки заряджання визначимо за формулою:

$$\tau_{\text{зар}} = C (R_{\text{вн}} + R_{\text{VDзв}} / (R + R_{\text{VDзв}})) \quad (1.12)$$



**Рис.1.21.** Принципова схема фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів.

Оскільки  $R_{\text{VDзв}} \gg R$  ( $R_{\text{VDзв}} = 1 \dots 10 \text{ МОм}$ ,  $R = 10 \dots 100 \text{ кОм}$ ) і  $R_{\text{вн}} \ll R$ , то дістанемо орієнтовне значення сталої часу заряджання  $\tau_{\text{зар}} = RC$ .

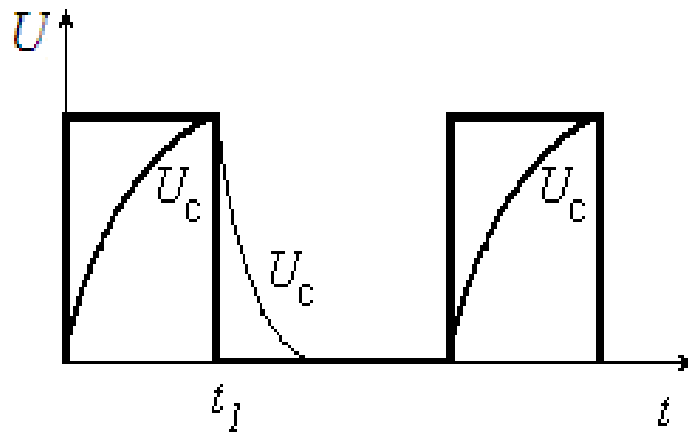
За наявності імпульсу відбувається заряджання конденсатора, а розряджання – впродовж паузи. При цьому стала часу розряджання:

$$\tau_{\text{розр}} = C (R_{\text{вн}} + R_{\text{VDпр}} \parallel R) \quad (1.13)$$

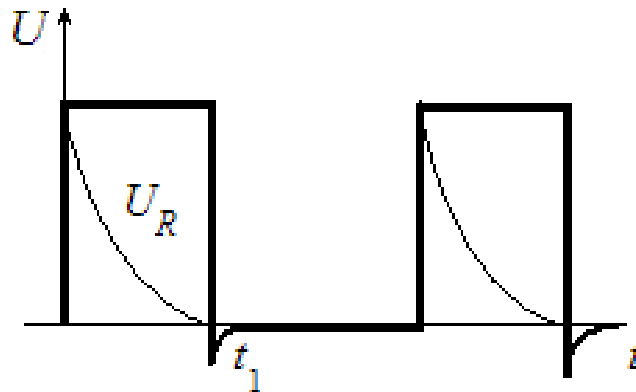
Оскільки  $R \gg R_{\text{VDпр}}$ , то  $\tau_{\text{розр}} = C(R_{\text{вн}} + R_{\text{VDпр}})$ . Часто виконується умова  $R \gg R_{\text{VDпр}}$ , тобто  $\tau_{\text{розр}} = R_{\text{вн}} \cdot C$ . Слід зазначити, що опір  $R \gg R_{\text{вн}}$ , тому  $\tau_{\text{зар}} \gg \tau_{\text{розр}}$ .

Отже застосування діода  $VD$  прискорює розряджання конденсатора. Напряга на конденсаторі, при цьому, зображена на рис.1.22., а вихідна напряга цього фіксатора на рис.1.23.





**Рис.1.22.** Напряга на конденсаторі фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів.



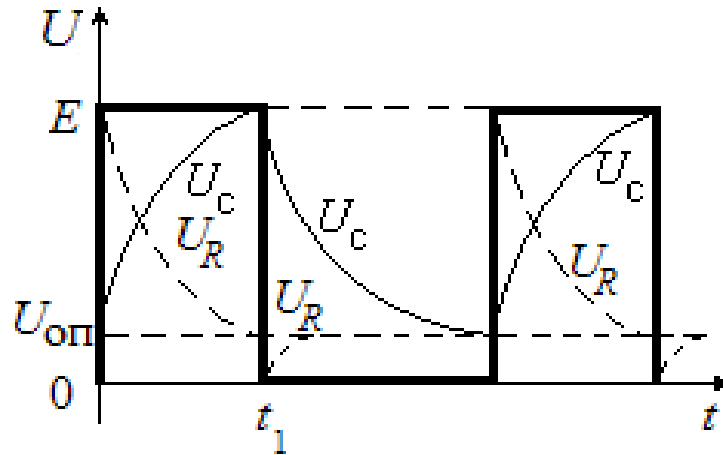
**Рис.1.23.** Вихідна напряга фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів.

Напряга виході фіксатора  $U_R = E - U_C$ . У момент часу  $t_1$  її величина визначається з виразу;

$$U_R(t_1) = -U_C \cdot R_{VDпр} / (R + R_{VDпр}) \quad (1.14)$$

Оскільки опір діода  $R_{VDпр} \ll R_{вих}$ , то напряга  $U_R(t_1) = 0$ . Фіксатор нульового рівня негативних імпульсів будується аналогічно лише діод підключається у зворотному напрямі.

У фіксатора довільного рівня для позитивних імпульсів джерело опорної напруги забезпечує зміну напруги в межах  $U_{оп} = 0 \dots E$ . Якщо  $E > U_{оп}$ , що спостерігається в період дії імпульсу, діод VD замкнений і конденсатор С заряджається струмом  $I_{зар}$  до напруги  $U_{вих} = U_{оп} + U_R$ ;  $U_R = E - U_C$ , а якщо  $E < U_R$  (період паузи) діод відкритий і конденсатор С розряджається (струм  $I_p$ ) (рис.1.24).



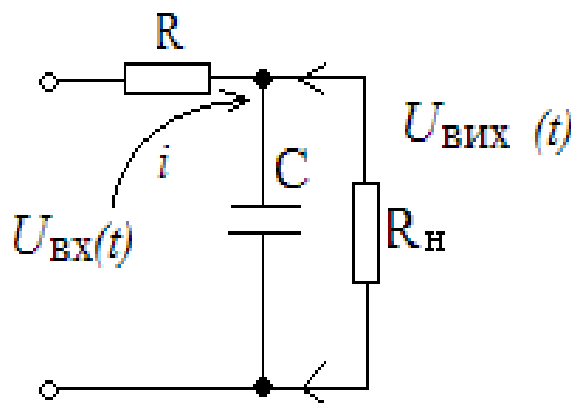
**Рис.1.24.**  $U_C(t)$ ,  $U_R(t)$  фіксатора позитивних імпульсів довільного рівня.

### 1.6. Інтегрувальні RC-ланки

**Інтегрувальною ланкою** називається чотирьохполюсник, сигнал на виході якого пропорційний інтегралу від вхідного сигналу. Операцію, яку виконує інтегрувальна ланка, можна записати у вигляді:

$$U_{\text{вих}} = K \cdot \int U_{\text{вх}}(t) \cdot dt. \quad (1.15)$$

На рис.1.25 наведено принципову схему інтегрувальної ланки.



**Рис.1.25.** Принципова схема інтегрувальної RC-ланки.

Нехай величина опору  $R$  прямує до нескінченості, що практично відбувається за  $R_H \gg R_{\text{вих}}$  ланки. Інтегрувальні ланки часто

застосовують для подовження імпульсів або для одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для інтегрувальної ланки:

$$U_C = 1/C \cdot \int i(t) \cdot dt, \quad (1.16)$$

Значення струму в інтегрувальній ланці:

$$i(t) = (U_{ВХ} - U_{ВИХ})/R \quad (1.17)$$

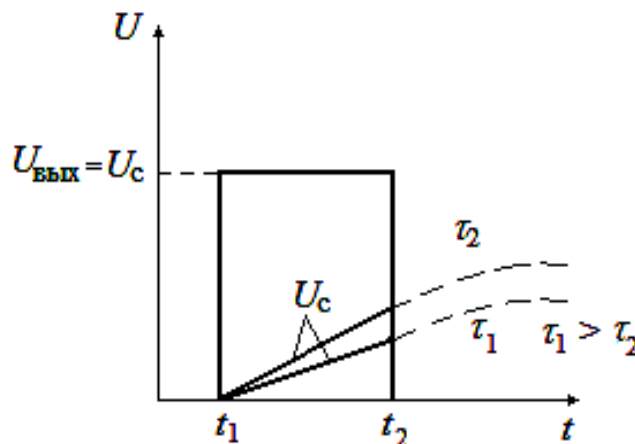
Підставимо значення струму в формулу для  $U_C$ , тоді дістанемо:

$$U_C = 1/C \int (U_{ВХ}(t) - U_{ВИХ}(t)) dt / R = 1/RC \int (U_{ВХ}(t) - U_{ВИХ}(t)) dt. \quad (1.18)$$

Для отримання ідеальної інтегрувальної ланки необхідно, щоб виконувалась умова  $U_{ВИХ} \ll U_{ВХ}$  (де  $U_{ВИХ} = U_C$ ), тоді можна записати:

$$U_C = 1/CR \cdot \int U_{ВХ}(t) \cdot dt \quad (1.19)$$

Для того щоб забезпечити низький коефіцієнт передачі ланки, тобто  $U_{ВИХ} \ll U_{ВХ}$ , слід виконати умову  $\tau \gg t_{\text{имп}}$ . Кут нахилу прямої на виході інтегрувальної ланки пропорційний амплітуді імпульсу, що інтегрується, та обернено пропорційний сталій часу



**Рис.1.26.** Напруга на виході RC-ланки при різних часах інтегрування.

$\tau$  ланки (рис.1.26).

Отже, щоб ланка точно інтегрувала, необхідно виконання наступних умов:  $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$  та  $\tau \gg t_{\text{імп}}$ .

У період дії імпульсу ( $t_1-t_2$ ):  $U_{\text{вх}}=U=\text{const}$ , тому  $U_{\text{вих}}=1/RC \cdot \int U \cdot dt = Ut/RC$ . У момент часу  $t=t_2$  напруга на виході ланки становитиме  $U_{\text{вих}}(t_2)=U \cdot t_{\text{імп}}/RC$ . Орієнтовне значення відносної похибки інтегрувальної ланки складає  $\delta=t_{\text{імп}}/\tau$ . Якщо  $\tau=10 t_{\text{імп}}$ , то похибка буде складати 10 %.

Недоліки інтегрувальних RC – ланок:

- якщо  $t_{\text{імп}}$  велике (сотні мілісекунд – секунди), то виникає потреба одержання великих сталих часу (десятки секунд), що неприйнятне для ланки;
- у разі великих значень  $C$  і  $R$  ланки утруднюється його узгодження з опором навантаження, що збільшує похибку інтегрування ланки.

## 1.7. Низьковольтний імпульсний трансформатор

Для зв'язку між транзисторними ключами може використовуватися імпульсний трансформатор (ІТ). При цьому вирішуються наступні задачі: зміна амплітуди імпульсів; узгодження напруг, струмів, опорів в навантаженні і генераторі; зміна полярності імпульсів; одержання одночасно декількох імпульсів з різними амплітудами і полярностями (з допомогою декількох вихідних обмоток). Крім цього, імпульсний трансформатор забезпечує розв'язку різних ланок за постійною напругою. Принципова електрична схема імпульсного трансформатора наведена на рис.1.27: де:  $L_I$  - індуктивність первинної обмотки,  $L_{II}$  - індуктивність вторинної обмотки,  $n = w_2/w_1$  - коефіцієнт трансформації ІТ.

Для дослідження спотворень в формі імпульсів, що передаються через ІТ, більш наглядно використовувати еквівалентну схему ІТ (рис.1.27.б). Під **ідеальним** розуміють трансформатор, який не вносить ніяких спотворень в форму імпульсів, що передаються, і який змінює лише величину напруг або струмів. При цьому напруга збільшується в  $n_i$  разів, а струм,

відповідно, зменшується в  $n_i$  разів при переході від первинної до вторинної обмотки. Величина  $n_s$  називається коефіцієнтом трансформації ідеального імпульсного трансформатора.

**Індуктивність розсіювання** –  $L_p$  дорівнює вхідній індуктивності реального ІТ при короткому замиканні його вихідної обмотки. **Індуктивність намагнічування**  $L$  наближено рівна вхідній індуктивності реального ІТ, яка виміряна на низьких частотах при розімкнених вихідних затискачах (звичайно  $L_p \ll L$ ). Враховуючи, що величина  $L$  представляє індуктивність котушки з сердечником, можна для її визначення використати формулу:

$$L = \mu_a \cdot w_1^2 \cdot S_{ж} / l_{ж}, \quad (1.20)$$

де:  $\mu_a$  - абсолютна магнітна проникність матеріалу сердечника,  $S_{ж}$  - площа корисного перерізу сердечника,  $l_{ж}$  – середня довжина магнітної силової лінії.

При великій амплітуді імпульсів, які передає ІТ, суттєвою є нелінійність кривої гістерезису сердечника тому величина  $\mu_a$  не залишається постійною на протязі імпульсу. В цьому випадку користуються **імпульсною магнітною проникністю**  $\mu_{ai}$ , яка дорівнює відношенню приросту індукції до приросту напруженості магнітного поля за час дії імпульсу.

**Еквівалентна ємність ІТ** ( $C_0$ ) наближено відображає вплив всіх розподілених ємностей обмоток реального імпульсного трансформатора. Хороше узгодження з відповідними експериментальними даними одержується, якщо величину  $C_0$  вибрати такою, щоб енергія, яка запасается в ній, в любий момент часу була рівна сумі енергій, що були запасені в розподілених ємностях ІТ.

**Еквівалентний опір втрат в ІТ** ( $R_B$ ) визначається переважно втратами на вихрові струми в сердечнику. Величина  $R_B$  розраховується так, щоб потужність, яка розсіюється в цьому резисторі, була рівною втратам потужності в сердечнику ІТ. **Коефіцієнт трансформації ідеального трансформатора** ( $n_i$ ) наближено рівний значенню  $n$  в реальному трансформаторі при низьких частотах. **Струм намагнічування** ( $j$ ) є деяким еквівалентним струмом. Струм намагнічування, проходячи через

котушку індуктивності  $L$  з такими ж параметрами, що і має первинна обмотка ІТ ( $w_1, l_{ж}$ ), викликає в цій котушці ту ж саму

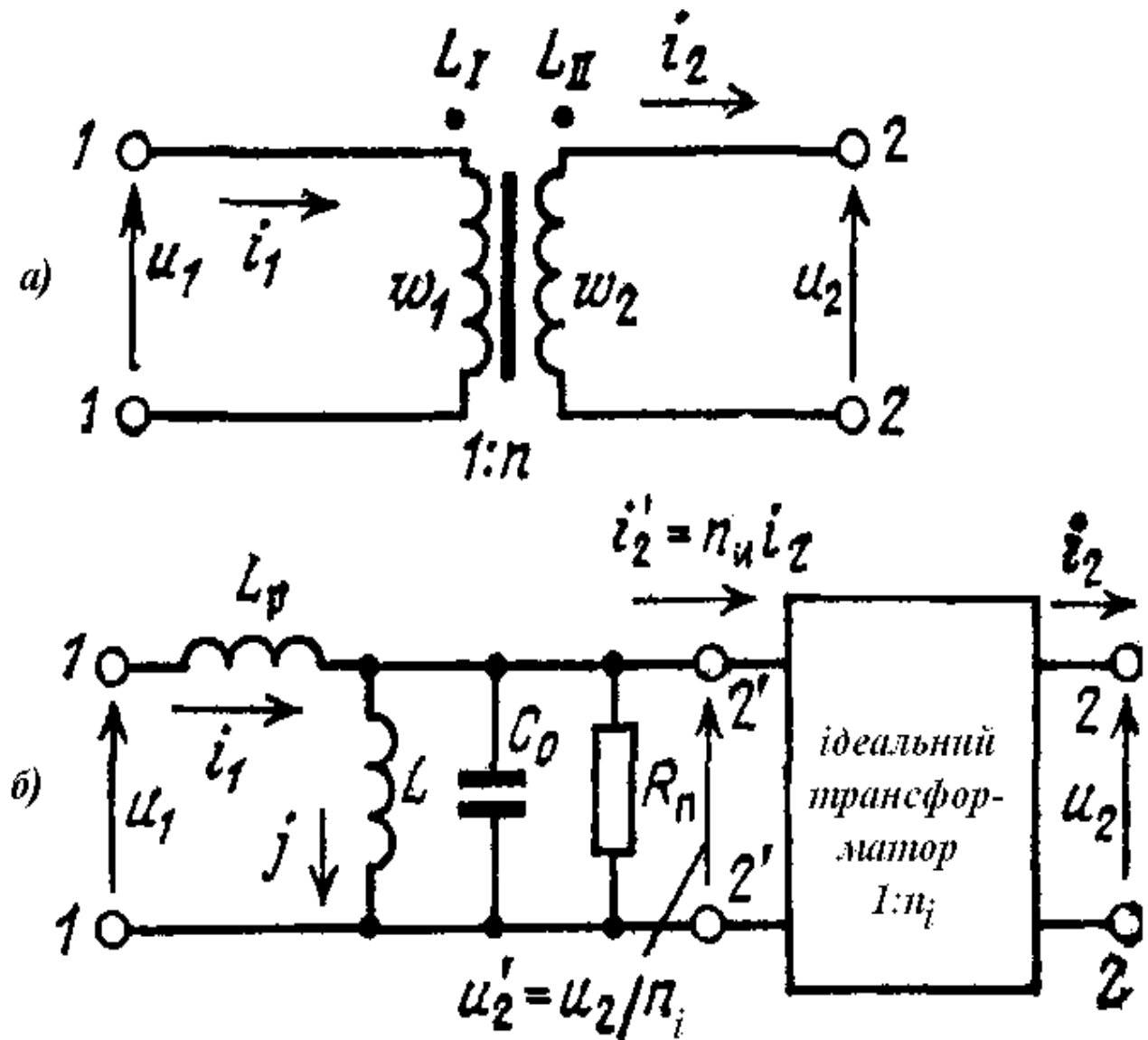


Рис.1.27. Принципова (а) та еквівалентна (б) схеми імпульсних трансформаторів.

напруженість магнітного поля  $H$ , що і в сердечнику реального трансформатора.

Основні параметри (крім індуктивності намагнічування  $L$ ) імпульсного трансформатора приведені до первинної обмотки мають вигляд:

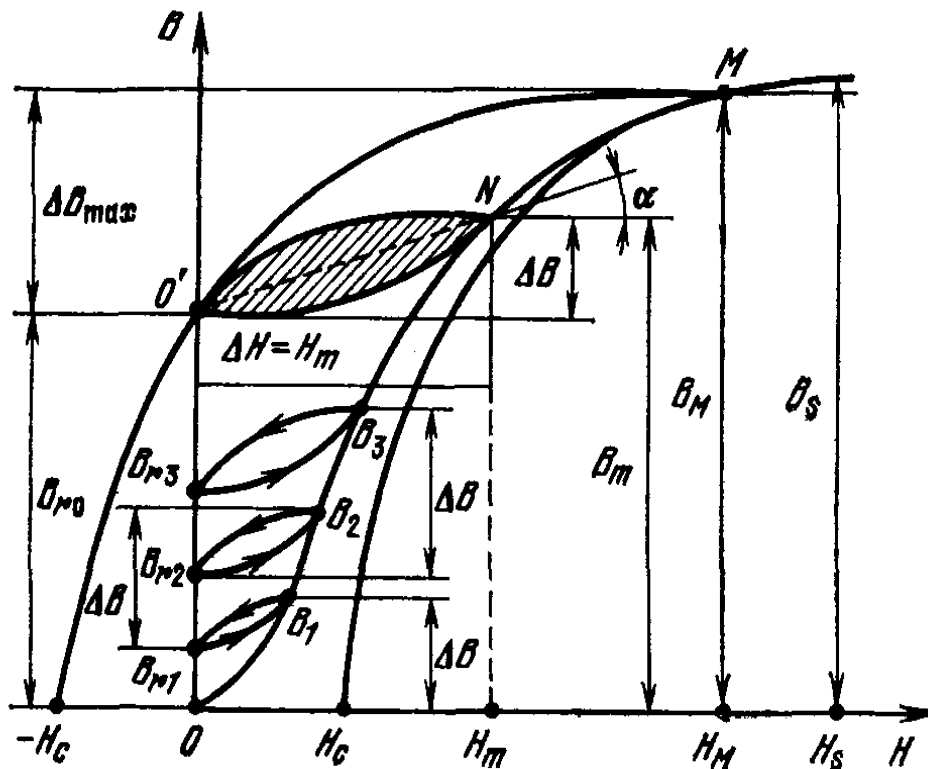
$$R'_H = R_H/n^2; n = w_2/w_1; i'_2 = n \cdot i_2; U' = U/n. \quad (1.21)$$

При ступінчатому сигналі на вході ІТ ( $e=E$ ), зростання магнітної індукції  $B$ , напруженості магнітного поля і струму намагнічування  $i_\mu$  є лінійним.

Таким чином, при передаванні імпульсу площею  $E \cdot \tau$  індукція сердечника зростає на  $E \cdot \tau / w_1 \cdot S_{ж}$ . У цьому випадку від навантаження ІТ буде залежати лише струм  $i_1$ , який формується в колі первинної обмотки. Коли значення струму генератора не обмежено, то при відсутності опорів між входними і вихідними клемми еквівалентної схеми, індуктивність намагнічування буде впливати не на форму імпульсу струму, що проходить через ІТ, а лише на струм намагнічування  $i_\mu$ . В реальних умовах, коли вказані допущення не виконуються, наявність струму намагнічування приводить до зниження вершини імпульсу. Тому індуктивність намагнічування ІТ не має бути меншою за деяке критичне значення. Ідеалізовані процеси передачі імпульсів ускладнюються на практиці явищем магнітного гістерезису, впливом вихрових струмів, розсіюванням електромагнітної енергії та впливом струмів заміщення в обмотках ІТ.

Зв'язок між магнітною індукцією і напруженістю магнітного поля є нелінійним і характеризується основною кривою намагнічування з петлею гістерезису граничного симетричного циклу (рис.1.28.). Якщо за початковий магнітний стан сердечника прийняти точку  $O$ , де немає залишкового намагнічування, то при передаванні через ІТ першого імпульсу з послідовності зображуюча точка переміститься по основній кривій намагнічування в точку  $B_1$ , де приріст індукції  $\Delta B$ . Після закінчення першого імпульсу зображуюча точка перейде в положення  $B_{r1}$  по низхідній гілці  $B_1-B_{r1}$ . При поступленні другого імпульсу зображуюча точка переміститься в положення  $B_2$ , а після його закінчення вона переміститься по низхідній гілці в положення  $B_{r2}$ . Цей процес наростання залишкової магнітної індукції при поступленні чергового імпульсу буде тривати доти, поки зображуюча точка не досягне положення  $O'$ , яке відповідає залишковій індукції  $B_{r0}$  граничного циклу. Після цього при передаванні кожного імпульсу напруги зображуюча точка буде переміщатися між точками  $O'$  та  $N$  по граничній петлі

(несиметричного) циклу (заштрихованого на рис.1.28.), нахил якого визначається величиною  $\Delta B$ .



**Рис.1.28.** Крива намагнічування феритового сердечника імпульсного трансформатора.

Таким чином, середнє в межах імпульсу значення магнітної проникності, яке називається проникністю на граничному частотному циклі  $\mu_{\Delta}$ , дорівнює:

$$\mu_{\Delta} = \Delta B / \Delta H. \quad (1.22)$$

Значення  $\mu_{\Delta}$  завжди менше нормальної (квазістатичної) магнітної проникності в точці N, причому різниця між ними тим більша, чим вища залишкова індукція  $B_{r0}$ . Для зведення спотворення форми імпульсів в ІТ до мінімуму, приріст індукції  $\Delta B$  за час імпульсу не повинен переважати різниці  $\Delta B_{\max} = B_m - B_{r0}$ . Тому матеріал сердечника ІТ повинен мати низьку залишкову індукцію  $B_{r0}$ , значну індукцію насичення  $B_s$  і високу магнітну проникність  $\mu_{\Delta}$ . На даний час в малопотужних імпульсних трансформаторах використовують переважно сердечника з



марганцево-цинкових окислів заліза (феритів). Для феритів  $\Delta B < 2$  кГс,  $\mu_{\Delta} \approx 1500$  Гс/е;  $B_S = 1500-3000$  Гс,  $B_{r0} = 80-1000$  Гс і  $\Delta B_{\max} = 700-2000$  Гс. Для зменшення залишкової індукції  $B_{r0}$  в сердечник ІТ вводять малий повітряний проміжок шириною  $(10^{-3} - 10^{-4}) I_{ж}$  і формують розмагнічувальне поле  $H_0 \approx -(1-2)$  Гс. Для врахування явища гістерезису при розрахунках ІТ величину  $\mu_a$  замінюють на  $\mu_{\Delta}$  і обмежують  $\Delta B$  збільшуючи  $w_1$  або  $S_{ж}$ .

При швидкій зміні магнітного потоку в сердечнику ІТ виникають вихрові струми, які послаблюють основне магнітне поле. Для компенсації цього ефекту необхідно прикласти додаткове намагнічуюче поле. Для феритових сердечників питомий опір приблизно на сім порядків вищий ніж для сталі і пермалою, тому вихрові струми в них малі і зменшення магнітної проникності  $\mu_{\Delta}$  дуже незначне. Імпульсна магнітна проникність феритових сердечників зменшується із-за інерційності перемагнічування сердечника. Так, згідно довідковим даним, імпульсна магнітна проникність зменшується (з врахуванням магнітної в'язкості) не більше ніж на 10 % при зменшенні тривалості імпульсів в межах  $3 - 0,1$  мкс.

Для оцінки спотворень в ІТ користуються його **перехідною функцією**. Для цього підключають до входу імпульсного трансформатора генератор одиничного перепаду електрорушійної сили  $e_r = 1(t)$  з внутрішнім опором  $R_r$ , а до виходу - навантаження з конденсатора  $C_H$  і резистора  $R_H$  (рис.1.29а.). Після заміни ІТ його еквівалентом (рис.1.29.б.) і перерахунку параметрів  $C_H$  та  $R_H$  до первинної обмотки ІТ дістанемо еквівалентну схему, яка зображена на рис.1.29. в. На цій схемі через  $C$  позначена сума  $C_0$  і  $n^2 \cdot C_H$ , а через  $R$  – опір паралельно сполучених резисторів  $R_B$  і  $R_H/n^2$ . Перехідна функція  $A(t)$  для ІТ та елементів еквівалентної схеми, пропорційна вихідній напрузі  $U_2(t)$  (рис.1.30.). При відсутності реактивних параметрів ( $L_p=0$ ;  $C=0$ ;) перехідна функція, як впливає з рис.29.в, представляє собою ідеальний перепад величиною  $nR/(R + R_r)$  (пунктир 1 на рис.1.30).

При наявності реактивних параметрів спостерігається спотворення форми перехідної функції (суцільна лінія II на рис.1.30), які зводяться до затягування фронту, появи пульсацій після фронту і завалу плоскої вершини імпульсу.

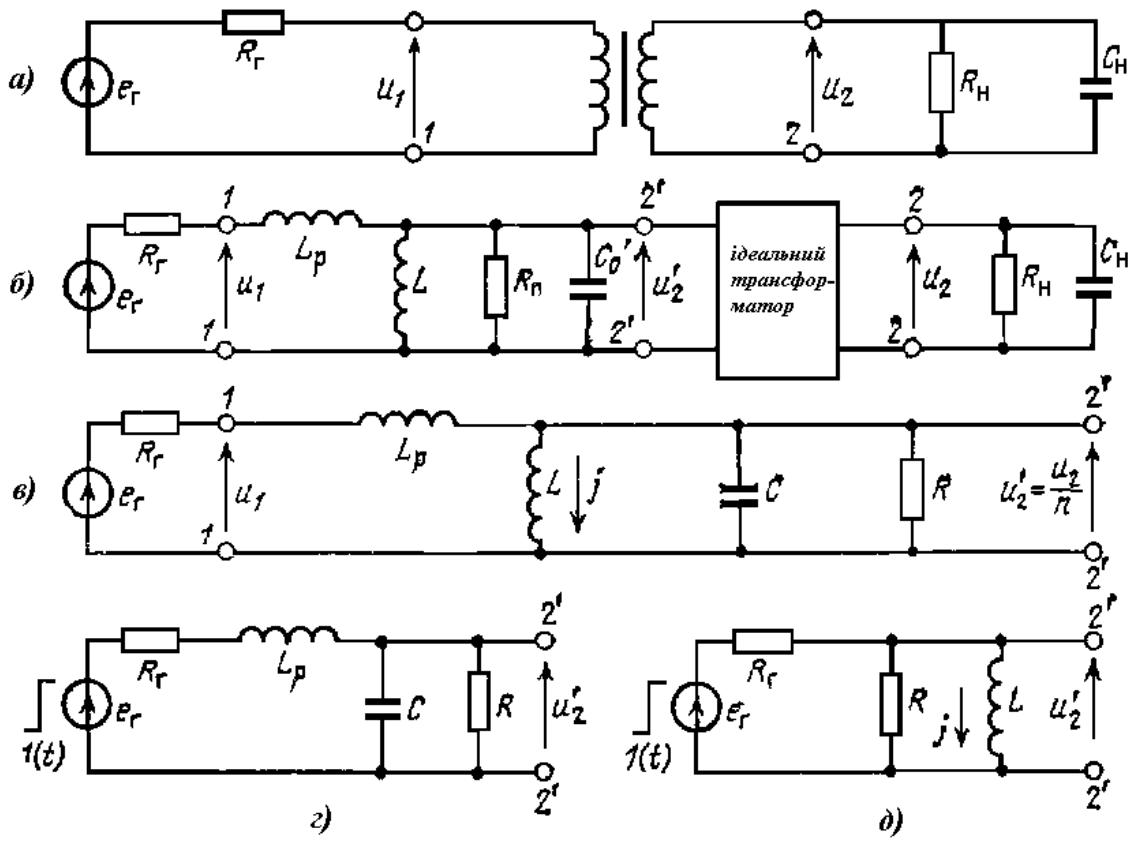


Рис.1.29. Схеми імпульсного трансформатора.

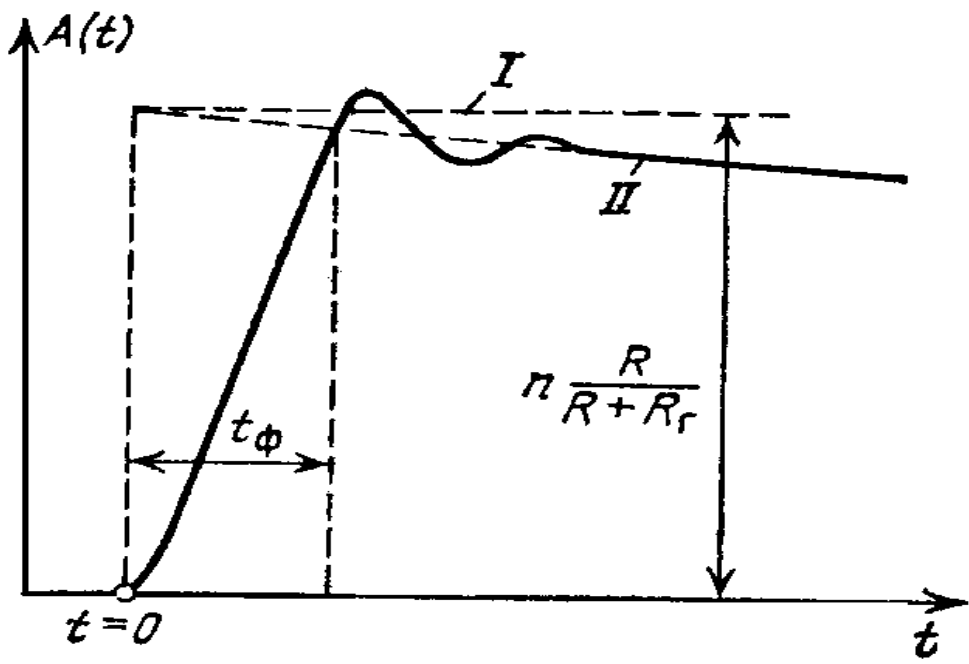


Рис.1.30. Перехідна функція імпульсного трансформатора.

Ці спотворення зумовлені наступними фізичними причинами: в початковій частині перехідної функції, тобто при малих значеннях  $t$ , струм  $j$  в індуктивності  $L$  не встигає суттєво зрости, тому цю ланку можна вважати розімкнутою, а частина схеми, що залишається (рис.1.29), буде тепер представляти послідовний коливальний контур  $L_p - C - R_r$ , який шунтує опір  $R$  і який ударно збуджується перепадом вхідної е.р.с. -  $e_r$ .

В залежності від співвідношення параметрів схеми можливий аперіодичний чи коливальний процес. В результаті цих процесів спостерігається розтягнення фронту і появи пульсацій після фронту. Коливальний режим має місце коли показник коливальності ( $\Delta$ ):

$$\Delta = 1/2 \cdot [R(R + R_L)]^{1/2} \cdot [1/R \cdot (L_p/C)^{1/2} + R_r(C/L_p)^{1/2}]. \quad (1.23)$$

При  $\Delta < 1$  реалізується коливальний режим, а при  $\Delta > 1$  – аперіодичний режим. Оптимальний режим (найбільш короткий фронт і малі пульсації після фронту) має місце при  $\Delta \approx 0,7$ . При цьому амплітуда пульсацій складає лише декілька відсотків від перепаду перехідної функції, а тривалість фронту виражається формулою:

$$t_{\phi} \approx 2,2 \cdot (R \cdot L_p \cdot C / (R + R_r))^{1/2}. \quad (1.24)$$

Для одержання коротких фронтів імпульсу добуток  $L_p \cdot C$  повинен бути мінімальним. При заданому типі ІТ і величині опору  $R_r$ , форма перехідної функції суттєво залежить від опору навантаження. Так, при зменшенні опору навантаження величина  $R$  зменшується і шунтуюча дія цього резистора підсилюється. Тому імпульсний трансформатор переходить з коливального в аперіодичний режим роботи.

Таким чином, змінюючи  $R$ ,  $R_r$ , можна експериментально підібрати оптимальний режим роботи ІТ.

Розглянемо причини завалу вершини перехідної функції. Після закінчення фронту струм і ця напруга в імпульсному трансформаторі змінюється повільно, тому можна знехтувати впливом параметрів  $L_p$  і  $C$ . В еквівалентній схемі тепер

залишаються лише елементи  $e_{\Gamma}$ ,  $R_{\Gamma}$ ,  $L$ ,  $R$  (рис.1.31. д). При цьому, до індуктивності  $L$  прикладена напруга  $e_{\Gamma} \cdot R / (R + R_{\Gamma})$  і, таким чином, струм намагнічування  $j$  починає зростати. Це приводить до збільшення струму через  $R_{\Gamma}$ , збільшенню спаду напруги на резисторі  $R_{\Gamma}$  і до спаду (завалу) вихідної напруги (рис.1.31). Величина відносного завалу вершини імпульсу  $\eta$ :

$$\eta = \Delta U_2 / U_{m2} \approx t_i R R_{\Gamma} / L(R + R_{\Gamma}). \quad (1.25)$$

Роль еквівалентної постійної часу в ІТ грає відношення  $L \cdot (R + R_{\Gamma}) / R \cdot R_{\Gamma}$ . З останньої формули випливає, що для зменшення завалу вершини імпульсу необхідно збільшувати індуктивність намагнічування імпульсного трансформатора.

### 1.8. Лінії затримки імпульсних сигналів

Лінією затримки (ЛЗ) називають пасивний чотириполюс-

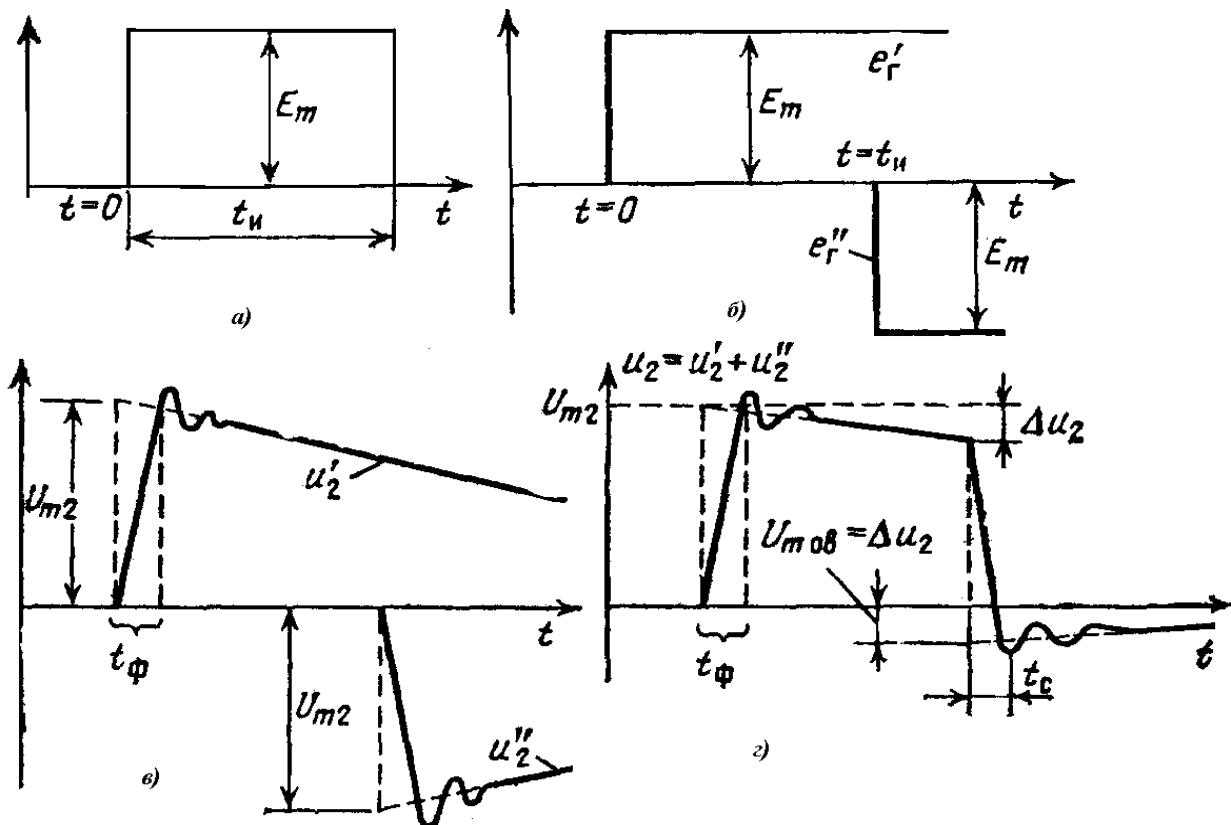


Рис.1.31. Динаміка проходження імпульсу через імпульсний трансформатор

ник, сигнал на виході якого появляється через деякий інтервал часу по відношенню до вхідного сигналу. Такі властивості мають недиспергуючі (неспотворюючі) передавальні лінії з розподіленими параметрами. Групова ( $v_{\Gamma}$ ) і фазові швидкості ( $v_{\Phi}$ ) поширення сигналу по недиспергуючій передавальній лінії визначаються за формулами:

$$v_{\Gamma} = v_{\Phi} = v = (L_0 \cdot C_0)^{-1/2}, \quad (1.26)$$

де:  $L_0$ ,  $C_0$  – погонні індуктивність та ємність лінії затримки. Реальні ЛЗ, як правило, диспергуючі, тому при поширенні імпульсного сигналу в них  $v_{\Phi}$  для окремих спектральних складових імпульсу будуть різними і сигнал на виході ЛЗ зазнає спотворень. За рахунок втрат в лінії амплітуда вихідного сигналу зменшується.

В імпульсних пристроях часто необхідно затримати імпульс на деякий час, наприклад, для синхронізації двох генераторів імпульсів. Лінії затримки розділяються на електричні і електромеханічні. Електричні лінії використовуються для затримки імпульсних сигналів від сотих часток до сотень мікросекунд, а електромеханічні – для затримки сигналів до декілька тисяч мікросекунд.

Для затримки широкосмугових імпульсних сигналів до  $t < 1$  мкс можуть використовуватися коаксіальні кабелі з однорідним заповненням діелектриком, які мають смугу пропускання порядку 100-1000 МГц. Максимальний час затримки ЛЗ на основі коаксіального кабеля знаходиться в наносекундному діапазоні, оскільки фазова швидкість поширення електричних коливань по кабелю дуже велика і складає

$$V_{\text{фаз}} = c \cdot (\epsilon)^{-1/2} = (L_0 C_0)^{-1/2}, \quad (1.27)$$

де:  $c$  – швидкість світла в вакуумі. Тоді  $T_0 = 0,0033 \cdot (\epsilon)^{1/2}$  – погонна затримка в кабелі при низьких частотах. Для діелектриків з малими втратами типу поліетилену чи тефлону ( $\epsilon = 2; 3$ ) погонна затримка імпульсів в кабельній ЛЗ складає 0,005 мкс/м. Для одержання затримки імпульсів на 1 мкс необхідно

використати коаксіальний кабель довжиною 200 м. Головним недоліком таких ліній затримки є малий час затримки.

Для затримки імпульсних сигналів на час до декількох сотень мкс використовуються штучні лінії з зосередженими параметрами. Такі лінії збирають шляхом послідовного сполучення ланок, кожна з яких має зосереджені елементи  $L$  і  $C$ . Час затримки на одну комірку рівний  $(LC)^{1/2}$ . Якщо кількість комірок  $n$ , то час затримки всієї лінії  $T_{затр} = n (LC)^{1/2}$ , а хвильовий опір лінії рівний  $(L/C)^{1/2}$ . Щоб така лінія не спотворювала імпульси тривалістю  $\tau$ , необхідно, щоб частотна характеристика лінії була рівномірною, а фазова характеристика лінійною в області частот  $2/\tau - 4/\tau$ . При такому виборі смуги фронт і спад імпульсу на виході лінії мають тривалість біля  $0,2 \tau$ . Виходячи з приведеної умови, можна рекомендувати наступні розрахункові формули для визначення  $L$  і  $C$ ,  $n$  по заданій величині  $T_{затр}$  і тривалості імпульсу  $\tau$ .

$$L [\text{Гн}] = 0,1 \cdot \tau R_n; C [\text{Ф}] = 0,1 \cdot \tau / R_n; n = T_{затр} / (LC)^{1/2}. \quad (1.28)$$

**Основними характеристиками імпульсної лінії затримки** є: час затримки, форма перехідної характеристики, затухання, хвильовий опір, габарити, максимально допустимі напруги на елементах лінії, стабільність затримки в залежності від температури і часу, простота і точність встановлення часу затримки та вартість. Якщо недиспергуюча, однорідна лінія затримки довжиною  $l$  і хвилевим опором  $\rho = (L_0 \cdot C_0)^{1/2}$  ввімкнена між генератором напруги  $e(t)$  з внутрішнім опором  $R_i$  і навантаженням  $R_n$  (рис.1.32), то коли опори  $R_i$  і  $R_n$  не дорівнюють хвилевому опору тоді напруга на вході лінії  $U_0(t)$  буде сумою прямих і зворотних хвиль, що виникають в лінії через час  $\tau$ , який рівний подвійній затримці  $T$  в одну сторону ( $\tau = 2 \cdot T_0 \cdot l$ ). Якщо тривалість вхідного імпульсу  $\tau_{вх.} < \tau$ , то на вході і виході лінії затримки формується серія імпульсів  $e(t)$  з затухаючою амплітудою; у випадку коли  $\tau_{вх.} > \tau$ ,  $U_0(t)$  буде розтягнутим сигналом багатоступінчатої форми.

При узгодженні опорів ( $R_i = \rho$ ) зображення  $U_0(t)$  має наступний вигляд:

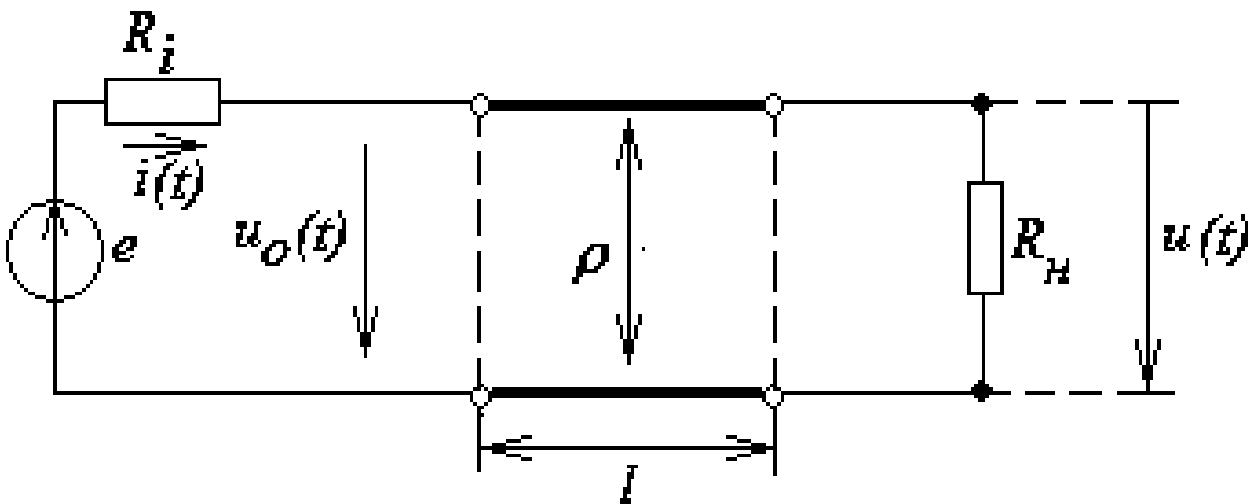
$$U_0(t) = 0,5 \cdot [1 + K_{3B} \cdot \exp(-2pT)] e(p), \quad (1.29)$$

де:  $K_{3B} = (R_H - \rho) / (R_H + \rho)$ . При цьому в ЛЗ не виникають багатократні відбиття і  $U_0(t)$  складається лише з двох членів, другий з яких виникає при  $t = 2 \cdot T$ .

Розглянемо передавання імпульсів з затримкою (рис.1.33). При цьому  $R_H = \rho$ , відбита хвиля відсутня ( $K_{3B} = 0$ ) функція  $U_0(t)$  стане дорівнювати  $0,5 \cdot e(t)$  (рис.1.34). При передаванні імпульсів з затримкою робочим параметром є напруга  $U_{\text{вих}}$  на вихідному кінці лінії затримки:

$$U_{\text{вих}}(t) = 0,5 e(t - T), \quad (1.30)$$

Для цього випадку можна використати наступний спосіб узгодження  $\rho = R_H \gg R_i$ , тоді:



**Рис.1.32.** Електрична схема лінії затримки.

$$U_{\text{вих}}(t) = e(t - T) \cdot R_H / (R_H + R_i) \approx e(t - T). \quad (1.31)$$

Це в два рази більше ніж в попередньому випадку, але при такому способі узгодження спостерігаються значні спотворення форми імпульсу.

З допомогою короткозамкненої ЛЗ можливим є також формування імпульсів. При  $R_H = 0$  напруга хвилі, яка відбилася

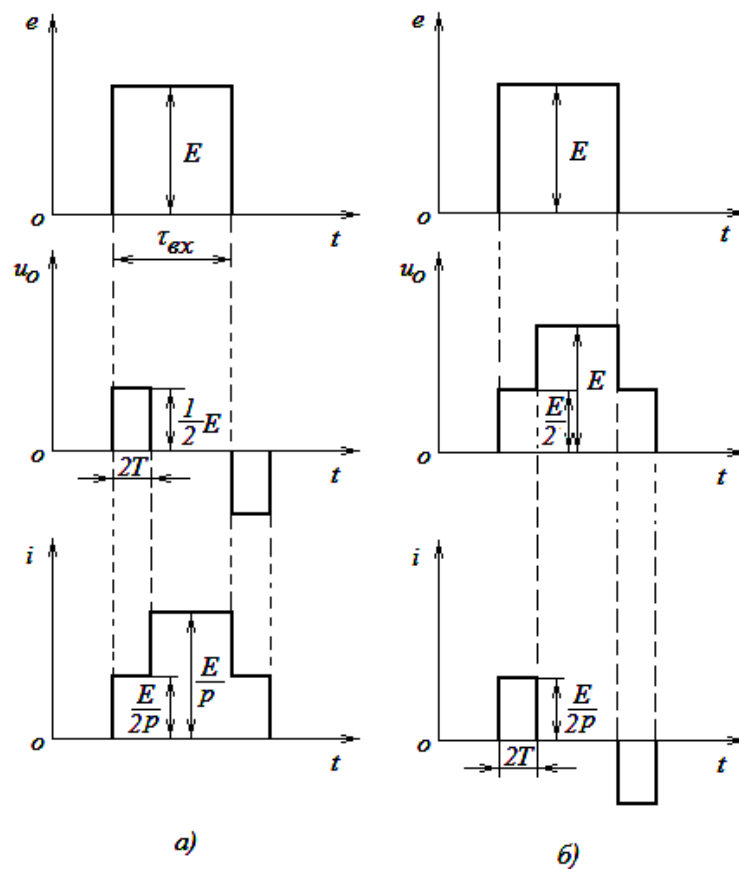
від кінця лінії затримки, рівна і протилежна за знаком напрузі прямої хвилі, а вихідна напруга пропорційна різниці ступеневих функцій, що зміщені в часі на величину  $2T$ :

$$U_0(t) = 0,5 \cdot [e(t) - e(t - 2T)]. \quad (1.32)$$

При формуванні сигналу з використанням розімкненої на кінці лінії затримки опір навантаження рівний нескінченості,  $K_{ЗВ} = 1$  і:

$$U_0(t) = 0,5 \cdot [e(t) + e(t - 2T)]. \quad (1.33)$$

Коротко розглянемо основні особливості формування імпульсів з використанням ліній затримки. Форма напруги  $U_0(t)$  і струму  $i(t)$ , який віддається генератором в ЛЗ, при прямокутному імпульсі напруги  $e(t) = E$  для цих випадків наведені на рис.1.33.

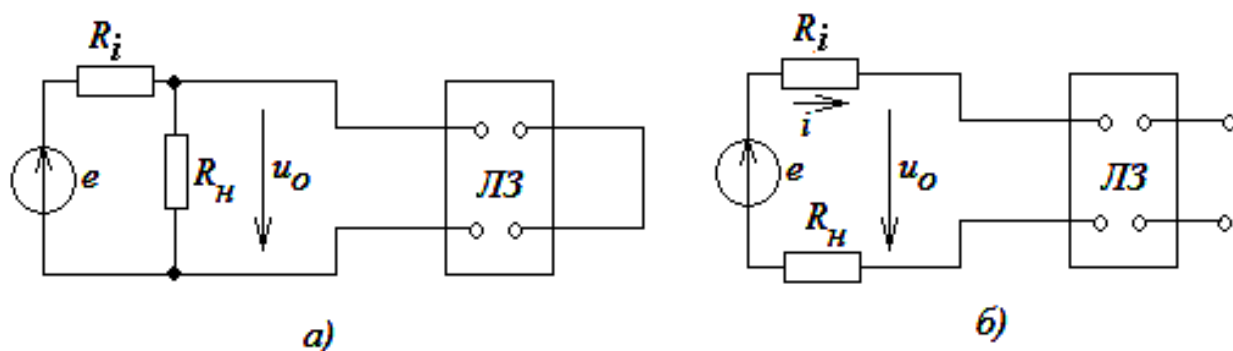


**Рис.1.33.** Епюри напруги і струму в схемах з лінією затримки.



При цьому кожен раз при поступленні чергового керуючого імпульсу великої тривалості ( $\tau_{\text{вх.}} > 2T$ ) вихідні коливання будуть в формі двох біполярних імпульсів тривалістю  $2T$ . Різниця між цими двома випадками буде в том, що при короткозамкненій ЛЗ біполярну форму мають імпульси напруги  $U_0(t)$  на виході лінії (рис.1.33.а), а при розімкненій лінії - імпульси струму  $i(t)$ , який протікає в колі ЛЗ – генератор імпульсів (рис.1.33.б). Тому в першому випадку навантаження необхідно вмикати паралельно вхідним клемам лінії затримки, а в другому випадку – послідовно в коло між генератором і ЛЗ.

В зв'язку з цим будуть різними і умови узгодження на вході ЛЗ, які викликають багаторазові відбиття.  $R_{\text{екв}}$  дорівнює опорові паралельно з'єднаних резисторів  $R_i$  та  $R_H$ , повинен бути рівним хвильовому опорові ( $\rho$ ) для короткозамкненої лінії і сумі послі -



**Рис.1.34.** Схеми ввімкнення навантаження для короткозамкненої ЛЗ (а) та розімкнено на виході ЛЗ (б).

довно з'єднаних резисторів ( $R_i + R_H$ ) для розімкненої довгої лінії. Точність узгодження хвильового опору ЛЗ з еквівалентним навантаженням ( $R_{\text{екв}}$ ) оцінюють виходячи з допустимого відношення амплітуд перших двох імпульсів напруги на вході короткозамкненої лінії імпульсів струму  $\delta i_x$  в колі розімкнутої лінії при  $R_i$  не рівному  $\rho$ :

$$\delta U_{x3} = -\delta i_x = -(R_i - \rho) / (R_i + \rho). \quad (1.34)$$

Таким чином, якщо амплітуда повторного сигналу не повинна переважати 10 % амплітуди основного імпульсу, то допустимі межі неузгодженості будуть наступними:  $0,82 \geq R_{\text{екв}}/\rho \geq 1,22$ .

Розрізняють також лінії затримки на основі дискретних елементів з Г-подібними, П-подібними та Т-подібними ланками (рис.1.35) на основі індуктивностей (котушки індуктивності - L) і ємностей (конденсатори - C). Якщо послідовним елементом є котушка індуктивності ( $Z_1=j\omega L$ ), а паралельним конденсатор ( $Z_2=(j\omega C)^{-1}$ ), то добуток  $Z_1 \cdot Z_2$  не залежить від частоти (рис.1.36), тобто

$$k = Z_1 \cdot Z_2 = L/C = \rho^2. \quad (1.35)$$

Такі ланки називаються ланками типу k.

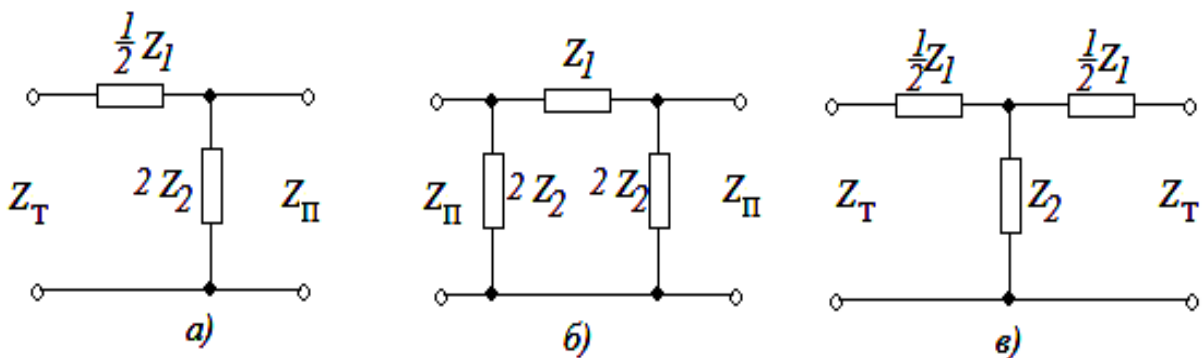


Рис.1.35. Принципові схеми ЛЗ з дискретними елементами.

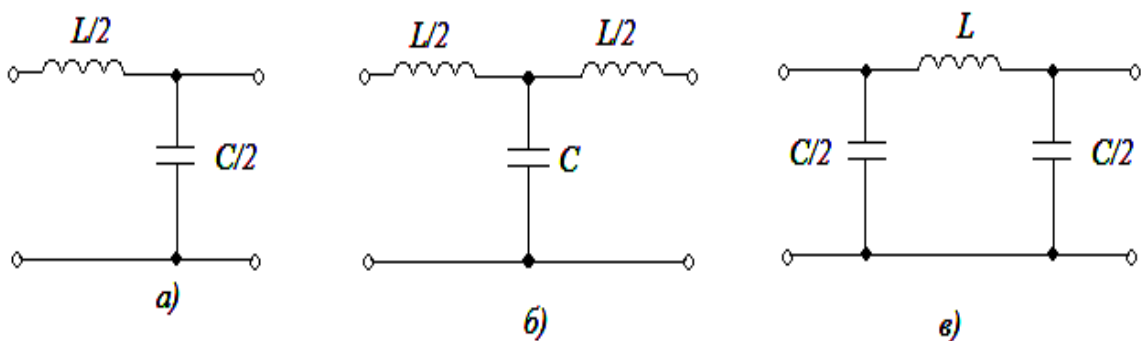


Рис.1.36. Електричні схеми ЛЗ з дискретними елементами.

**Драбинкові ланки.** Коли лінії затримки з розподіленими параметрами замінюють на ЛЗ, у яких присутні ланки з

зосередженими параметрами  $L$  і  $C$ , що рівні добутку відповідних усереднених погонних параметрів на довжину лінії, то такі ланки називаються драбинковими. Для чисто активного навантаження використовуються однорідні драбинкові лінії з однаковими ланками.

Якщо одинарна ланка типу  $k$  навантажена на омичний опір  $R_H = \rho$ , то, розглядаючи перехідну характеристику узгодженої ланки типу  $k$  можна встановити, що час затримки  $T_{1a}$  і активна тривалість фронту  $\tau_{\phi 1a}$  по рівням  $0,1 \dots 0,9$  від амплітуди визначається за формулами:

$$T_{1a} = 1,07 (LC)^{1/2}; \quad \tau_{\phi 1a} = 1,13 \cdot (LC)^{1/2}. \quad (1.36)$$

При вмиканні між генератором і навантаженням  $n$  узгоджених ланок типу  $k$  дані параметри ЛЗ визначаються за

наступними співвідношеннями:

$$T_a = n \cdot T_{1a}; \quad \tau_{\phi a} = \tau_{\phi 1a} \cdot (n)^{1/3}. \quad (1.37)$$

З цих співвідношень випливають наступні умови вибору числа ланок при заданій тривалості вершини ( $\tau_a$ ) і фронту ( $\tau_{\phi a}$ ) імпульсу:

$$n = 0,39 \cdot (\tau_a / \tau_{\phi a})^{3/2}; \quad n = 1,1 \cdot (T_a / \tau_{\phi a})^{3/2}. \quad (1.38)$$

Для зменшення числа ланок і покращення форми імпульсу необхідно ланки  $k$  – типу перетворити так, щоб збільшити затримку однією ланкою без суттєвого збільшення тривалості фронту і зрізу імпульсу.

### Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте інформаційний і силовий напрямки імпульсної електроніки.

2. В чому полягають переваги та недоліки аналогових і цифрових електронних пристроїв ?
3. Дайте визначення імпульсної електроніки, як науки.
4. Дайте визначення електричного імпульсу та охарактеризуйте його основні параметри.
5. Що називається перепадом напруги ? Які види перепадів напруги Ви знаєте ?
6. Дайте визначення і нарисуйте меандр напруги.
7. Який режим роботи електронного пристрою називають “ключовим” ?
8. Нарисуйте схему і епюри напруг “ідеального ключа”.
9. Нарисуйте електричну схему RC – ланки.
10. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі та резисторі RC – ланки, яка знаходиться під впливом одиничного стрибка напруги ?
11. Як залежить струм від часу в RC – ланці, що знаходиться під впливом одиничного стрибка напруги ?
12. Яку RC – ланку називають диференційною ?
13. При яких умовах RC – ланка є диференційною, а при яких вона є розділовою ?
14. При яких умовах можливо отримання режиму негармонійних збурень в схемі з RC – ланкою ?
15. Як впливає внутрішній опір генератора імпульсів на процес електричного диференціювання імпульсних сигналів з використанням RC – ланки ?
16. В чому полягає призначення фіксатора рівня в схемі диференціювання імпульсів з допомогою RC – ланки ?
17. Нарисуйте електричні схеми диференційних RC – ланок з фіксатором нульового рівня для додатних і від’ємних імпульсів і поясніть принцип їх роботи.
18. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі і резисторі в RC – ланці з фіксатором довільного рівня для додатних імпульсів ?
19. Яка ланка називається інтегрувальною ? Нарисуйте її електричну схему.
20. При яких умовах RC – ланка є інтегрувальною ?
21. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі, що знаходиться на виході інтегрувальної ланки ?

22. Назвіть найбільш суттєві недоліки інтегровальних RC – ланок.
23. Для чого призначені імпульсні трансформатори ?
24. Нарисуйте принципову і еквівалентну схеми імпульсного трансформатора.
25. Дайте характеристику і визначення основних параметрів еквівалентної схеми імпульсного трансформатора.
26. Нарисуйте криву намагнічування феритового сердечника імпульсного трансформатора. Охарактеризуйте основні параметри кривої намагнічування.
27. Що називають перехідною функцією імпульсного трансформатора ? Охарактеризуйте її параметри.
28. Які причини спотворення імпульсів після проходження через імпульсний трансформатор ?
29. Охарактеризуйте умови реалізації коливального і аперіодичного режиму при проходженні імпульсів через імпульсний трансформатор.
30. Дайте визначення лінії затримки імпульсів.
31. Наведіть основні характеристики і співвідношення між параметрами кабельних ліній затримки.
32. Обґрунтуйте найбільш оптимальні способи узгодження ліній затримки з розподіленими параметрами з навантаженням.
33. Нарисуйте електричні схеми основних ланок ліній затримки на дискретних елементах
34. Наведіть основні співвідношення для ліній затримки з к – ланками.
35. Дайте визначення драбинкових ліній затримки. Охарактеризуйте їх переваги в порівнянні з лініями затримки на основі к – ланок.

## ТЕМА 2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ В ІМПУЛЬСНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ

Приводиться будова і механізм роботи, схеми вмикання та статичні характеристики біполярних транзисторів. Розглянуто біполярний транзистор як активний чотириполюсник ( $h$  – параметри) та основні режими його роботи, транзисторний підсилювач-обмежувач та динамічні характеристики транзисторних ключів.

### 2.1. Біполярні транзистори: схеми вмикання, характеристики і режими роботи

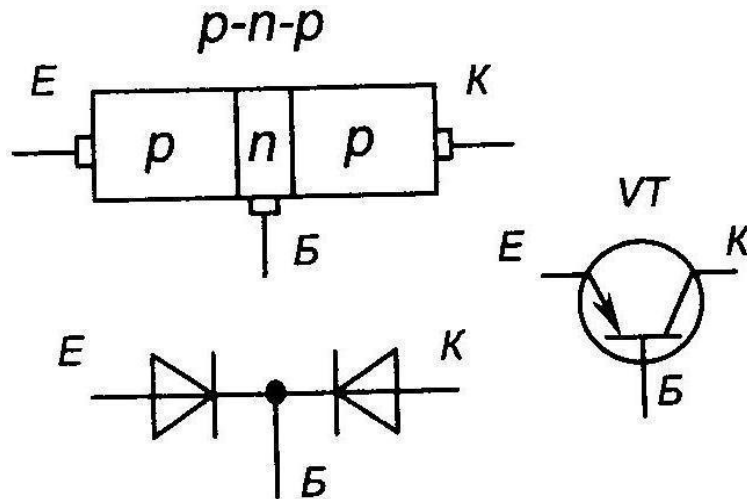
**Транзистором** називається електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, який має один або декілька р-п переходів, три або більше виводів і здатний посилювати потужність електричного сигналу.

Транзистори з двома р-п переходами називаються – **біполярними (БП)**. Термін “біполярний” підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов’язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. У відповідності до чергування шарів з різними типами електропровідності БП-транзистори бувають двох типів: **n – p – n** та **p- n – p** (рис.2.1).

Центральний шар БП – транзистора називають **базою**. Зовнішній лівий шар, який є джерелом носіїв заряду (в даному випадку дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називають **емітером**. Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називають **колектором**. На перехід «Е-Б» напруга подається в прямому напрямку, тому навіть при незначній напрузі через перехід тече великий струм. На перехід «Б-К» напруга подається в зворотному напрямі і її величина зазвичай на декілька порядків більша за напругу на переході «Е-Б». Підсилювальні властивості БП – транзистора забезпечуються тим, що р-п переходи в ньому залежні (тобто взаємодіють один з одним). Це забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової напівпровідникової структури, зокрема:

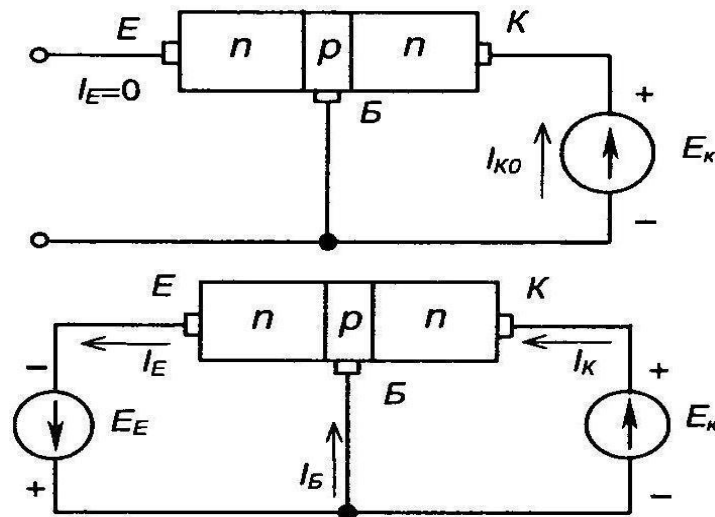
- **емітер** виконано з великою кількістю домішки, тому він має значну кількість вільних носіїв заряду;

- **база** виконана тонкою і має малу кількість основних носіїв заряду;
- **колектор** – роблять масивним і він має кількість носіїв заряду, меншу ніж у емітера.



**Рис.2.1.** Схематична побудова та позначення транзисторів р-п-р типу.

Розглянемо роботу **п – р – п** транзистора. Нехай спочатку увімкнено лише перехід “К-Б” (рис.2.2).



**Рис.2.2.** Схеми включення БП- транзистора (спрощена та звичайна).

Емітерний струм  $I_E$  рівний нулю, у транзисторі протікає лише зворотній струм через колекторний перехід, бо через нього

рухаються лише неосновні носії заряду, які зумовлюють незначний початковий струм  $I_{КО}$ . Коли ж підімкнути емітерне джерело живлення (рис.2.2), то емітерний перехід зміщується у прямому напрямі і через нього проходить струм  $I_E$  визначеної величини. Оскільки зовнішню напругу прикладено до емітерного переходу у прямому напрямі, то електрони долають перехід і потрапляють в зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази  $I_B$ . Більшість електронів, що є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу, досягають зони колектора, де вони є основними носіями заряду. Потрапляючи під дію поля  $E_K$ , вони утворюють колекторний струм  $I_K$ . Струм  $I_K$  практично дорівнює  $I_E$  ( $I_E = I_B + I_K$ ).

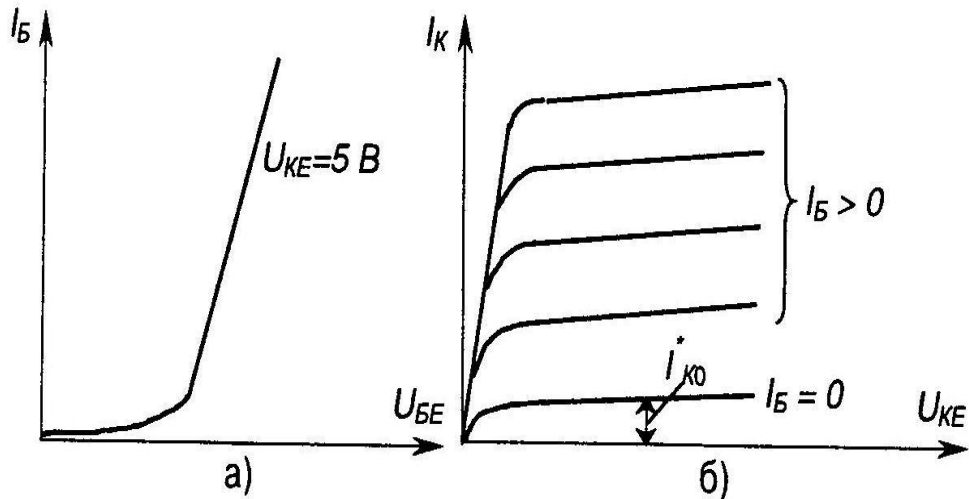
Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризують **коефіцієнтом передачі струму**, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора (тобто передається до нього з емітера) -  $\alpha = I_K / I_E$ . Для сучасних транзисторів  $\alpha = 0,900-0,995$ . Транзистор використовують так, що один з електродів є вхідним, другий – вихідним, а третій спільним відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикають джерело вхідного змінного струму, який необхідно підсилити, а у коло вихідного – навантаження, на якому виділяється посилена потужність. Залежно від того який електрод буде спільним для вхідного і вихідного кіл розрізняють схеми вмикання транзисторів з спільною базою, емітером та спільним колектором. Основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму. У схемі з спільним емітером здатність передавати струм задається співвідношеннями:  $\beta = I_K / I_B = \alpha / 1 - \alpha$  (статична) та  $\beta_{дин.} = dI_K / dI_B$  (при  $U_{КБ} = const$ ) (динамічна). Для електронних схем на БП – транзисторах існує чотири сім'ї **статичних вольт-амперних характеристик**: сім'я вхідних характеристик  $i_{ВХ} = f(U_{ВХ})$  (при  $U_{ВИХ} = const$ ), сім'я вихідних характеристик  $i_{ВИХ} = f(U_{ВИХ})$  (при  $i_{ВХ} = const$ ), сім'я характеристик керування (або прямої передачі)  $i_{ВИХ} = f(i_{ВХ})$  (при  $U_{ВИХ} = const$ ) і сім'я перехідних характеристик (або характеристик зворотного зв'язку)  $U_{ВХ} = f(U_{ВИХ})$  (при  $i_{ВХ} = const$ ).

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежні лише дві (найбільш уживаними є перші дві сім'ї). Для



схеми з СЕ статичні характеристики БП–транзистора є залежностями (рис.2.3):

- а) вхідні  $I_B=f(U_{BE})$  при  $U_{KE}=\text{const}$ ;
- б) вихідні  $I_K=f(U_{KE})$  при  $I_B=\text{const}$ .



**Рис.2.3.** ВАХ транзистора, який увімкнений за схемою з СЕ:  
а). вхідні, б). вихідні.

Вихідні ВАХ для схеми з СЕ досить точно можна описати наступним виразом:

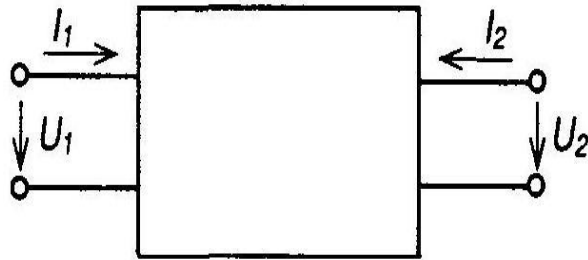
$$I_K = \alpha(1-\alpha)^{-1} I_B + I_{K0}(1-\alpha)^{-1} + U_K (1-\alpha)^{-1} r_K, \quad (2.1)$$

Якщо рівень вхідного сигналу малий і БП-транзистор працює на лінійній ділянці ВАХ, то його можна представити як активний лінійний чотиріполюсник (рис.2.4)

Найчастіше використовують систему рівнянь, у якій незалежними змінними є вхідний струм  $I_1$  та вихідна напруга  $U_2$ :

$$U_1 = f(i_1, U_2), \quad i_2 = f(i_1, U_2). \quad (2.2)$$

З системи рівнянь (2.2) можна знайти повні диференціали для  $U_1$  та  $i_2$ :



**Рис.2.4.** Активний лінійний чотириполюсник.

$$dU_1 = (\partial U_1 / \partial i_1) \cdot di_1 + (\partial U_1 / \partial U_2) \cdot dU_2, \quad di_2 = (\partial i_2 / \partial i_1) \cdot di_1 + (\partial i_2 / \partial U_2) \cdot dU_2. \quad (2.3)$$

Тепер, якщо замінити диференціали функцій малими приростами амплітудних значень струмів та напруг і ввести нові позначення для частинних похідних, то система рівнянь (2.3) прийме наступний вигляд:

$$\Delta U_1 = h_{11} \cdot \Delta I_1 + h_{12} \cdot \Delta U_2; \quad \Delta I_2 = h_{21} \cdot \Delta I_1 + h_{22} \cdot \Delta U_2. \quad (2.4)$$

Значення коефіцієнтів  $h$  знаходять при створенні режимів холостого ходу (ХХ) на вході чотириполюсника і короткого замикання (КЗ) на його виході за змінною складовою струму. Із режиму холостого ходу на вході транзистора, коли  $I_1 = 0$  та  $\Delta I_1 = 0$  можна визначити:

$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$  (при  $I_1 = 0$ ) – коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою;

$h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$  (при  $I_1 = 0$ ) – вихідна провідність транзистора.

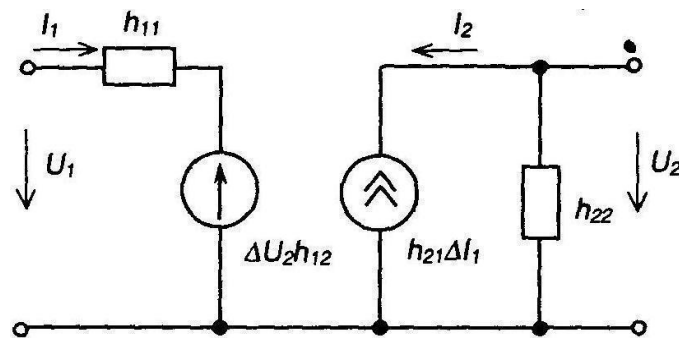
З режиму короткого замикання на виході транзистора, коли  $U_2 = 0$ , можна визначити:

$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1$  – вхідний опір транзистора,

$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1$  – коефіцієнт передачі за струмом.

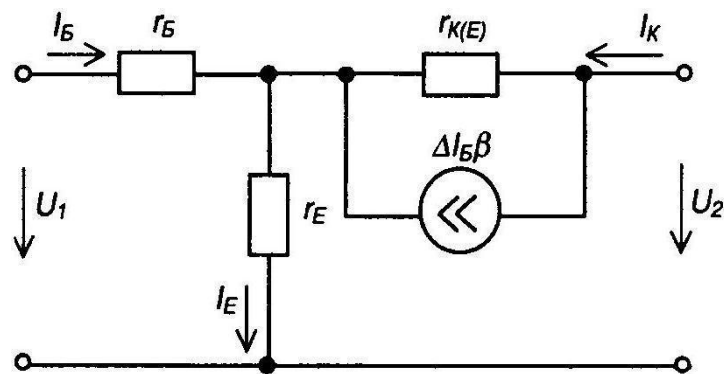
Залежно від схеми вмикання транзистора  $h$  – параметри мають різні значення. Тому вони позначаються відповідною

літерою в індексі (наприклад для схем з СЕ –  $h_{11E}$ ). Перевагою системи  $h$  – параметрів є порівняна простота безпосереднього вимірювання значень коефіцієнтів  $h$ . Так, режим ХХ на вході транзистора (за змінним струмом) здійснюється вмиканням у вхідне коло транзистора дроселя з великою індуктивністю ( $\omega L$  прямує до нескінченості), а режим КЗ – шляхом вмикання паралельно вихідному колу транзистора конденсатора великої ємності ( $1/\omega C$  прямує до нуля). Схема заміщення транзистора з  $h$  – параметрами зображена на рис.2.5.



**Рис.2.5.** Схема заміщення транзистора з  $h$  – параметрами.

При розрахунках також використовується фізична  $T$  – подібна модель біполярного транзистора (рис.2.6).



**Рис.2.6.**  $T$  – подібна схема заміщення транзистора для схем з СЕ.

На рис.2.6. прийнято наступні позначення:  $r_B$  – об’ємний опір бази транзистора,  $r_E$  – прямий опір емітерного переходу,  $r_{K(E)}$  – зворотний опір колекторного переходу,  $\beta$  – коефіцієнт передавання за струмом.

Існує зв'язок між фізичними та  $h$ - параметрами транзистора. Так для схем з СЕ маємо:

$$\begin{aligned} h_{12E} &= r_E r_{K(E)}^{-1} (\beta + 1); h_{22E} = r_{K(E)}^{-1} (\beta + 1); \\ h_{11E} &= r_B + r_E (\beta + 1); h_{21E} = \beta \end{aligned} \quad (2.5)$$

Розглянемо основні режими роботи БП-транзистора р-п-р типу. Незалежно від схеми вмикання БП-транзистора він може працювати у трьох основних режимах, які визначаються полярністю напруги на емітерному  $U_E$  та колекторному переходах:

- **режимі відтинання** ( $U_E < 0, U_K < 0$ );
- **активному режимі** ( $U_E > 0, U_K < 0$ );
- **режимі насичення** ( $U_E > 0, U_K > 0$ ).

У **режимі насичення**, який настає при великому відпiрному вхiдному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені в прямому напрямку, транзистор повністю увімкнений і його струм  $I_{тр} = U_{зов} / R_H$ , тобто залежить лише від опору навантаження ( $R_H$ ) та зовнішньої напруги ( $U_{зов}$ ). При цьому, вихідний опір транзистора знижується до дуже малої величини.

У **режимі відтинання**, що настає з поданням до вхiдного кола транзистора сигналу, який забезпечує повне запирання транзистора, обидва його переходи зміщені у зворотному напрямі (транзистор закритий). При цьому, у вихідному колі протікає струм, який є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора – високий.

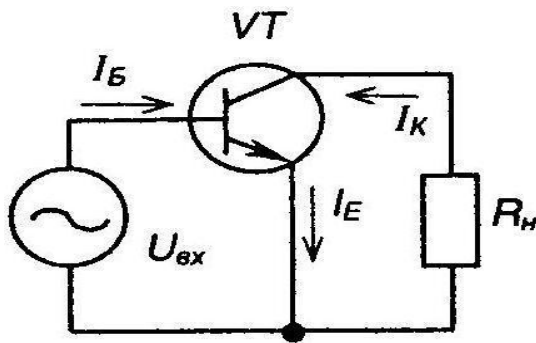
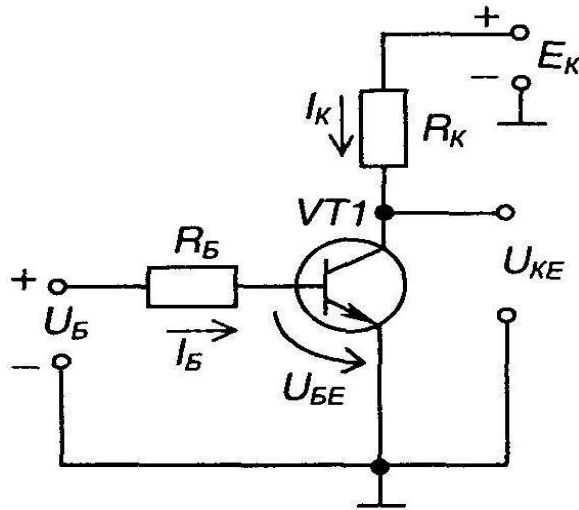
**Активний режим** є проміжним. У цьому режимі емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Транзистор при цьому працює як підсилювач змінного сигналу: пропорційним змінам вхiдного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного сигналу.

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

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ (рис.2.7).

$$\text{Тут: } I_B = (U_B - U_{BE}) / R_B; I_K = \beta \cdot I_B, U_{\text{вих}} = U_{KE} - I_K \cdot R_K, \quad (2.6),$$

де  $R_B$  і  $R_K$  – базове та колекторне навантаження,  $U_{KE}$  – напруга між колектором та емітером,  $E_K$  – напруга джерела живлення. Рівняння, яке характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом називається **динамічною вихідною характеристикою** транзистора або **лінією навантаження**.



**Рис 2.7.** Схеми вмикання БП-транзистора з СЕ.

Розглянемо вихідну динамічну характеристику транзистора (рис.2.8). Для режиму ХХ, якщо  $I_K = 0$ , то  $U_{KE} = E_K$ . Для режиму КЗ якщо  $U_{KE} = 0$ , то  $I_K = E_K / R_K$ . Точки перетину лінії навантаження з будь якою ВАХ називаються **робочими точками**. Коли робоча точка лежить в межах відрізка “аб”, то транзистор працює в ак -

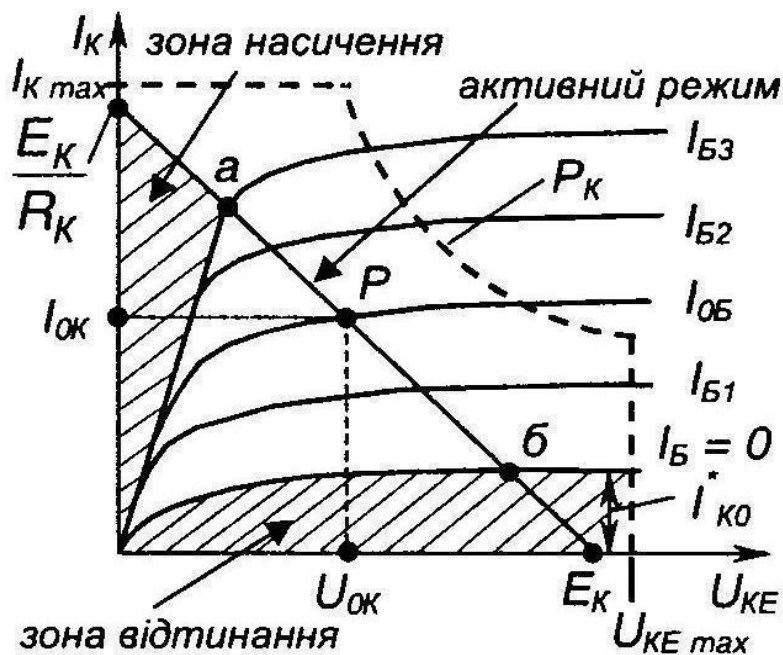


Рис.2.8. Вихідна динамічна характеристика БП-транзистора.

тивному режимі. Якщо ж робочу точку намагатися задати нижче точки б., то транзистор переходить в режим відтинання, якому відповідає власне точка б (транзистор відтинає протікання струму у силовому полі).

Якщо робочу точку задавати вище точки “а”, то транзистор знаходиться в режимі насичення, якому і відповідає точка “а”. Взагалі **режимом насичення** називається такий режим, коли подальшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшенню вихідної реакції, яка досягла деякого сталого значення.

У режимі насичення через транзистор протікає струм  $I_{KH} = E_K / R_K$ . Щоб транзистор увійшов в насичення необхідно забезпечити струм бази не менший за  $I_{BH} = I_{KH} / \beta$ . Ступінь насичення характеризується **коефіцієнтом насичення** ( $S = I_B / I_{BH}$ ,  $S > 1$ ,  $I_B > I_{BH}$ ). У активному режимі  $S < 1$ . До основних параметрів БП-транзисторів належить:

- максимально допустимий струм колектора  $I_{KMAX} = (0,01-100)$  А;
- максимально допустима робоча напруга  $U_{KEMAX}$ , яка визначається напругою лавинного пробою колекторного переходу і становить (20-100) В;
- коефіцієнт передачі струму  $\beta = 20-50$ ;

- максимально допустима потужність на колекторі (за її перевищення кристал транзистора розплавиться).

В імпульсних схемах транзисторні ключі (рис.2.9) перебувають у двох режимах – відтинання та насичення. Коли транзисторний ключ знаходиться в режимі насичення, то в його спрощеній моделі колектор і емітер замкнені.

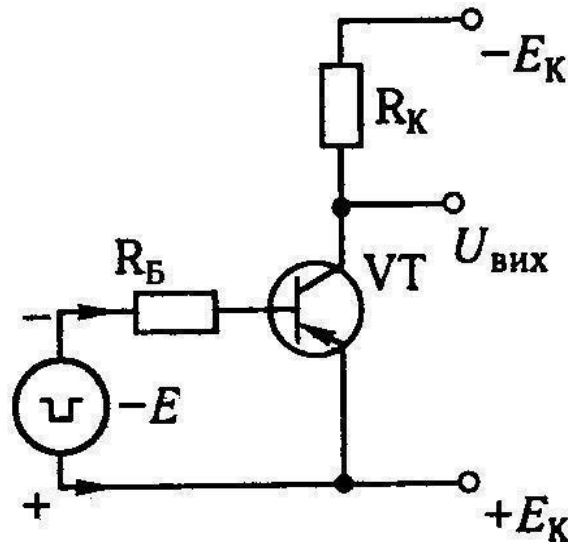
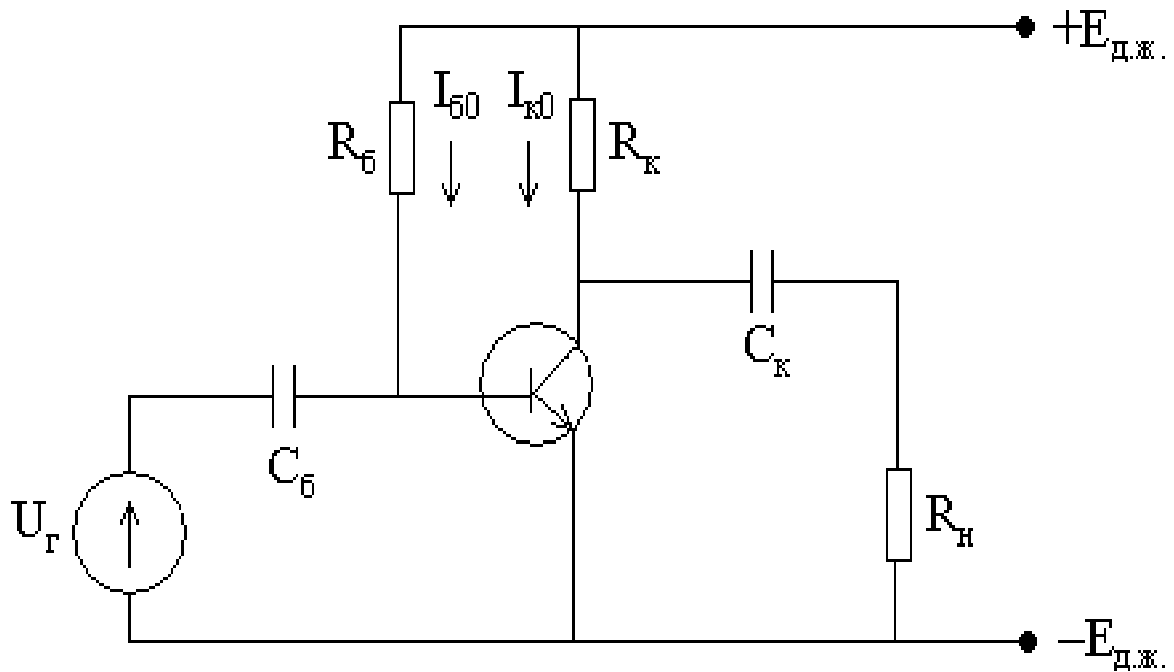


Рис.2.9. Транзисторний ключ.

При цьому  $I_B = I_{БНАС} \cdot S$ . Коли ж ключ у режимі відтинання, то в його моделі колектор і емітер розімкнені. Перевагою транзисторних ключів є те, що керування великими струмами  $I_K$  здійснюється за допомогою малих струмів бази.

## 2.2. Робота планарного транзистора в імпульсному режимі. Транзисторний підсилювач-обмежувач

Схема найпростішого підсилювача на транзисторах наведена на рис.2.10. Вона включає транзистор, в колекторну ланку якого ввімкнено опір  $R_K$ , а в ланку бази опір  $R_B$ . Ці опори забезпечують необхідний режим роботи транзистора за постійним струмом. Збільшення опору  $R_B$  призводить до зменшення постійного струму бази  $I_{B0}$ . При цьому збільшується постійна напруга  $U_{КЕО}$ . Звичайно, опори  $R_B$  і  $R_K$  підбирають так, щоб виконувалася умова  $U_{КЕО} = E_{дж.ж.}/2$ .



**Рис.2.10.** Принципова схема підсилювача на транзисторах.

На базу транзистора з ємністю  $C_б$  подають сигнал, який необхідно підсилити. Наявність на базі цього сигналу змінює напругу  $U_{BE}$  і, відповідно, струми  $i_б$ ,  $i_к$  та напругу  $U_{KE}$ . Якщо режим роботи транзистора за постійним струмом вибрано правильно, то всяка зміна напруги  $U_{KE}$  буде точно повторена зміною напруги  $U_{BE}$ , але з більшою амплітудою, тобто відбудеться підсилення імпульсу напруги. Підсилений сигнал через конденсатор  $C_к$  надходить на зовнішнє навантаження  $R_н$ , функцію якого може виконувати сигнальний пристрій, вхідний опір іншого транзистора тощо.

При роботі транзистора в імпульсних схемах розрізняють режими малого і великого сигналів. При подачі на базу імпульсних сигналів малої величини транзистор працює в активному режимі. В цьому режимі відбувається підсилення імпульсних сигналів і зберігається лінійна залежність між напругами вихідних та вхідних сигналів. Робота транзистора в режимі великих імпульсних сигналів (ключовий режим) характерна для цифрових інтегральних схем. Транзистор тут виконує роль електронного ключа: він може знаходитися або в закритому стані (режим відсікання), або у відкритому стані



(режим насичення). Якість роботи електронного ключа оцінюється за швидкістю перемикавання, тобто за часом переходу транзистора з одного стану в інший.

На рис.2.11.а. наведена схема електронного ключа, а на рис.2.11.б.-д. діаграми, які ілюструють його роботу. Розглянемо поетапно процеси вмикання і вимикання планарного транзистора.

**Вмикання транзистора.** На проміжку часу  $0 - t_0$  транзистор знаходиться в режимі відсікання, струм колектора рівний практично нулю. Тому можна вважати, що транзисторний ключ розімкнений, а напруга на колекторі рівна напрузі джерела живлення  $E_{дж.ж.}$ . Цей режим роботи транзистора визначається робочою точкою А (рис.2.11.в.). В момент часу  $t_0$  напруга імпульсного генератора стрибком змінюється від значення  $U_{ГО}$  до  $U_{Г1}$ , в колі бази виникає струм  $I_{Б1} = U_{Г1}/R_B$ . В інтервалі часу від  $t_0$  до  $t_1$  відбувається заряджання ємності емітерного і колекторного переходів. Інтервал часу  $t_0 - t_1$  називається **часом затримки вмикання транзистора** і визначається за формулою:

$$t_{зт} = t_0 - t_1 = (C_E + C_K) \cdot (U_{ПОР} - U_{ГО}) / I_{Б1}, \quad (2.7)$$

де:  $C_E$  і  $C_K$  – усереднені ємності емітерного і колекторного переходів. Чим більший струм  $I_{Б1}$  і менша ємність транзистора, тим менший час вмикання.

В момент часу  $t_1$  напруга на емітерному переході досягає порогу  $U_{ПОР} = 0,7$  В, перехід відкривається, транзистор переходить в активний режим, починається інжекція електронів в базу і в колі колектора генерується струм  $i_K$ .

При  $R_K = 0$ , напруга  $U_{КЕ}$  зберігається незмінною, а струм  $i_K$  в інтервалі часу  $t_1 - t_2$  зростає за законом:

$$i_K = \beta \cdot I_{Б1} (1 - \exp -t/\tau_\beta), \quad (2.8)$$

де:  $\tau_\beta = 1/(2\pi \cdot f \cdot h_{21A})$ . Якщо  $R_K$  не рівне нулю, то збільшення струму  $i_K$  супроводжується зменшенням напруги  $U_{КЕ}$  (рис.2.11.в.).

При цьому швидкість збільшення струму визначається постійною часу  $\tau_{OE} = \tau_\beta + R_K C_K$ . По мірі зменшення напруги  $U_{КЕ}$ , зменшується напруга на колекторному переході і в момент часу,

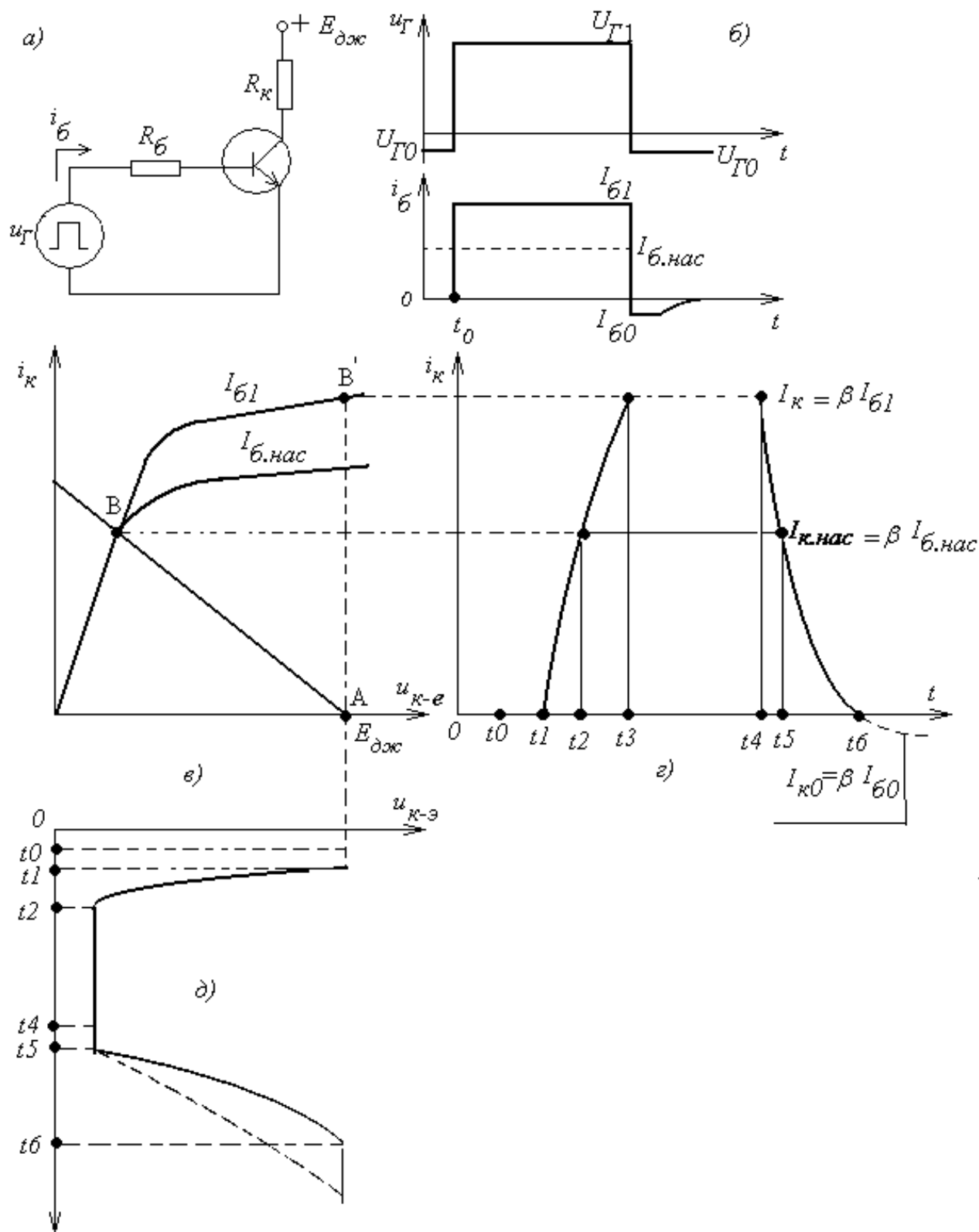


Рис.2.11. Принципова схема електронного ключа і діаграми його роботи.

коли стане виконуватися умова  $U_{КП}=U_{БЕ}-U_{КЕ}$ , транзистор переходить в режим насичення. В момент часу  $t=t_2$  він переходить в стан глибокого насичення і струм колектора досягає величини  $I_{К.НАС}=\beta \cdot I_{Б.НАС}$ , де:  $I_{Б.НАС}$  – мінімальний струм бази, при якому наступає глибоке насичення. Коли  $I_{Б.1}<I_{Б.НАС}$ , то точка перетину лінії навантаження з вихідною характеристикою транзистора розміщена з правої сторони і режим глибокого насичення не настає. Якщо  $I_{Б.1}>I_{Б.НАС}$ , то після насичення положення точки В не змінюється і подальше збільшення струму колектора не відбувається, а база транзистора продовжує заповнюватися електронами. Оскільки колекторний перехід відкритий, то одночасно з накопиченням електронів в базі відбувається і накопичення дірок в колекторі. Процес накопичення надлишкових зарядів завершується при  $t=t_3$ . Інтервал часу від  $t_1$  до  $t_2$  називається **часом наростання струму**:

$$t_{НАР}=t_2-t_1=\tau_{ОЕ} \cdot \ln(1-I_{Б.НАС}/I_{Б1}). \quad (2.9)$$

Чим більший струм бази, тим швидше зростає струм колектора. Сумарний час  $t_{ВМК} = t_{ЗТ} + t_{НАР}$  називається **часом вмикання транзистора**. Для зменшення часу вмикання необхідно збільшити  $I_{Б1}$  та підвищити граничну частоту транзистора.

#### **Вимикання транзистора.**

В момент часу  $t_4$  напруга на базі стрибком зменшується від значення  $U_{Г1}$  до  $U_{Г0}$  і в колі бази виникає від'ємний струм  $I_{Б0}=(U_{ПОР}-U_{Г0})/R_{Б}$ , зумовлений розсмоктуванням накопиченого в базі надлишкового заряду. При  $R_{К}=0$  зміна заряду супроводжується зменшенням градієнта концентрації і зменшенням струму за наступним законом:

$$i_{К}=\beta \cdot I_{Б1}-\beta(I_{Б1}-I_{Б0}) \cdot (1-\exp -t/\tau), \quad (2.10)$$

де  $\tau$  – постійна часу розсмоктування надлишкового заряду.

При  $R_{К}$  не рівному нулю в інтервалі  $t_4-t_5$  градієнт концентрації зарядів сталий, струм  $i_{К}$  також сталий. Цей проміжок часу називається **часом розсмоктування**. Він

знаходиться з допомогою формули (2.10), в якій  $i_K = \beta I_{БНАС}$  і  $t = t_{розсм}$ , тоді:

$$T_{розсм} = t_5 - t_4 = \tau \cdot \ln(I_{Б1} + I_{БО}) / I_{БНАС} + I_{БО}, \quad (2.11)$$

де  $\tau = \tau_\beta$ . Час розсмоктування збільшується при збільшенні струму  $I_{Б1}$ , який відкриває базу транзистора, і зменшується при збільшенні струму  $I_{БО}$ , який запирає базу. В момент часу  $t_5$  транзистор переходить в активний режим. Струм колектора починає зменшуватися за експонентним законом з сталою часу  $\tau_{ОЕ}$ . При  $t = t_6$   $i_K = 0$ . Проміжок часу  $t_5 - t_6$  називають **часом спаду**. Він знаходиться з виразу (2.12), в якому  $i_K(t_5) = \beta \cdot I_{БНАС}$ ;  $i_K(t_6) = 0$ ;  $\tau = \tau_{ОЕ}$ , тоді:

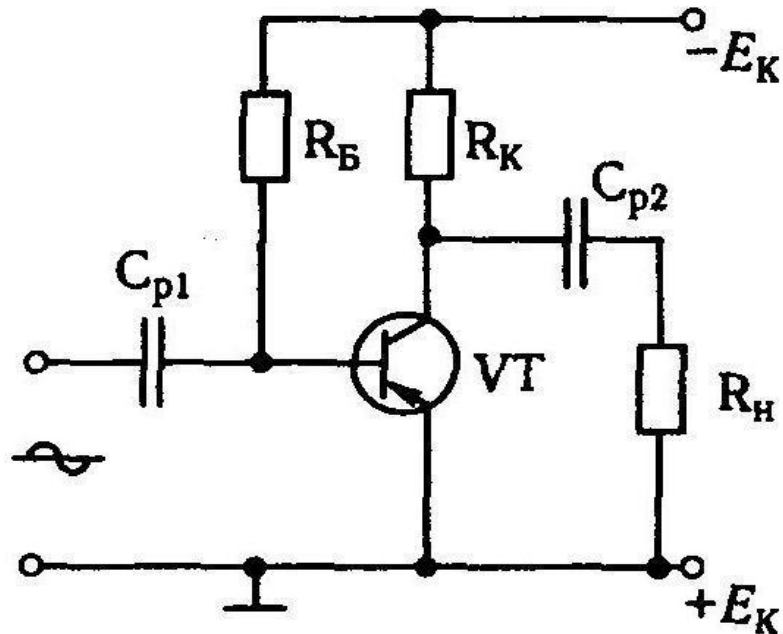
$$T_{СП} = t_6 - t_5 = \tau_{ОЕ} \cdot \ln[1 + I_{БНАС} / I_{БО}]. \quad (2.12)$$

Час спаду тим менший, чим більший запираючий струм  $I_{БО}$ . Сумарний час  $t_{вим} = t_{розсм} + t_{СП}$  називається **часом вимикання транзистора**. Коли ключ працює на ємнісне навантаження, то тривалість часу наростання напруги більша тривалості спаду струму колектора  $i_K$  (штрихова лінія на рис.2.11.д.). Це пояснюється тим, що із-за наявності ємності навантаження  $C_H$  напруга  $U_{КЕ}$  змінюється з постійною часу  $\tau = \tau_{ОЕ} + C_H \cdot R_K$ .

Таким чином, в імпульсному підсилювачі на біполярному транзисторі вихідний імпульс напруги  $U_{КЕ}$  є інвертованим, розтягнутим та зміщеним в часі по відношенню до вхідного імпульсу напруги. Перехідні процеси визначають швидкодію ключа, тобто швидкість перемикавання. Швидкодія транзистора залежить від величини накопиченого в базі заряду, швидкості його накопичення і розсмоктування. Дрейфові транзистори мають більшу швидкодію в порівнянні з бездрейфовими, оскільки в їх базі величина накопиченого надлишкового заряду менша. Суттєвого збільшення швидкодії можна досягти, зменшуючи інжекцію електронів в базу з колектора та дірок в колектор з бази. Цього можна досягнути шляхом вмикання між колектором та базою транзистора діода Шоткі.

**Підсилювач-обмежувач** (рис.2.12) - це транзисторний ключ, який з активного режиму перемикається на режим відтинання і

насичення, обмежуючи сигнал знизу та зверху (двосторонній обмежувач), режим роботи якого за постійним струмом знаходиться у точці С (рис.2.13).



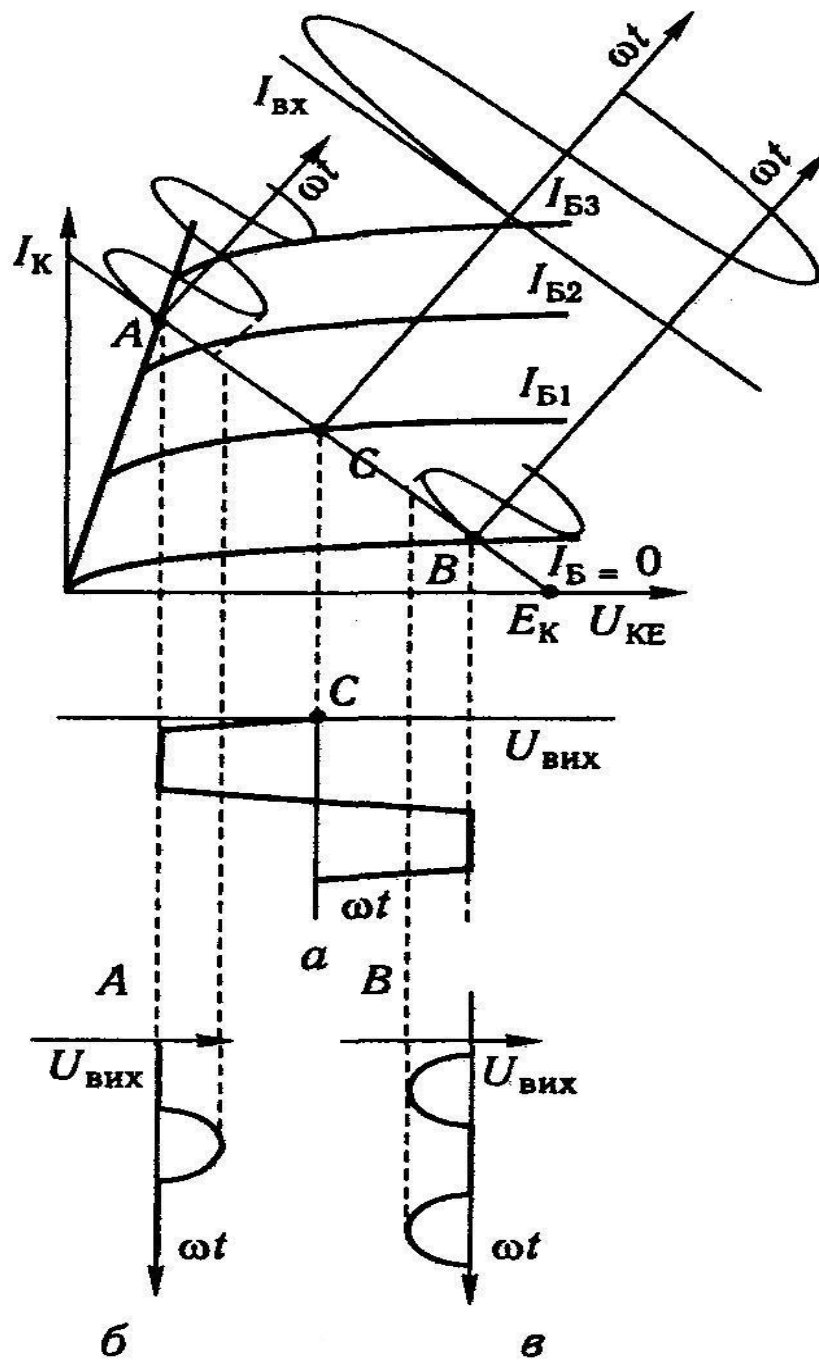
**Рис.2.12.** Транзисторний підсилювач – обмежувач.

Для обмеження зверху вибирають робочу точку у режимі насичення (точка А, рис.2.11), а знизу – у режимі відтинання (точка В, рис.2.11).

Переваги транзисторного підсилювача-обмежувача:

- коефіцієнт передачі за напругою  $K_U \gg 1$ , що потребує відносно малих вхідних сигналів (сотні мілівольт);
- низький вихідний опір, що забезпечує узгодження обмежувача з навантаженням;
- високий прямокутний коефіцієнт вихідного сигналу;
- відносно великий вхідний опір.

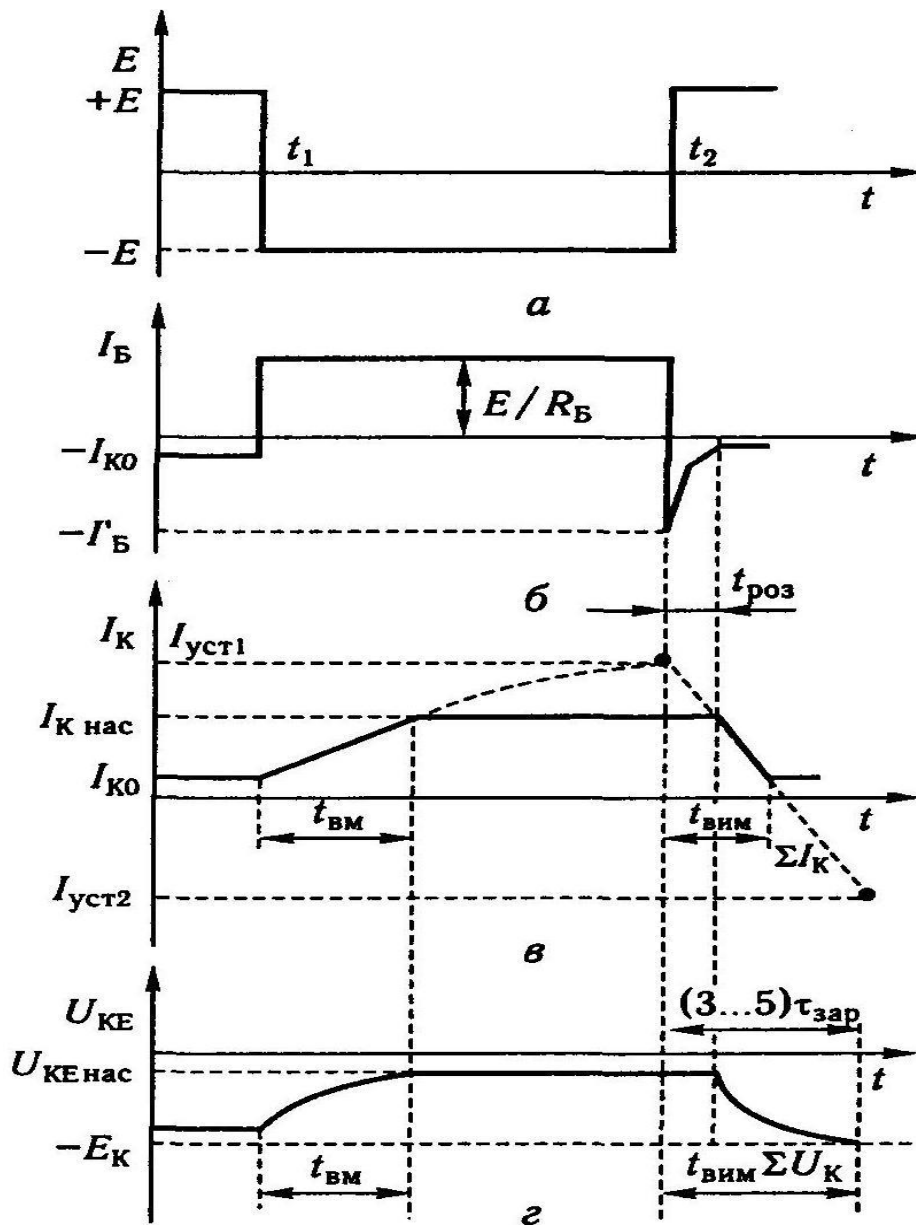
Якщо на вхід транзисторного ключа подати ідеальні прямокутні імпульси, то вихідні імпульси будуть спотворені. Ці спотворення викликані інерційністю транзистора. Розглянемо спотворення імпульсів транзисторним ключем, схема якого наведена на рис.2.9. Осцилограми, що ілюструють роботу транзисторного ключа подано на рис.2.14., де на рис.2.14.а. представлена вхідна послідовність імпульсів. В часовому проміж-



**Рис.2.13.** Обмеження амплітуди: а – двостороннє, б – зверху, в – знизу.

ку  $0-t_1$  спостерігається позитивна напруга імпульсу (+E), величина якої перевищує 0,3-0,5 В, що забезпечує режим відтинання (запирання) транзистора. При цьому, струм  $I_B = -I_{KO}$

(рис.2. 14.б.), струм колектора  $I_K=I_{K0}$  (рис.2.14.в.) і напруга колектор-емітер  $U_{KE}=-E_K$  (рис.2.14.г.).



**Рис.2.14.** Осцилограми роботи транзисторного ключа.

В момент часу  $t_1$   $U_{вх}$  перемикається на  $-E$ . Негативна напруга відкриває транзистор і через перехід емітер-база протікає струм  $I_B=E/R_B$ , який має перевести транзистор у режим насичення  $I_B>I_{Bнас}$ . Внаслідок малої ємності  $C_{BE}$  та її шунтування відкритого переходу емітер-база з малим опором, струм бази змінюється за законом входньої ЕРС  $E$  (див. рис.2.14.б). За рахунок сталої часу транзистора для схеми з спільним емітером, струм колектора

зростатиме за експонентним законом від початкового значення  $I_{уст1} = I_B \cdot h_{21E}$ .

Слід відзначити, що так би відбулося, якби транзистор увесь час працював в активному режимі, але через деякий час він переходить у режим насичення, і струм колектора, досягнувши значення  $I_{Кнас}$ . (рис.2.14.в.), більше не зростатиме. Напруга на виході ключа  $U_{КЕ}$ , починаючи з  $t = t_1$ , буде мінятися від  $-E_K + I_{КО} R_K$  (яка наближено рівна  $-E_K$ ) до  $U_{Кенас}$ , повторюючи закон зміни струму  $I_K$ , тому що  $U_{КЕ} = -E_K + I_K R_K$ . При цьому, тривалість вимикання транзистора – це час за який він переходить з режиму відтинання у режим насичення, однаково як для струму  $I_K$ , так і для струму  $U_{КЕ}$  (рис.2.14.г.).

Тривалість вмикання транзистора:  $t_{ВМ} = \tau_\beta \cdot \ln S / S - 1$  наближено рівна  $\tau_\beta / S$  (при великих  $S$ ), де  $\tau_\beta$  – стала часу вмикання транзистора з спільним емітером.

Після  $t_{ВМ}$  змінюється стала часу транзистора і стає рівною  $\tau_{нас}$  насичення, але при цьому,  $\tau_{нас}$  не рівне  $\tau_\beta$ .

Після деякого часу  $t_2$   $E > 0$  і транзистор знову закривається, однак відбувається затримка транзистора в режимі насичення на час, зумовлений тривалістю розсмоктування дірок в базі. Струм бази досягає  $I'_B = -E/R_B$  (рис.2.14.б.) і зменшується до  $I_{КО}$  за час розсмоктування. На такий самий час затримується струм колектора  $I_K$  та напруга на колекторі  $U_{КЕ}$  (рис.2.14.в.г.).

$$t_{роз} = \tau_{нас} \cdot \ln(I_B + I'_B) / (I_{Бнас} + I'_B). \quad (2.13)$$

При збільшенні  $S$ , зменшується  $t_{ВМ}$ , однак зростає  $t_{роз}$ . Тому рекомендовано вибирати  $S = 1,0 \dots 2,0$ .

Тривалість вимикання  $t_{ВМ}$ , за яку струм колектора спадає від  $I_{Кнас}$  до  $I_{КО}$ , рівна:

$$t_{ВМ}(I_K) = \tau_\beta \cdot \ln(I_{Бнас} + I'_B) / I'_B, \quad (2.14)$$

Сумарна тривалість вимикання за струмом колектора:  $t_{ВМ}(\Sigma I_K) = t_{роз} + t_{ВМ}(I_K)$ .

На тривалість вимикання напруги  $t_{ВМ}(\Sigma U_K)$  значно впливає ємність  $C_H(\Sigma)$ :  $C_H(\Sigma) = C_H + C_{Вих} + C_M$ , де  $C_{Вих}$  – вихідна ємність



транзистора,  $C_M$  – ємність монтажу,  $C_H$  – ємність навантаження.  $C_H(\Sigma)$  звичайно знаходиться в межах 10-100 пФ. Стала часу заряджання конденсатора  $C_H(\Sigma)$  дорівнює  $\tau_{зар} = R_K \cdot C_H(\Sigma)$ , отже затримка заднього фронту  $U_{KE}$  визначає тривалість вимикання  $t_{вим} = (3 \dots 5) \cdot \tau_{зар}$ .

Оскільки  $\tau_{зар} \gg \tau_{вм}$ , то і тривалість вимикання за напругою  $U_{KE} \cdot t_{вим}(U_{KE}) \gg t_{вм}$ .

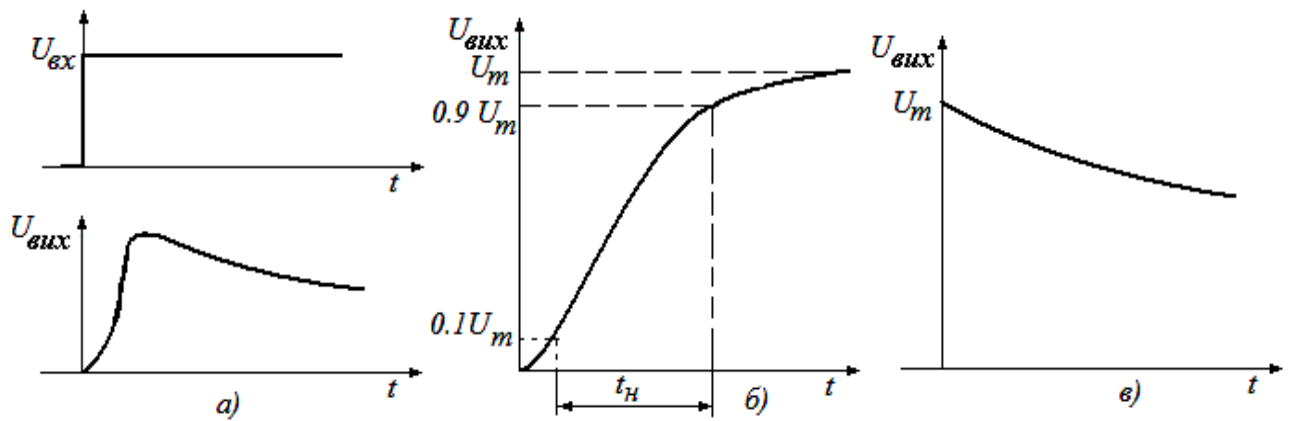
Таким чином, з наведеного вище випливає:

1. у схемах транзисторних ключів вихідні імпульси струму і напруги затримані щодо вхідних;
2. тривалість затримки переднього фронту  $t_{вм}$  пропорційна  $\tau_{\beta}$  і обернено пропорційна  $S$ . Тривалості вмикання за струмом і напругою однакові;
3. тривалість вимикання  $t_{вим} = t_{роз} + t_{вим}(I_K)$ ;  $t_{роз}$  пропорційне  $\tau_{нас}$  і  $S$ , тому вибирають  $S < 2$ ;
4. тривалість вимикання  $t_{вим}(I_K) < t_{вим}(U_{KE})$ , тому що  $t_{вим}(U_{KE})$  визначається  $\tau_{зар} = R_K \cdot C_H(\Sigma)$ , тому для його зменшення рекомендується зменшувати  $R_K$ .

### 2.3. Імпульсні підсилювачі та емітерний повторювач на транзисторах

Спектр імпульсної послідовності дуже широкий, тому імпульсні підсилювачі виготовляють переважно на резисторах, оскільки вони є найбільш широкосмуговими. Спотворення форми імпульсів оцінюють по перехідній характеристиці підсилювача (рис.2.15.а.), яка відповідає відклику каскаду безпосередньо на стрибок напруги або струму на виході. По перехідній характеристиці в діапазоні малих часів (рис.2.15.б.) – відклику каскаду безпосередньо на стрибок – судять про час  $t_n$  наростання фронту імпульсу, який додається підсилювачем. По перехідній характеристиці в області більших часів (рис.2.15.в.) – відклику каскаду на постійну напругу після стрибка – судять про спотворення плоскої вершини імпульсу.

Час проходження фронту, який додається самим підсилювачем  $t_n = 2,2 \cdot \tau_{\beta}$ , де  $\tau_{\beta}$  – постійна часу підсилювача в області малих часів (верхніх частот). Постійна часу  $\tau_{\beta}$  і верхня

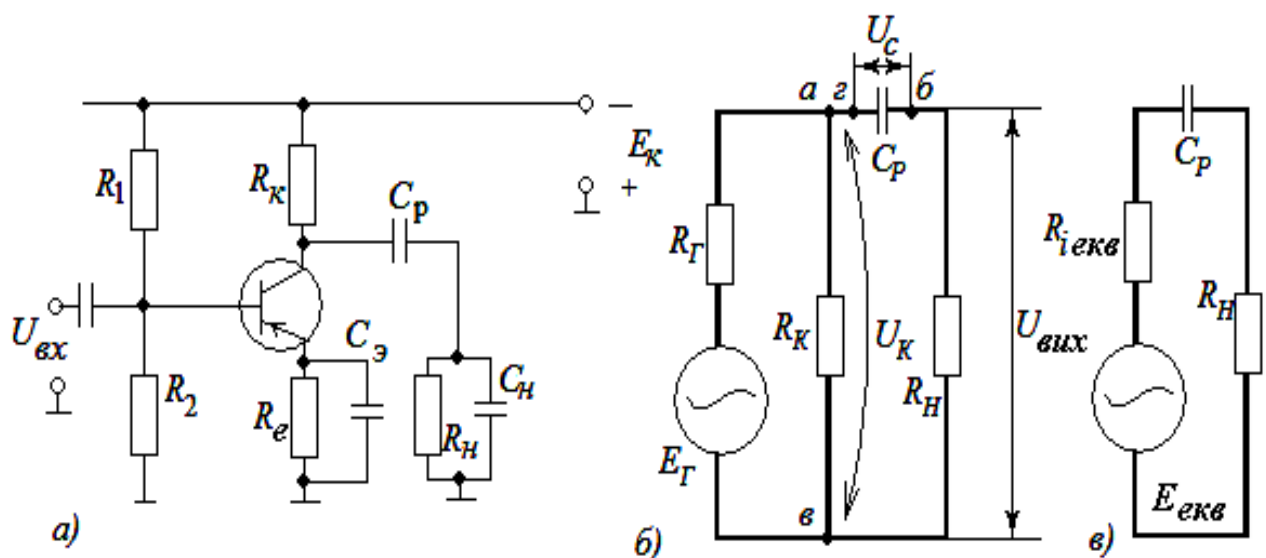


**Рис.2.15.** Перехідні характеристики підсилювача на транзисторах.

частота смуги пропускання  $f_{\beta}$  пов'язані співвідношенням  $\tau_B = (2\pi \cdot f_{\beta})^{-1/2}$ , тоді величина  $t_H = 0,35 \cdot f_{\beta}$ .

Важливим параметром підсилювача є площа підсилення  $\Pi = 2,2 \cdot K / t_H$ . Величину, пропорційну площі підсилення, називають добротністю підсилювача  $D = \Pi / 2,2 = K / t_H$ , де  $K$  – коефіцієнт підсилення на середніх частотах.

На рис.2.16.а. наведена схема однокаскадного транзисторного підсилювача з активно-ємнісним навантаженням без ланок коригування підсиленних імпульсів.



**Рис.2.16.** Підсилювач на транзисторі і його еквівалентні схеми.

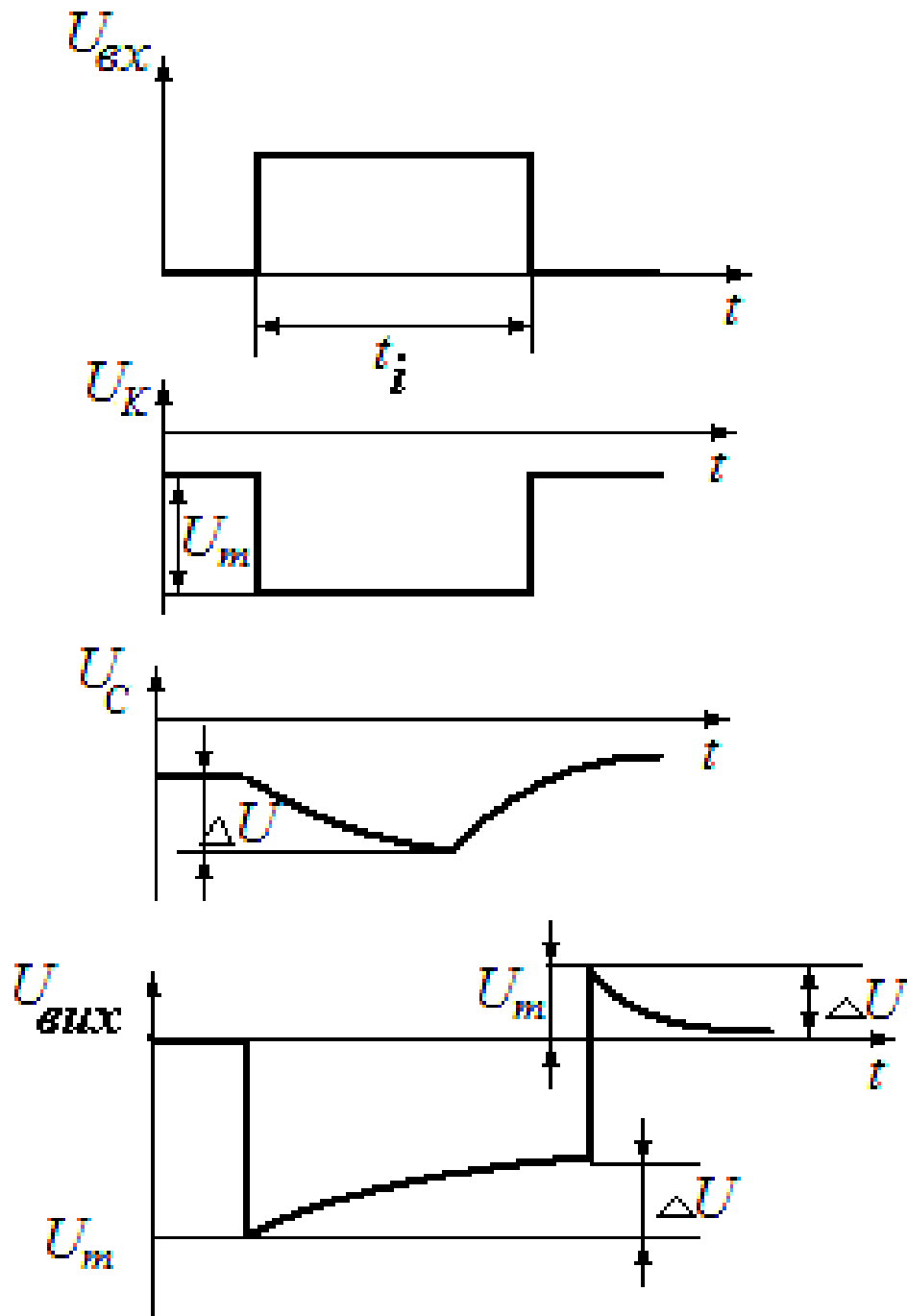
**Спотворення фронту імпульсу** зумовлено інерційністю транзистора та наявністю зовнішньої ємності  $C_H$ , яка шунтує навантаження каскаду. Тривалість фронту, яка додається каскадом, залежить від сумарної постійної часу  $\tau_K$ :  $t_H = 2,2 \cdot \tau_K = 2,2(\tau + \tau_i + \tau_H)$ , де  $\tau$  – постійна часу транзистора;  $\tau_i$  – постійна часу перезаряджання ємності  $C_K$  через вихідну провідність транзистора та навантаження. Для забезпечення заданого значення  $t_H$ , транзистор повинен мати верхню граничну частоту  $f_\alpha > 3/t_H$ , де  $f_\alpha$  частота, на якій коефіцієнт  $\alpha$  передачі струму емітера зменшується в порівнянні з низькочастотним значенням в  $(2)^{1/2}$ .

**Спотворення плоскої вершини імпульсу** зумовлено конденсаторами  $C_p$  і  $C_E$  (рис.2.16.а.). З метою зменшення спотворень ці конденсатори вибирають великої ємності, так що їх заряджання відбувається досить довго. Тому можна рахувати, що воно починається після того, як формування переднього фронту вихідного імпульсу уже закінчено, тобто напруга на колекторі досягла значення  $U_m$ . З урахуванням цього, на рис.2.16.б. зображено еквівалентну схему каскаду на нижніх частотах (в діапазоні великих часів), яка дозволяє оцінити вплив перехідного конденсатора  $C_p$ . Транзистор зображено тут генератором напруги з електрорушійною силою –  $E_\Gamma$  та внутрішнім опором  $R_\Gamma$ , який дорівнює в даному випадку  $1/h_{22}$  (де  $h_{22}$  – вихідна провідність транзистора при короткому замиканні на вході). За час дії імпульсу конденсатор  $C_p$  експоненціально дозаряджається на  $\Delta U$ , а напруга на виході  $U_{\text{вих}} = U_k - U_C$  аналогічно зменшиться. На рис.2.17. наведено епюри напруги на елементах схеми з рис.2.16.

При закінченні вхідного імпульсу напруги  $U_{\text{вих}}$  на виході каскаду стрибком зростає на величину  $U_m$ . Тому на імпульсі  $U_{\text{вих}}$  реєструється додатний викид  $\Delta U$ . В подальшому конденсатор  $C_p$  розряджається до деякого сталого значення напруги, а викид на виході спадає до нуля.

Для визначення постійної часу  $\tau_p$ , з якою заряджається і розряджається конденсатор  $C_p$  умовно розімкнемо ланку  $ab$  в точці  $\Gamma$  (рис.2.16.б), отримаємо

$$U_{EK} = U_{ab} = E_\Gamma \cdot R_k / (R_\Gamma + R_k); R_{iEK} = R_k \parallel R_\Gamma = R_\Gamma / h_{22}. \quad (2.15)$$



**Рис.2.17.** Епюри напруги на елементах схеми підсилювача на транзисторі.

Еквівалентна схема, яку має генератор з такими параметрами, зображена на рис.2.16.в. З неї випливає, що  $\tau_p = C_p \cdot (R_{iEK} + R_H)$ . Оскільки  $R_k \ll 1/h_{22}$ , то можна вважати  $R_{iEK} = R_k$  і  $\tau_p = C_p \cdot (R_k + R_H)$ .

Чим більше  $\tau_p$ , тим повільніше відбувається заряджання конденсатора  $C_p$  – тим менший завал ( $\Delta U$ ) плоскої вершини імпульсу і меншим є додатковий викид. Тому  $C_p$  вибирають великої ємності. Відносний спад плоскої вершини імпульсу за рахунок конденсатора  $C_p$ :

$$\Delta_p = \Delta U_m / U_m = t_u / \tau_p = t_{\text{имп}} / C_p \cdot (R_k + R_H). \quad (2.16)$$

Наведена формула справедлива при  $\tau_p > 5 \cdot t_{\text{имп}}$ .

З останнього виразу випливає, що ємність розділового конденсатора  $C_p \geq t_{\text{имп}} / \Delta_p (R_k + R_H)$ . Крім конденсатора  $C_p$ , спад вершини імпульсу викликає також конденсатор  $C_E$  – емітерної ланки транзистора. За час поки на виході каскаду діє, наприклад, від'ємний імпульс, ємність  $C_E$  поступово заряджається і напруга між базою та емітером ( $U_{BE} = U_{BX} - U_E$ ), яка керує струмом транзистора, стає менш від'ємною. Це викликає зменшення вихідної напруги, тобто спад плоскої вершини імпульсу. Величина відносного спаду  $\Delta_E$  за рахунок конденсатора  $C_E$  залежить від крутості  $S$  зміни емітерного струму, ємності конденсатора  $C_E$  і тривалості імпульсу  $t_{\text{имп}}$ . Чим більша величина  $S$ , тим більше змінюється під дією вхідного імпульсу струм і тим більше встигає змінитися за цей час напруга на конденсаторі  $C_E$ :

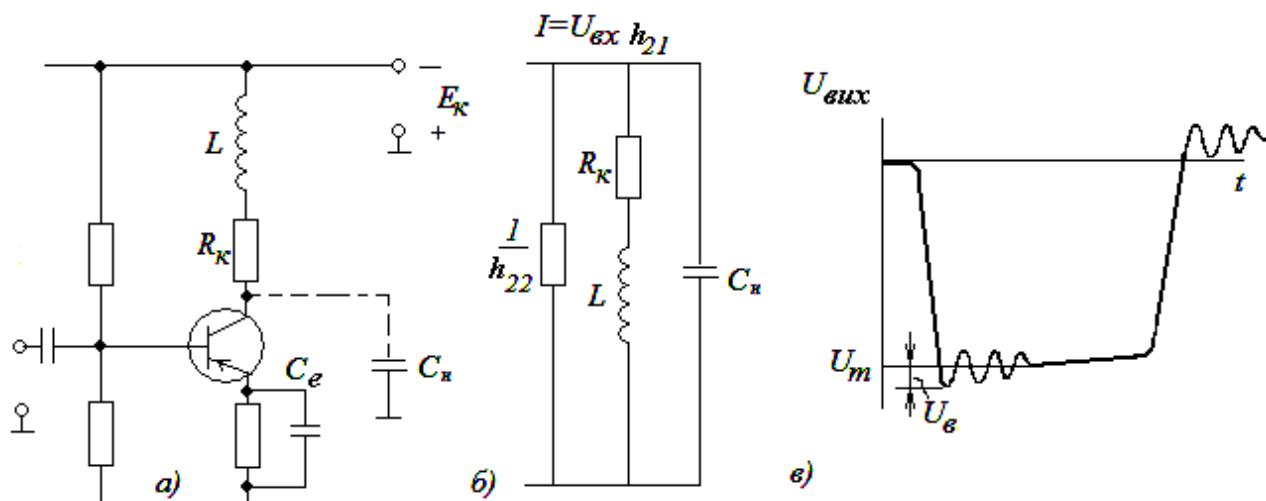
При зменшенні ємності  $C_E$ , а також при збільшенні тривалості імпульсу ця зміна напруги стає більшою. Відносний спад плоскої вершини імпульсу за рахунок ємності  $C_E$

$$\Delta_E = t_{\text{имп}} / \tau_E = t_{\text{имп}} \cdot (h_{11} + h_{21}) / C_E, \quad (2.17)$$

де  $h_{11} = \Delta I_B / \Delta U_{BE}$  – вхідна провідність при короткому замиканні на виході транзистора,  $h_{21} = \Delta I_K / \Delta U_{BE}$  – провідність транзистора у прямому напрямі при короткому замиканні на виході. Ця формула справедлива при  $R_E \gg t_{\text{имп}} / 2C_E$ , що звичайно, виконується. Величина ємності  $C_E \geq t_{\text{имп}} \cdot (g_{11} + g_{21}) / C_E$ . Сумарна дія конденсаторів  $C_p$  і  $C_E$  викликає наступний спад плоскої вершини імпульсу  $\Delta = \Delta_p + \Delta_E$ .

В каскадах на дискретних елементах найбільш поширена схема з паралельною корекцією фронту імпульсу (рис.2.18.а). Її

назва зумовлена тим, що коректуюча індуктивність  $L$  ввімкнена паралельно ємності  $C_H$ , що видно з еквівалентної схеми підсилувального каскаду (рис.2.18.б).



**Рис.2.18.** Принципова схема підсилувача з індуктивною корекцією фронту імпульсу.

Дію індуктивності  $L$  розглянемо на прикладі зменшення впливу ємності навантаження. Як і в нескоректованому підсилувачі імпульсів, початковий струм заряджання ємності  $C_H$  дорівнює повному вихідному струму  $I_m$ , оскільки в перший момент ємність  $C_H$  представляє собою короткозамкнену ланку кола. Тому початкова швидкість заряджання ємності  $C_H$  в коректованому і некоректованому підсилувальних каскадах однакова :  $v=U_m/\tau_B$ , де  $U_m$  – початковий стрибок напруги на вході ланки, яка має ємність  $C_H$ ;  $\tau_B$  – постійна часу ланки в області верхніх частот.

В підсилувачі без корекції зарядний струм  $i$ , відповідно, швидкість заряджання ємності  $C_H$  швидко спадають, а в схемі з корекцією індуктивність  $L$ , протидіє наростанню струму в ланці  $LR_k$  і сприяє повільному спаду струму заряджання. Це призводить до більш швидкого заряджання ємності  $C_H$  і до зменшення тривалості фронту підсиленого імпульсу. Якщо б зарядний струм залишався незмінним, тобто швидкість заряджання зберігалася б сталою, то фронт імпульсу зростав би лінійно і його тривалість складала б:

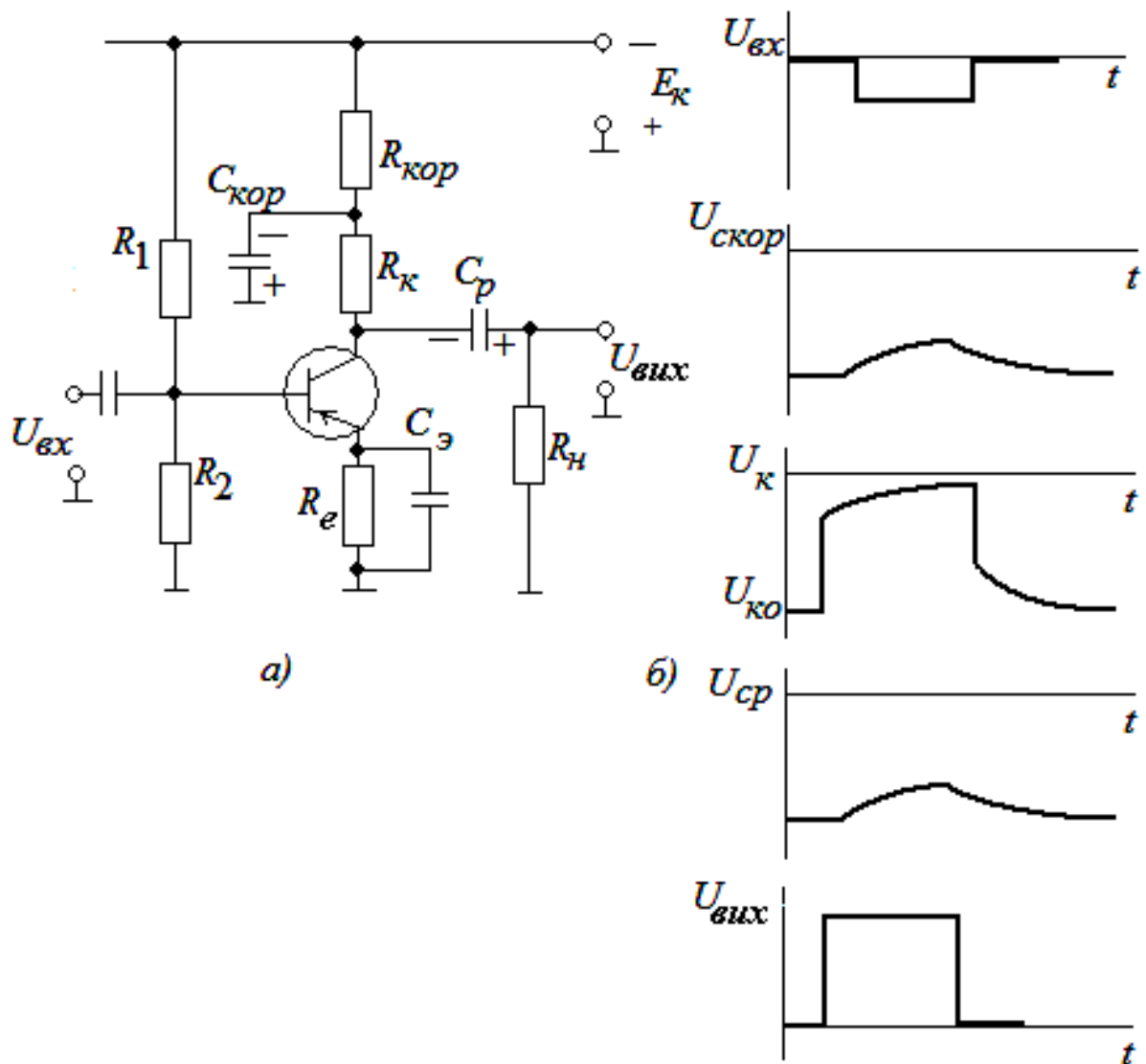
$$t_{\phi} = (0,9 \cdot U_{\text{мвих}} - 0,1 \cdot U_{\text{мвих}}) / v = 0,8 \cdot U_{\text{мвих}} / (U_{\text{мвих}} / \tau_B) = 0,8 \cdot \tau_B, \quad (2.18)$$

що менше тривалості фронту в некоректованому підсилювачі ( $2,2 \cdot \tau_B$ ) в 2.75 рази. Але такий виграш неможливо отримати, бо з часом усе більша частина струму генератора відщеплюється через ланку  $LR_k$  і швидкість заряджання ємності  $C_H$  зменшується. Значення індуктивності  $L$  вибирають таким, щоб контур  $LC_H R_k$  не мав велику добротність, оскільки тоді при появі та закінченні кожного імпульсу в ньому будуть генеруватися затухаючі коливання. Звичайно, величина добротності цього контуру не переважає 0,8-0,9, а збільшення добротності підсилювача при такій корекції не перевищує 1,5-1,7. Збільшуючи в коректованому каскаді опір  $R_k$ , можна залишити тривалість фронту попередньою, а весь виграш в збільшенні добротності скерувати на збільшення коефіцієнта підсилення.

На рис.2.19. зображена схема підсилювального каскаду з корекцією плоскої вершини імпульсу за рахунок ланки  $C_{\text{кор}} R_{\text{кор}}$ .

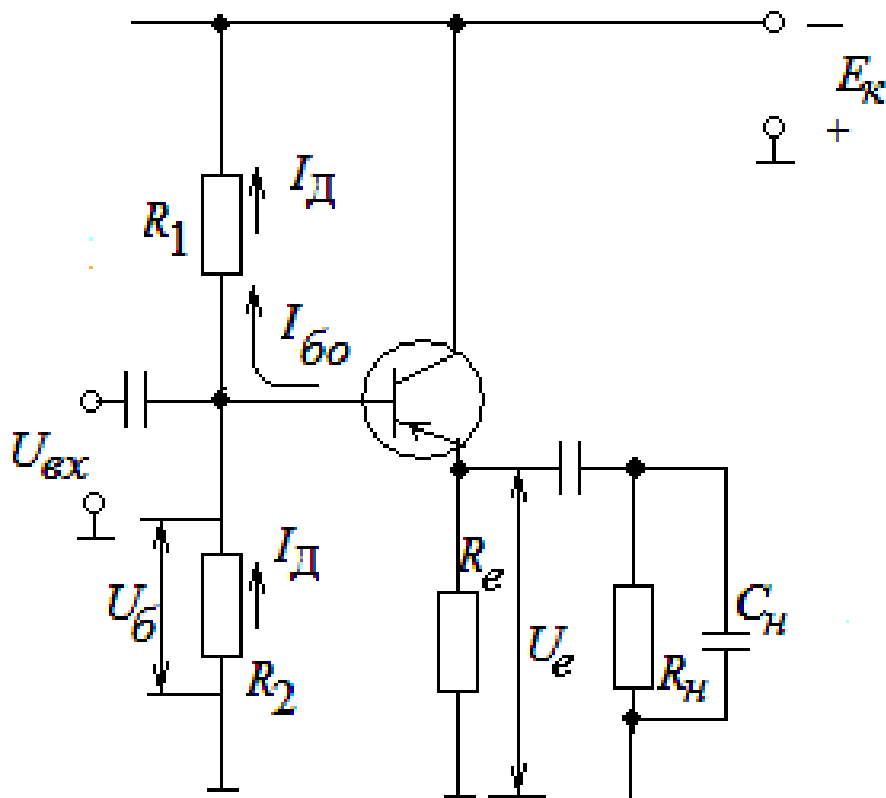
Припустимо, що спотворення плоскої вершини імпульсу зумовлено лише перехідним конденсатором  $C_p$ . Нехай на вхід підсилювача діє від'ємний імпульс. При цьому струм транзистора збільшується на величину  $\Delta I_k$  ( $I_k = I_{k0} + \Delta I_k$ ) і його частина ( $\Delta I_k$ ) замикається через конденсатор  $C_{\text{кор}}$ , передаючи його верхній обкладинці додатний заряд. В результаті напруга на конденсаторі  $C_{\text{кор}}$  ( $U_{\text{скор}}$ ) та колекторі транзистора ( $U_k$ ) стає менш від'ємною. Внаслідок підвищення  $U_k$ , конденсатор  $C_p$  розряджається і напруга на ньому ( $U_{\text{ср}}$ ) стає менш від'ємною (рис.2.19). Коли вказані підвищення напруги  $U_k$  і  $U_{\text{ср}}$  однакові, то напруга на виході  $U_{\text{вих}} = U_k - U_{\text{ср}}$  після стрибка залишається постійною. В емітерному повторювачі навантаження зосереджено в колі емітера транзистора (рис.2.20). В каскаді діє стопроцентний від'ємний зв'язок. Різниця між вхідною і вихідною напругою дорівнює напрузі на відкритому емітерному переході, тобто вона є дуже незначною. Тому вихідна напруга за величиною і фазою досить близько співпадає з вхідною напругою, що і зумовило назву такого каскаду. Якщо на вхід емітерного повторювача подати від'ємний імпульс, то ємність  $C_H$  буде швидко

заряджатися через малий вихідний опір  $R_{\text{вих}}$  каскаду, так що передній фронт вихідного імпульсу буде мати малу тривалість. Після припинення дії вхідного імпульсу потенціал емітера може стати більшим ніж бази, і транзистор закриється. В цьому випадку розряд ємності відбудеться через резистор  $R_E \gg R_{\text{вих}}$  і тривалість заднього фронту вихідного імпульсу буде значно більшою, ніж переднього. Навіть коли транзистор в цьому випадку не закриється повністю, то за рахунок меншого струму



**Рис.2.19.** Принципова схема підсилювача з корекцією плоскої вершини імпульсу.





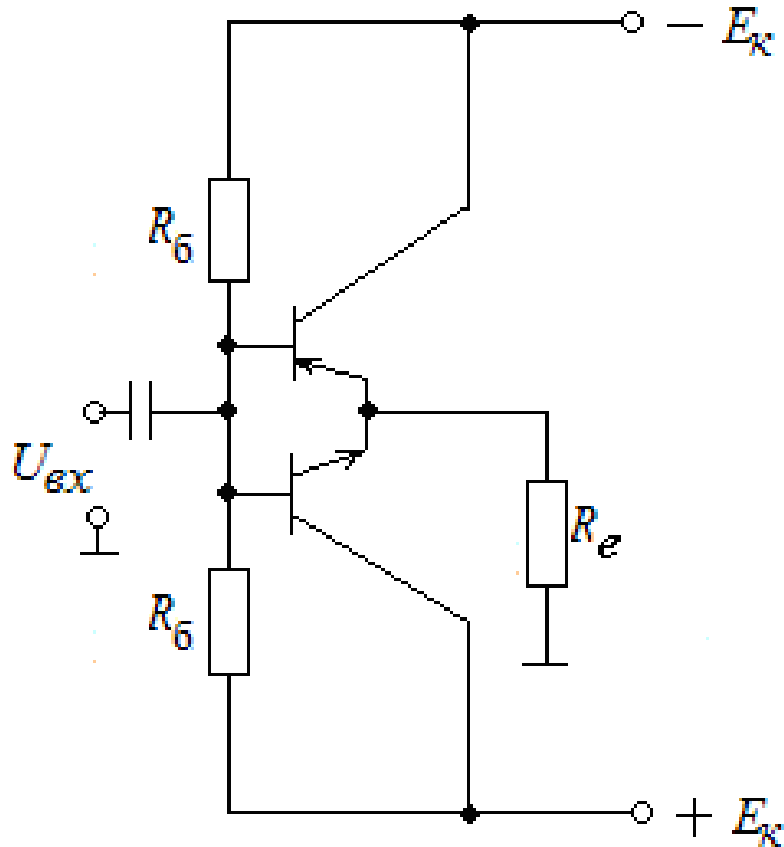
**Рис.2.20.** Принципова схема емітерного повторювача.

розрядження ємності  $C_H$  буде повільнішим за зарядження. При використанні транзистора типу  $n - p - n$  одержимо зворотну картину: тривалість додатного фронту буде менша за тривалість від'ємного. Щоб обидва фронти вихідного імпульсу мали однакову тривалість, застосовують емітерний повторювач на двох транзисторах:  $p-n-p$  і  $n-p-n$  (рис.2.21).

За рахунок інерційності транзистора сигнал на виході емітерного повторювача не може збільшитися миттєво, навіть коли на його вході діє ідеальний стрибок і ємність навантаження  $C_H=0$ . Тривалість фронту вихідного імпульсу при  $C_H=0$  можливо оцінити за допомогою формули:

$$t_{\phi} = (\tau_{\beta} + \Omega_{\alpha} / \Omega_{\beta} \cdot C_K R_E) \cdot R_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + \beta R_E), \quad (2.19)$$

де:  $\Omega_{\alpha} = 2\pi f_{\alpha}$  – кругова частота при якій коефіцієнт передачі струму емітера  $\alpha$  змінюється в порівнянні з низькочастотним зна-



**Рис.2.21.** Принципова схема емітерного повторювача на двох транзисторах.

ченням в  $(2)^{1/2}$  раз;  $\Omega_\beta = 2\pi f_\beta$  кругова частота, на якій аналогічно зменшується коефіцієнт підсилення струму бази транзистора –  $\beta$ ;  $\tau_\beta = 1/\Omega_\beta$  – постійна часу транзистора в схемі з спільним емітером при  $R_r = 0$ , де  $R_r$  – внутрішній опір генератора вхідних імпульсів. Звідси випливає, що  $t_\phi$  буде тим меншою, чим більше  $f_\beta$  і чим менше  $C_K$  та  $R_r$ . Врахувавши, що  $f_\beta = f_\alpha/\beta$ , то вираз для визначення  $t_\phi$  спроститься до:

$$t_\phi = 2,2(\tau_B + \beta \cdot C_K \cdot R_E) \cdot R_E / (R_r + \beta R_E). \quad (2.20)$$

### Контрольні запитання

1. Намалюйте схему найпростішого імпульсного підсилювача на транзисторі.
2. Охарактеризуйте будову та основні параметри планарного транзистора в неперервному режимі роботи.

3. В чому полягає фізичний зміст  $h$ -параметрів планарного транзистора ?
4. Охарактеризуйте основні параметри та механізм роботи планарного транзистора при вмиканні в імпульсному режимі.
5. В чому полягає механізм роботи планарного транзистора при вимиканні в імпульсному режимі ?
6. Яким є механізм корекції переднього фронту та плоскої вершини підсиленого імпульсу у підсилювачі на транзисторі ?
7. Наведіть основні області застосування та принцип дії емітерного повторювача на транзисторі.
8. Яка основна відмінність емітерного повторювача в порівнянні з імпульсним підсилювачем ?

### ТЕМА 3. ТВЕРДОТІЛІ СИЛЬНОСТРУМОВІ КОМУТАТОРИ

Розглянуто будову та механізми роботи силових напівпровідникових приладів-комутаторів, до яких належать потужні діоди, сильноструміві транзистори та їх збірки, диністори і звичайні та спеціальні типи тиристорів.

Тип силових твердотілих елементів визначає тип відповідного перетворювача, а параметри силового елемента – його статичні і динамічні характеристики. Силові твердотілі елементи в перетворювачах працюють переважно в ключовому режимі. Тому втрати енергії в них дуже малі в порівнянні з потужністю, яка перетворюється. Ці втрати включають втрати під час протікання прямого струму, коли силовий твердотілий елемент відкритий або насичений, втрат під час протікання зворотного струму, коли силовий твердотілий елемент закритий, та втрат під час перемикавання з одного стану в інший.

Класифікацію силових твердотілих (або напівпровідникових) комутуючих елементів наведено на рис.3.1.

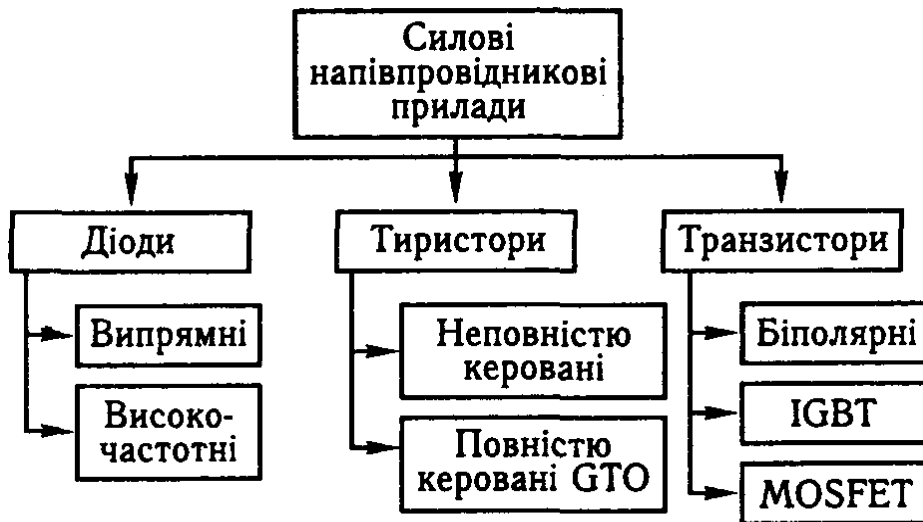


Рис.3.1. Класифікація силових напівпровідникових комутаторів

Суттєвий стрибок в імпульсній силовій техніці відбувся з розробленням біполярних високовольтних транзисторів та повністю керованих GTO (Gate Transisto Oxide) тиристорів, біполярних транзисторів з ізольованою базою IGBT (Insulated

Gate Bipolar Transistor) та потужних польових транзисторів MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

### 3.1. Потужні імпульсні транзистори

У польових чи уніполярних транзисторів зміна електричної провідності каналу здійснюється за допомогою електричного поля, вектор напруженості якого є перпендикулярним до напрямку струму. Електроди, які підімкнені до провідного каналу наваються *стоком* (*Drain*) і *витоком* (*Source*), а керуючий електрод називається *затвором* (*Gate*). Керуюча напруга, яка створює поле в каналі, вмикається між затвором і витокком. У силових MOSFET транзисторах використовується конструктивно ізольований від провідного каналу затвор. Структура і умовне позначення цього транзистора наведено на рис.3.2.

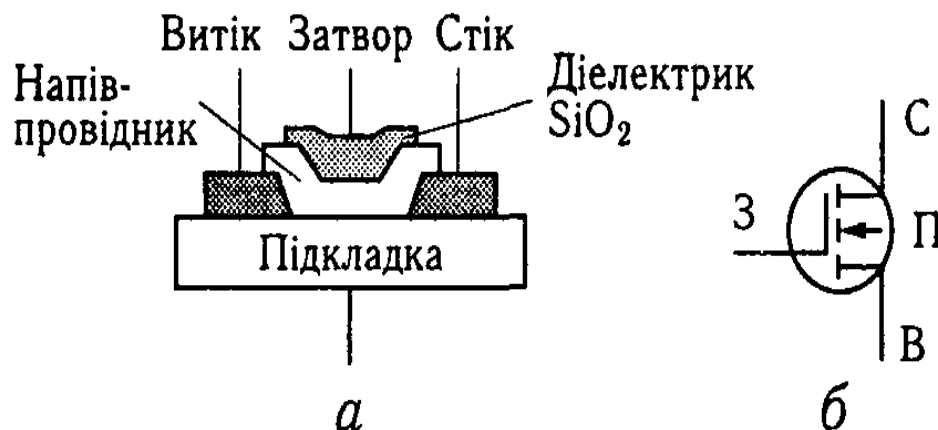


Рис.3.2. Будова та умовне позначення MOSFET –транзистора.

Цей транзистор має дві області роботи: область лінійного режиму та область насичення (область малого опору стік-витік). У цих режимах MOSFET – транзистор поводитья як і біполярний транзистор. Вхідна і вихідна ВАХ MOSFET – транзистора наведені на рис.3.3.

Для перемикування транзистора на його затвор подають прямокутний імпульс напруги  $U_{ВХ}$ . Спочатку відбувається заряджання конденсатора кола затвор-витік з ємністю  $C_{ЗВ}$  через резистор джерела сигналу з опором  $R_{В}$ . Якщо напруга на ємності  $C_{ЗВ}$  не досягає граничної напруги  $U_{ПОР}$ , то струм стоку рівний нулю і напруга на стоці дорівнює напрузі джерела живлення  $E_0$ .

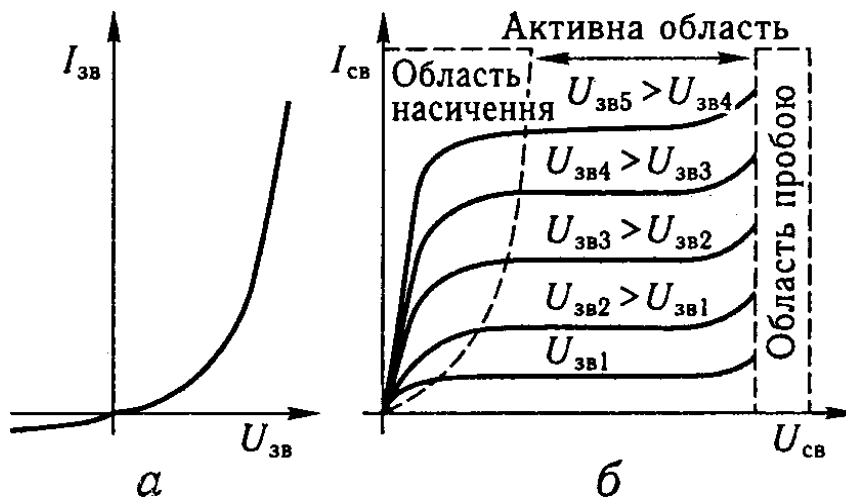


Рис.3.3. Вольт-амперні характеристики MOSFET – транзистора.

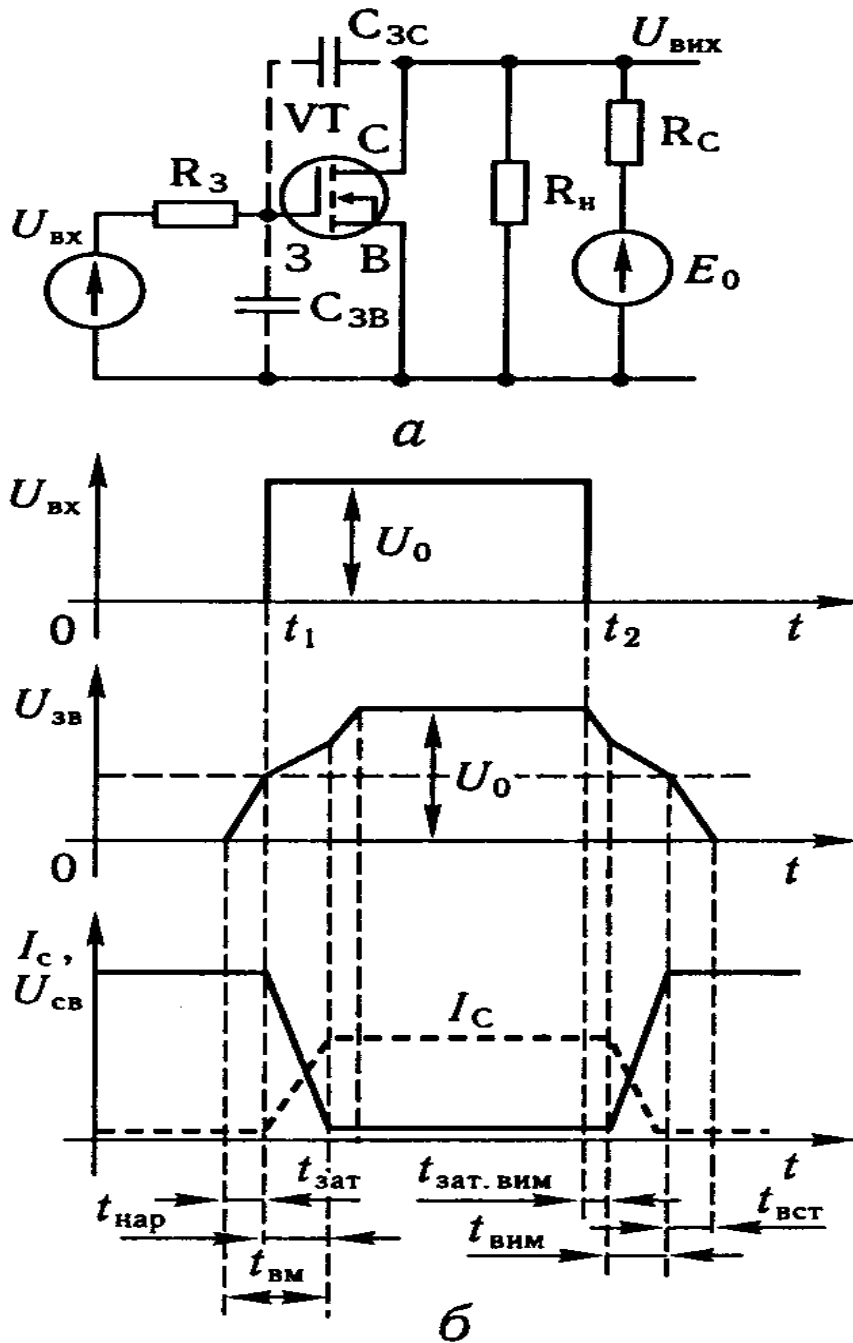
Ключовий режим роботи польових транзисторів розглянемо з використанням схеми на рис.3.4.а.

Якщо еквівалентна ємність  $C_{зв}$  кола затвор – витік зарядиться до напруги  $U_{пор}$ , то транзистор якийсь час буде в насиченні. У цьому випадку ємність вхідного кола транзистора різко збільшиться. Швидкість наростання напруги на затворі транзистора зменшиться оберненопропорційно зростанню ємності  $C_{вх}$ . При збільшенні напруги на затворі поступово зростатиме струм стоку і зменшуватиметься напруга на стоці.

Якщо еквівалентна ємність  $C_{зв}$  кола затвор – витік зарядиться до напруги  $U_{пор}$ , то транзистор якийсь час буде в насиченні. У цьому випадку ємність вхідного кола транзистора різко збільшиться. Швидкість наростання напруги на затворі транзистора зменшиться оберненопропорційно зростанню ємності  $C_{вх}$ . При збільшенні напруги на затворі поступово зростатиме струм стоку і зменшуватиметься напруга на стоці.

Таким чином, процес заряджання ємності  $C_{вх}$  триватиме доти, доки напруга на стоці не зменшиться до значення, за якого транзистор виявиться у лінійній області. При цьому вхідна ємність дорівнюватиме  $C_{зв}$  і швидкість її заряджання різко збільшиться. Тому в кінці процесу вмикання транзистора на затворі буде напруга  $U_0$ .

При вимиканні вихідний імпульс струму стоку затримується



**Рис.3.4.** Схема (а) та динамічні процеси перемикання польового транзистора (б)

відносно надходження керуючого імпульсу на час  $t_{вим} = t_{зат} + t_{нар}$ . Подібний процес проходить і при вимиканні транзистора. Він складається з часу затримки вимикання  $t_{зат.вим}$ , часу вимикання  $t_{вим}$ , під час якого зменшується імпульс струму та часу встановлення вихідного стану.

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ) виготовлені в формі сполучення вхідного польового транзистора

з ізольованим затвором (ПТІЗ) і вихідного біполярного  $n - p - n$  транзистора (БТ). Найбільшого поширення набули транзистори типу IGBT.

Схематичне зображення такого транзистора представлено на рис.3.5.а., де VT1 – польовий транзистор з ізольованим затвором, VT2 – паразитний біполярний транзистор, R1 – послідовний опір каналу польового транзистора.

Шунтування переходу база-емітер біполярного транзистора VT2 забезпечується опором R2, завдяки якому біполярний транзистор замкнений і істотно не впливає на роботу транзистора VT1. Вихідні вольт-амперні характеристики ПТІЗ (рис.3.5.б) характеризуються крутістю S та опором каналу R1.

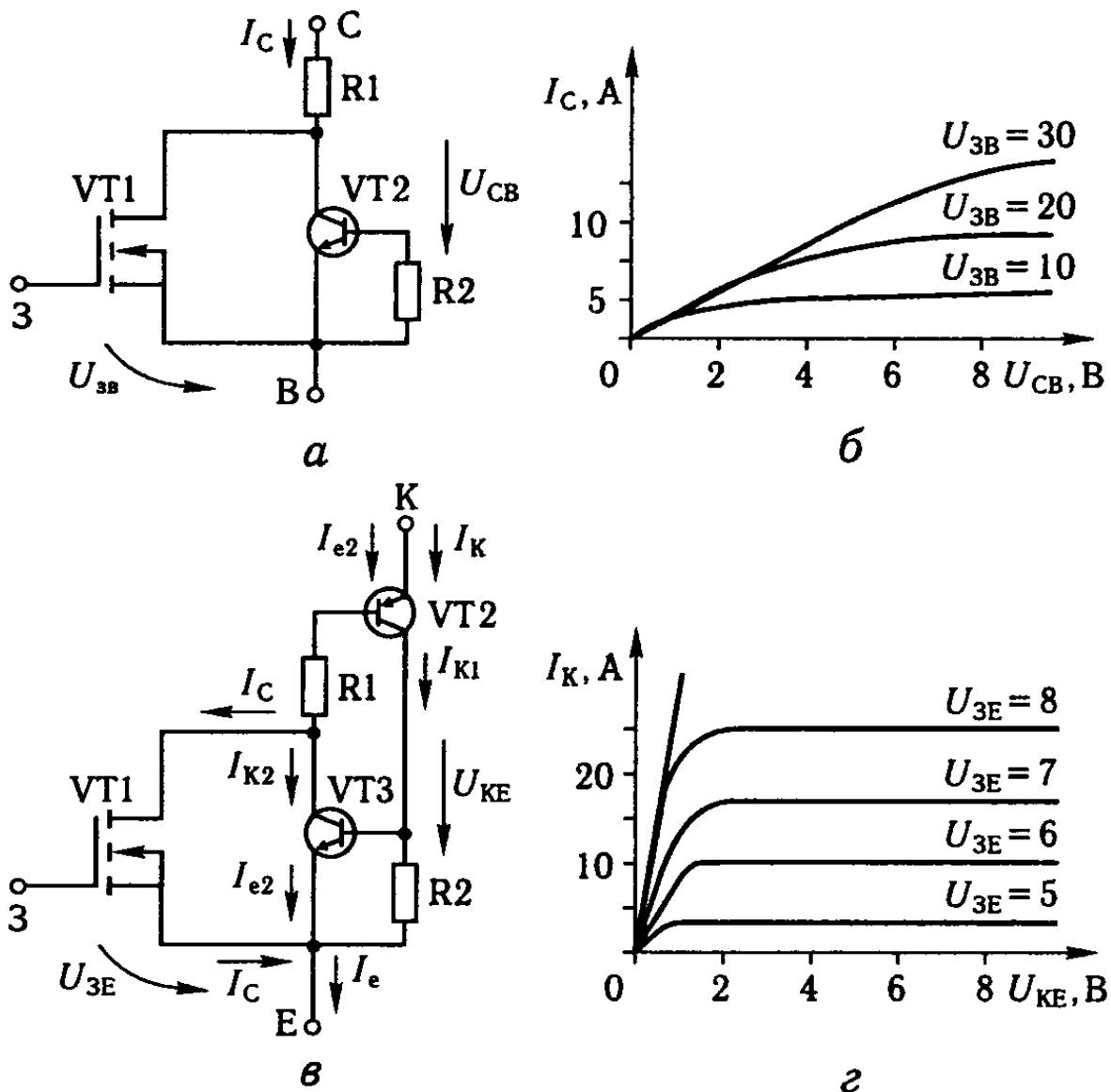
Структура транзистора IGBT аналогічна структурі ПТІЗ, але доповнена ще одним  $p - n$  переходом, завдяки чому в схему заміщення (див. рис.3.5.в) вводять ще один  $p - n - p$  транзистор VT2. Структура, яка сформувалася з двох транзисторів VT2 і VT3, має глибокий внутрішній позитивний зв'язок, оскільки струм колектора транзистора VT3 впливає на струм бази транзистора VT2, а струм колектора VT2 визначає струм бази транзистора VT3. Якщо коефіцієнти передавання струму емітера VT2 і VT3 складають відповідно  $\alpha_1, \alpha_2$ , то  $I_E = I_{E1} \cdot \alpha_1 + I_{E2} \cdot \alpha_2 + I_C$ . Тоді струм стоку польового транзистора  $I_C = I_E (1 - \alpha_1 - \alpha_2)$ . Оскільки струм стоку  $I_C$  ПТІЗ можна визначити через крутість S та напругу на затворі  $I_C = S \cdot U_3$ , то струм IGBT транзистора  $I_K = S \cdot U_3 \cdot [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]^{-1}$ . Величину  $S_E = S \cdot [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]^{-1}$  називають еквівалентною крутістю біполярного транзистора з ізольованим затвором.

При наближенні суми  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  до одиниці еквівалентна крутість значно переважає крутість ПТІЗ. Регулювати  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  можливо зміною опорів R1 і R2 при виготовленні транзистора. На рис.3.5.г. приведені ВАХ транзистора IGBT, які вказують на значне зростання крутості його характеристики порівняно з відповідними даними для ПТІЗ – транзистора.

Іншою перевагою IGBT – транзисторів є значне зменшення послідовного опору і зниження спадання напруги на замкненому ключі. Це викликано шунтуванням послідовного опору R2 каналу насиченими транзисторами VT2 і VT3, що підімкнені послідовно.

Умовне схематичне зображення транзистора БТІЗ наведено



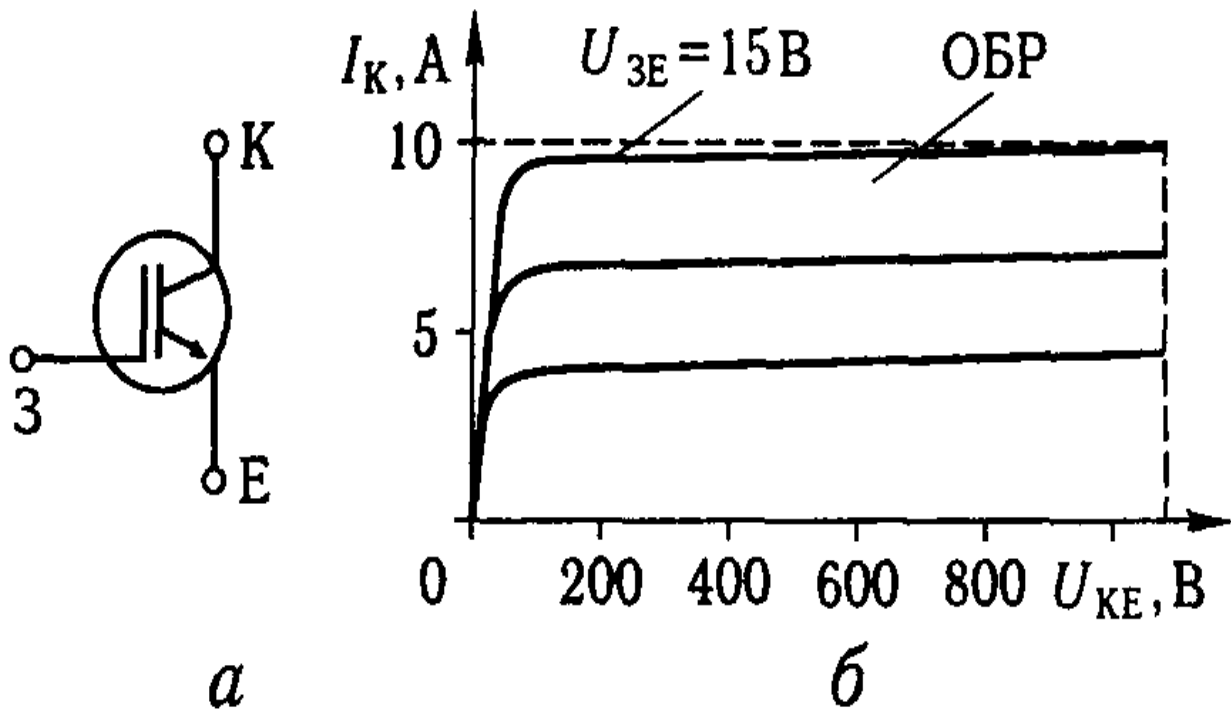


**Рис.3.5.** Схема заміщення ПТІЗ з вертикальним каналом (а) і його ВАХ (б) та схема заміщення IGBT – транзистора (в) і його ВАХ (г).

на рис.3.6.а. Цей рисунок підкреслює його гібридність тим, що ізольований затвор зображено як у ПТІЗ, а електроди як у біполярного транзистора.

Область безпечної роботи БТІЗ подібна ПТІЗ, тобто у ній відсутня ділянка вторинного пробою, характерна для біполярних транзисторів. На рис.3.6.б. приводиться область безпечної роботи IGBT – транзистора з максимальною робочою напругою 200 В при тривалості імпульсу 10 мкс.

Швидкодія БТІЗ трохи менша за швидкодію польових тран -



**Рис.3.6.** Умовне графічне зображення транзистора БТІЗ (а) і його діапазон безпечної роботи (б).

зисторів, але значно перевищує швидкодію біполярних транзисторів. Тривалість вмикання та вимикання для IGBT – транзисторів не перевищує 0,5–1,0 мкс.

Розвиток технології виготовлення силових напівпровідникових елементів привів до створення модульних та інтегрованих силових елементів. У модульних конструкціях технологічно з'єднані транзистор і підімкнений йому зустрічно-паралельно швидкодіючий зворотний діод. В інтегрованих конструкціях об'єднано кілька модулів, які утворюють силовий напівпровідниковий перетворювач. Умовні схеми деяких з цих пристроїв наведені на ри.3.7. та 3.8.

На даний час найбільшого поширення набули схеми, в яких використовують лише одне плече, мостові одно- і трифазні схеми. Залежно від призначення перетворювача затискачі змінного струму АВС можуть бути вхідними (див. рис.3.7; 3.8 а.), або вихідними (рис.3.7; 3.8. б.).

### 3.2. Характеристики тунельних діодів

Використовуючи напівпровідникові прилади, ВАХ яких має

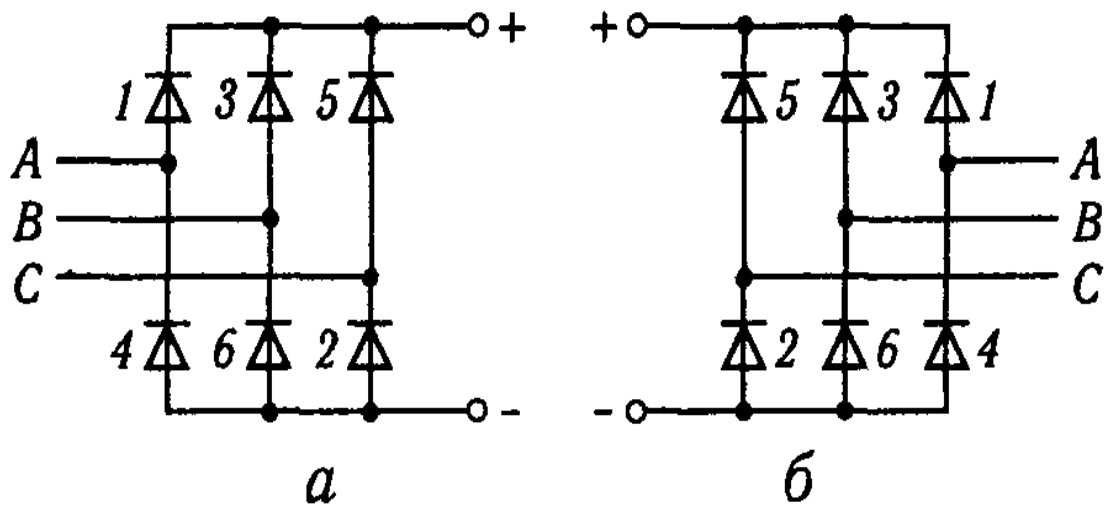


Рис.3.7. Мости на діодах

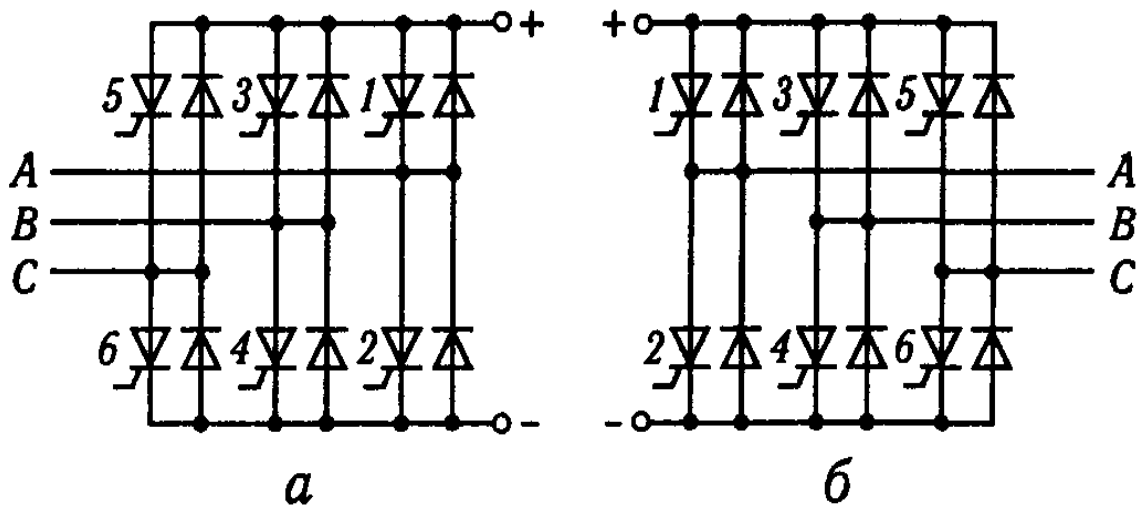


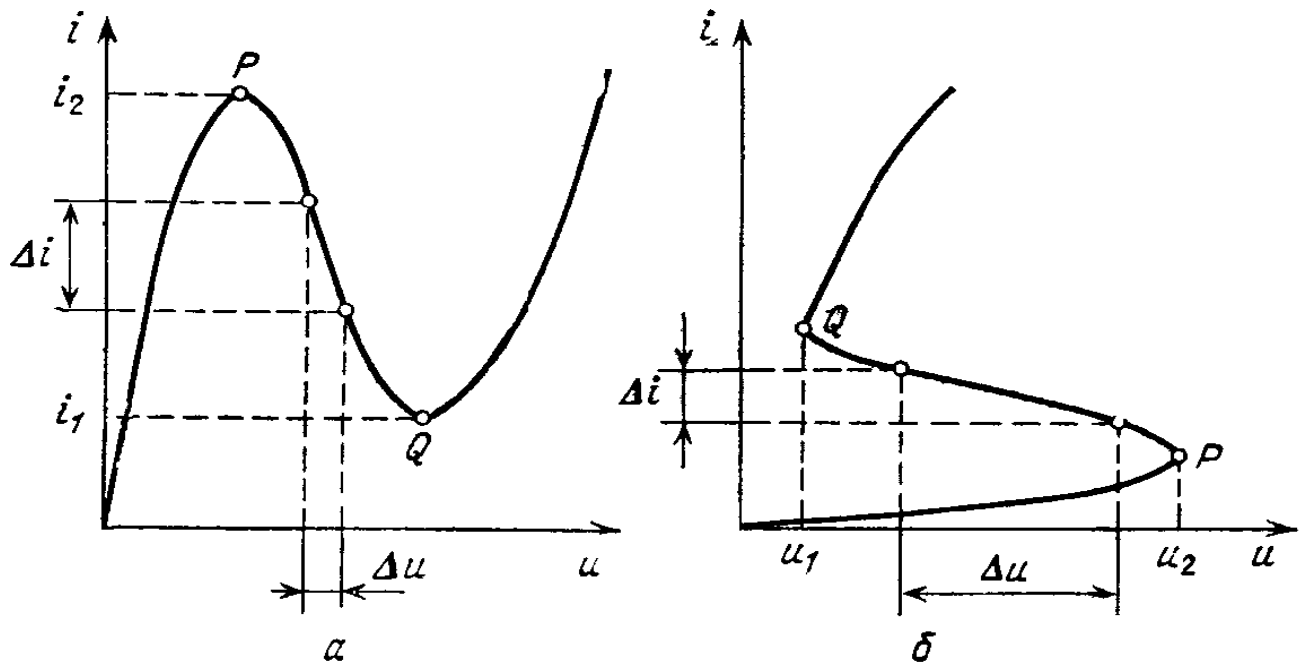
Рис.3.8. Мости на GTO- тиристорах.

ділянку з негативною крутістю, можна побудувати регенеративні імпульсні пристрої. Відомі два типи таких пристроїв: з характеристикою N – типу (рис.3.9.а.) та S – типу (рис.3.9.б.).

Характеристику N – типу мають тунельні діоди, які генерують імпульси наносекундної тривалості, а характеристику S –типу мають лавинні транзистори включені за схемою з спільним емітером та чотиришарові напівпровідникові структури, які називаються тиристорами.

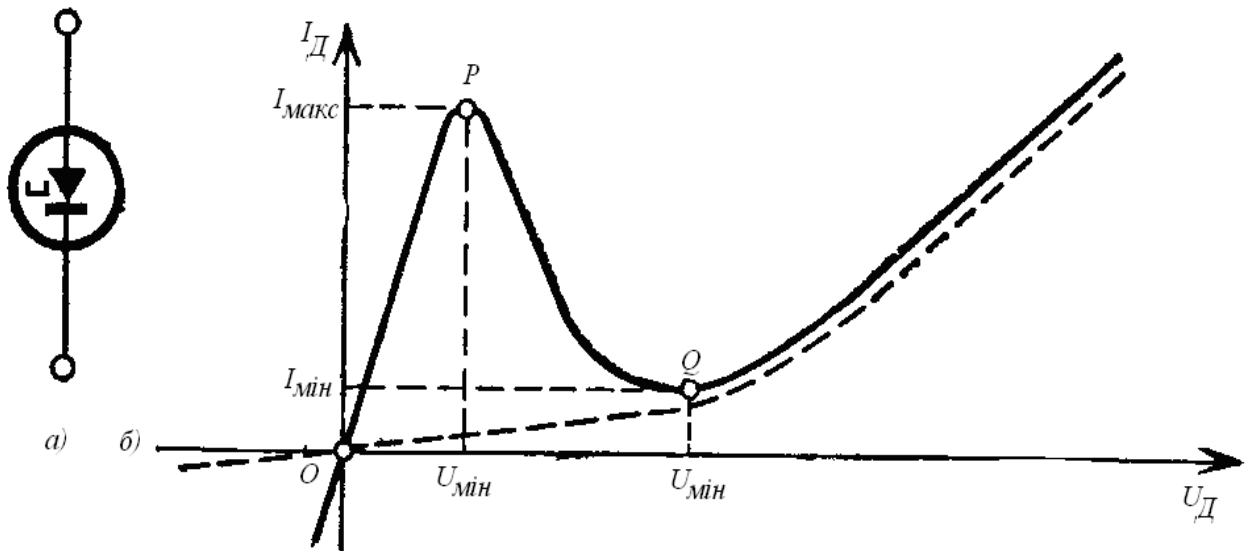
В приладах N – типу при зміні струму, який проходить через пристрій, в діапазоні  $i_1 - i_2$  кожному значенню струму відповідають три різних значення напруги на приладі. В приладах S – типу, навпаки, кожному значенню напруги при зміні її в деяких межах ( $U_1-U_2$ ) відповідають три значення струму, що

проходить через пристрій. Ділянки P-Q пристроїв N- і S – типу мають ту властивість, що в цій області при додатному прирості напруги на пристрої, струм і зменшується, при цьому диференціальний опір приладу є негативним. При використанні приладів з негативним опором, так же як і при застосуванні підсилювача з позитивним зворотним зв'язком, існує можливість побудови на їх основі різних спускових пристроїв. Найбільш часто для цього використовують тунельні діоди і тиристори. На рис.3.10.а. наведено умовне позначення тунельного діода, а на рис.3.10. б. його ВАХ.



**Рис.3.9.** Загальний вигляд ВАХ тунельного діода (а) та лавинного транзистора або тиристора (б).

Гілка ВАХ правіше точки Q називається дифузною. Вона наближено співпадає з ВАХ звичайного діода, яка наведена на рис.3.10.б. пунктиром. В області малих напруг на p-n переході (лівіше точки Q) розміщені зростаюча OP і спадна (PQ) тунельні гілки ВАХ. Їх наявність зумовлена тунельним ефектом, який полягає в тому, що деякі електрони, що мають енергію недостатню для подолання потенціального бар'єра, все ж проходять через p – n перехід, якщо для кожного з них знайдеться



**Рис.3.10.** Умовне позначення тунельного діода (а) та його вольт-амперна характеристика (б).

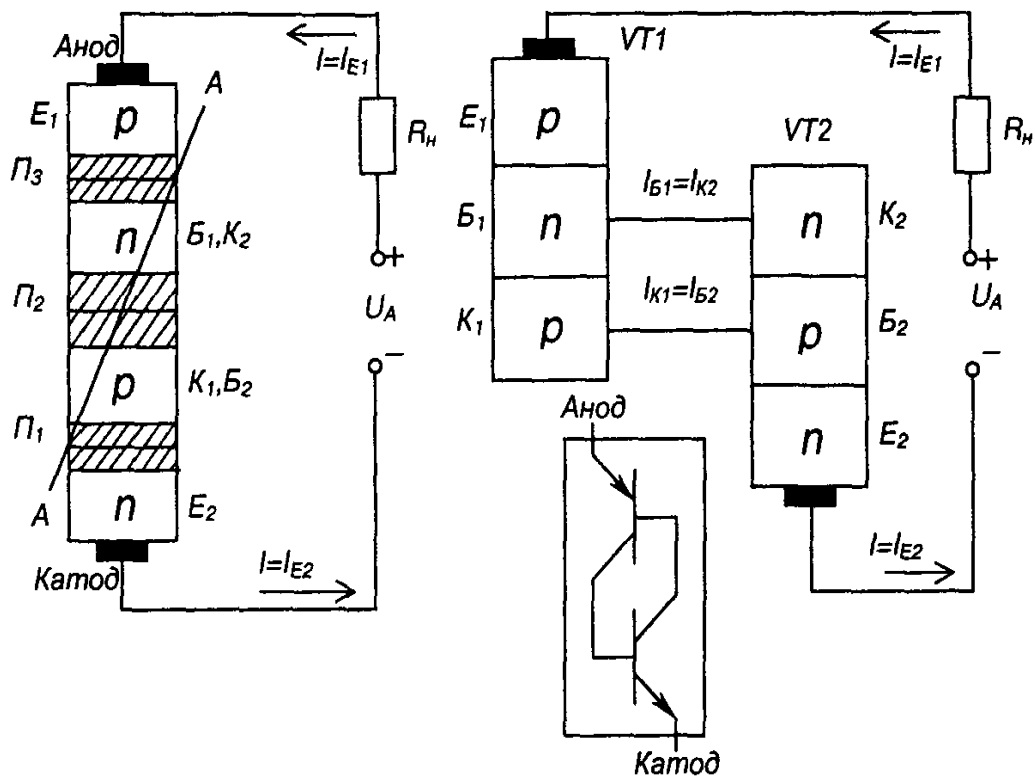
вільний енергетичний рівень, такий же, який займає даний електрон. Виникаючи за рахунок цього, тунельний струм досягає максимуму (точка Р на рис.3.10.а.) і спадає при дальшому збільшенні напруги.

Диференціальний опір тунельного діода на кожній гілці ВАХ постійний:  $r_{Д1}$  – опір діода на зростаючій тунельованій ділянці (гілка ОР),  $r_{Д2}$  – негативний опір на спадній ділянці (гілка PQ),  $r_{Д3}$  – опір діода на дифузній гілці (ділянка правіше точки Q). Типові опори знаходяться в діапазоні:  $r_{Д1}=5...100$  Ом, а  $r_{Д2}$  та  $r_{Д3}$  складають десятки Ом.

Постійна часу  $r_{Д}C_{П}$ , яка визначає швидкість розряду і заряду ємності переходу  $C_{П}$  за час перемикання діода, не переважає десятих долів наносекунди, що забезпечує високу швидкість вмикання та вимикання тунельного діода.

### 3.3. Будова і основні характеристики диністорів та тиристорів

**Диністор** має чотиришарову структуру, що наведена на рис.3.11. У нього є три р-п переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги  $U_A$ , два крайні з них ( $\Pi_1$  та  $\Pi_2$ ) зміщені у прямому напрямку, а середній ( $\Pi_2$ ) – у зворотному). У нього є три р-п переходи, причому, за зазначеної полярності дже-



**Рис.3.11.** Структура диністора та його модель в вигляді двох транзисторів.

рела напруги  $U_A$ , два крайні з них ( $\Pi_1$  та  $\Pi_2$ ) зміщені у прямому напрямку, а середній ( $\Pi_2$ ) – у зворотному).

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної моделі, яка складається з двох транзисторів VT1 і VT2 p-n-p і n-p-n типу відповідно (рис.3.11). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини А – А, а потім обидві частки електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_2$  є емітерними переходами цих транзисторів, а перехід  $\Pi_2$  для обох транзисторів є колекторним.

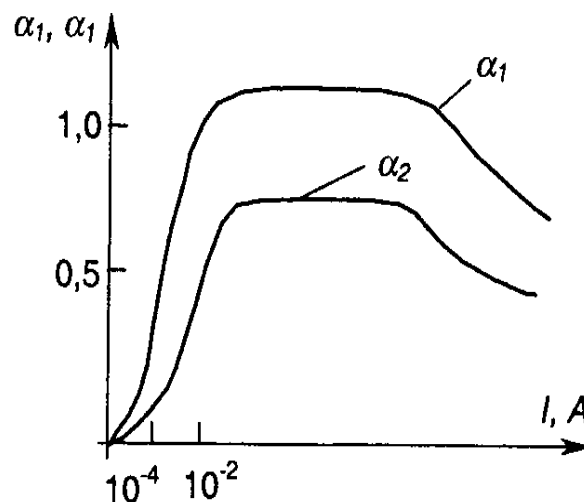
Зона бази  $B_1$  транзистора VT1 одночасно є колекторною зоною транзистора VT2, а зона бази  $B_2$  транзистора VT2 – колекторною зоною транзистора VT1. Відповідно, колекторний струм першого транзистора є базовим для другого  $I_{K1} = I_{B2}$ . Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо увімкнеться хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного в ввімкненому стані.

Струм диністора – емітерний струм першого транзистора  $I_{E1}$  або другого  $I_{E2}$ . У той же час він складається з двох колекторних

струмів  $I_{K1}=\alpha_1 \cdot I_{E1}$  та  $I_{K2}=\alpha_2 \cdot I_{E2}$ , де  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів VT1, VT2. Крім того, до складу струму диністора  $I$  входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу  $I_{KO}$ , які зв'язані між собою наступним співвідношенням:

$$I=I_{KO}/[1-(\alpha_1+\alpha_2)]. \quad (3.1)$$

Проведемо аналіз виразу (3.1), використовуючи графіки залежності  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  від струму диністора (рис.3.12). Для малих значень струму  $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ , із збільшенням напруги на диністорі коефіцієнти  $\alpha_1 + \alpha_2$  зростають, а отже, зростає і струм через диністор  $I$ .



**Рис.3.12.** Залежність коефіцієнтів  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  від струму диністора.

При деякому значенні струму, який називається струмом вмикання диністора  $I_{BM}$ , отримаємо  $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$ , і вихідний струм мав би зрости до нескінченості, якби не обмежуюча дія опору навантаження  $R_H$ . Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

ВАХ диністора представлена на рис.3.13, на якому позначено:

$U_{BM}$  – напруга вмикання,  $I_{BM}$  – струм – вмикання,  $I_{UT}$  – струм

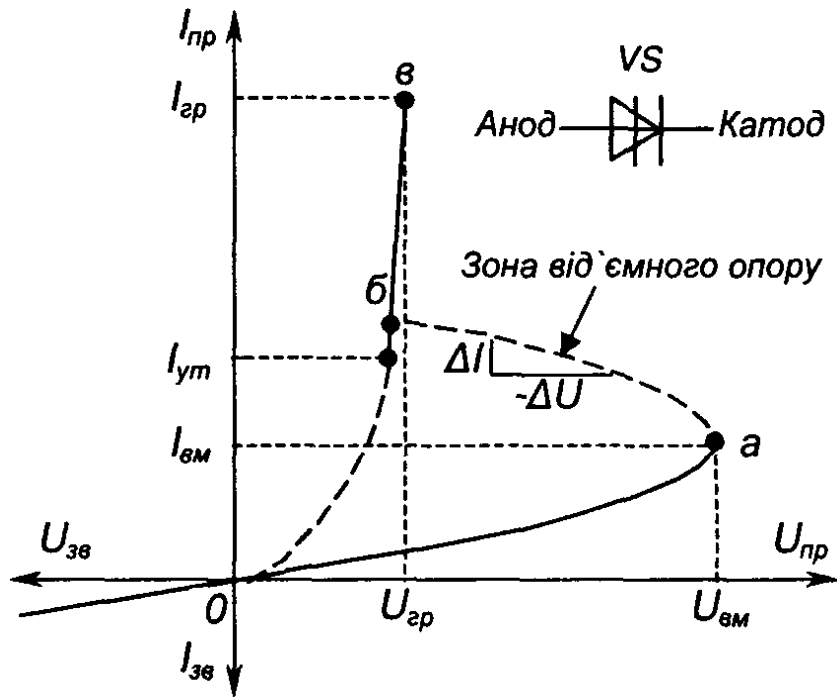


Рис.3.13. ВАХ диністора та його умовне позначення.

утримання,  $I_{гр}$  – гранично допустимий струм приладу,  $U_{гр}$  – падіння напруги на диністорі, яке відповідає  $I_{гр}$ . Ділянка  $Oa$  ВАХ відповідає закритому стану диністора. Ділянка “аб” – лавиноподібному перемиканню приладу (ділянка з негативним опором). Ділянка “бв”, подібна відрізку ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора (режим насичення), вона є робочою ділянкою характеристики. Для вимкнення приладу струм у його колі повинен зменшитися за межі струму утримання. Основні параметри диністора:

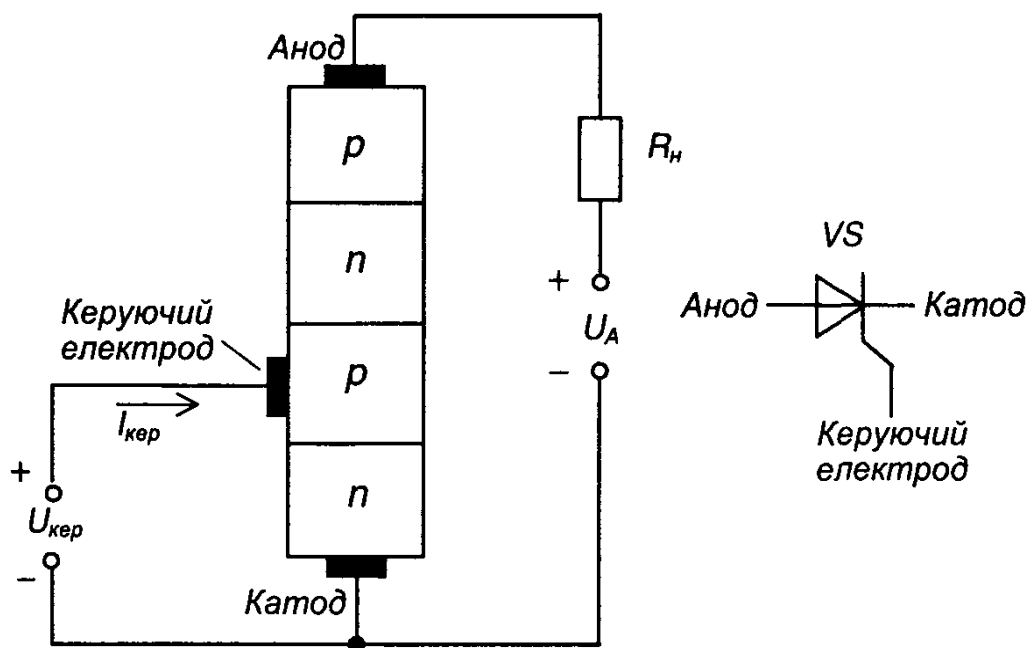
- напруга вмикання диністора  $U_{вм}$ , що становить (20-1000) В;
- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження  $I_{прмак}$  (0,1...2000 А);
- струм утримання  $I_{ут}$  – мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан (становить 0,01...0,1 А);
- максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги  $U_{звмак}$  (досягає 1000 В);
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах (1...10) мкс.



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

**Тиристор** (від грецького *thyra*–двері+резистор)– напівпровідниковий прилад, що має багат шарову структуру і ВАХ якого має ділянки з негативним опором. Його використовують як перемикач струму. Тиристори є двоелектродними (або діодними) – **диністори** та триелектродні (або тріодні) – **триністори (або тиристори)**. Таким чином, тиристор – це чотиришаровий перемикальний прилад, у якого від однієї з базових зон зроблено вивід – керуючий електрод.

Структура і умовне позначення тиристора наведена на рис.3.14.



**Рис.3.14.** Структура та умовне позначення тиристора.

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на р-п перехід, що зміщений у прямому напрямку, можна регулювати напругу вмикання  $U_{ВМ}$ . Цю головну властивість

тиристора демонструє його ВАХ, яка представлена на рис.3.15. Схема вмикання тиристора зображена на рис.3.16. Якщо подати на керуючий електрод імпульс прямої напруги, то тиристор вмикається і залишається ввімкненим і після зняття сигналу керування. Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його анодному колі нижче струму утримання  $I_{UT}$ .

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

В колі змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (**невимушена комутація**) – тому найширшого використання тиристри набули саме в колах змінного струму як напівкеровані електронні перемикачі.

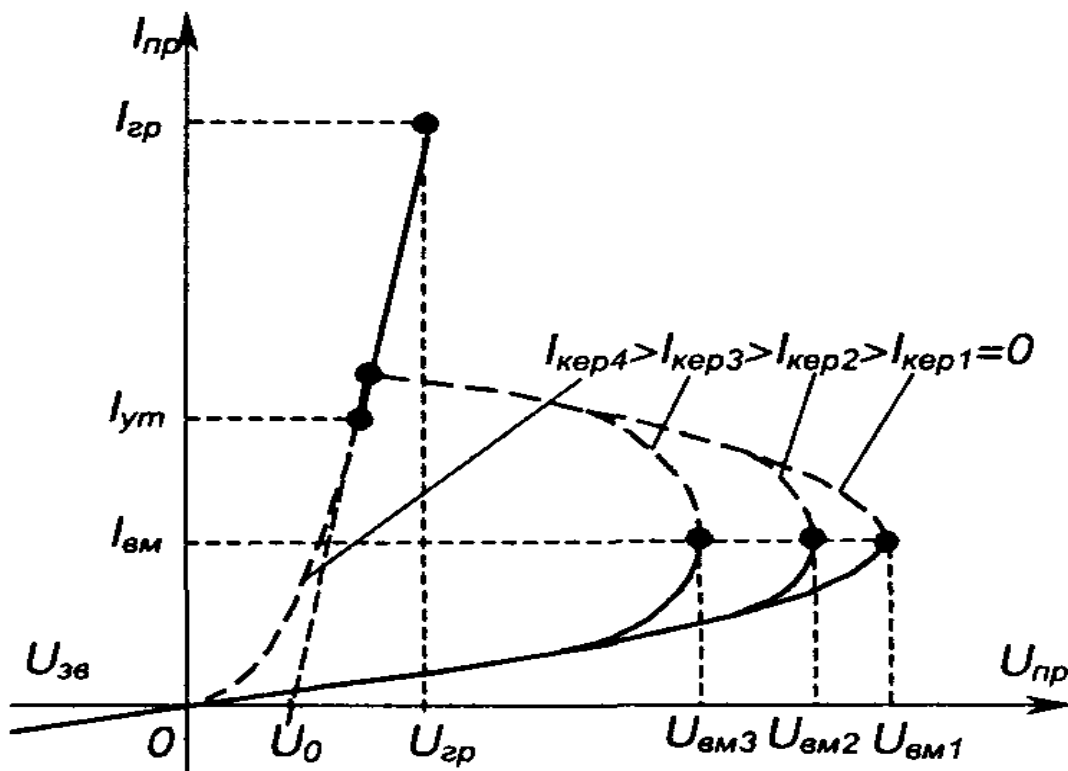
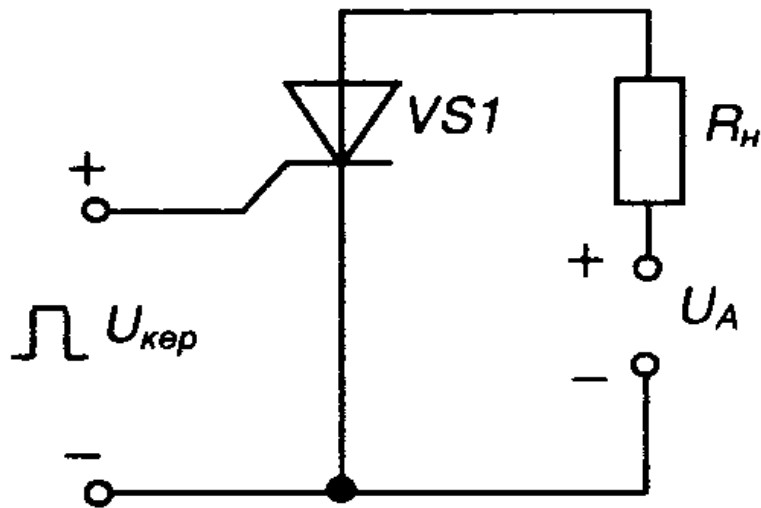


Рис.3.15. Вольт-амперна характеристика тиристора.



**Рис.3.16.** Найпростіша схема вмикання тиристора.

На рис.3.17. наведено схему **однофазного регулятора** та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подання сигналу керування відносно переходу напруги мережі  $U_M$  через нуль – тобто **кут керування**  $\alpha$  – від 0 до  $\pi$ , можна регулювати напругу на навантаженні  $U_H$  від нуля до максимуму.

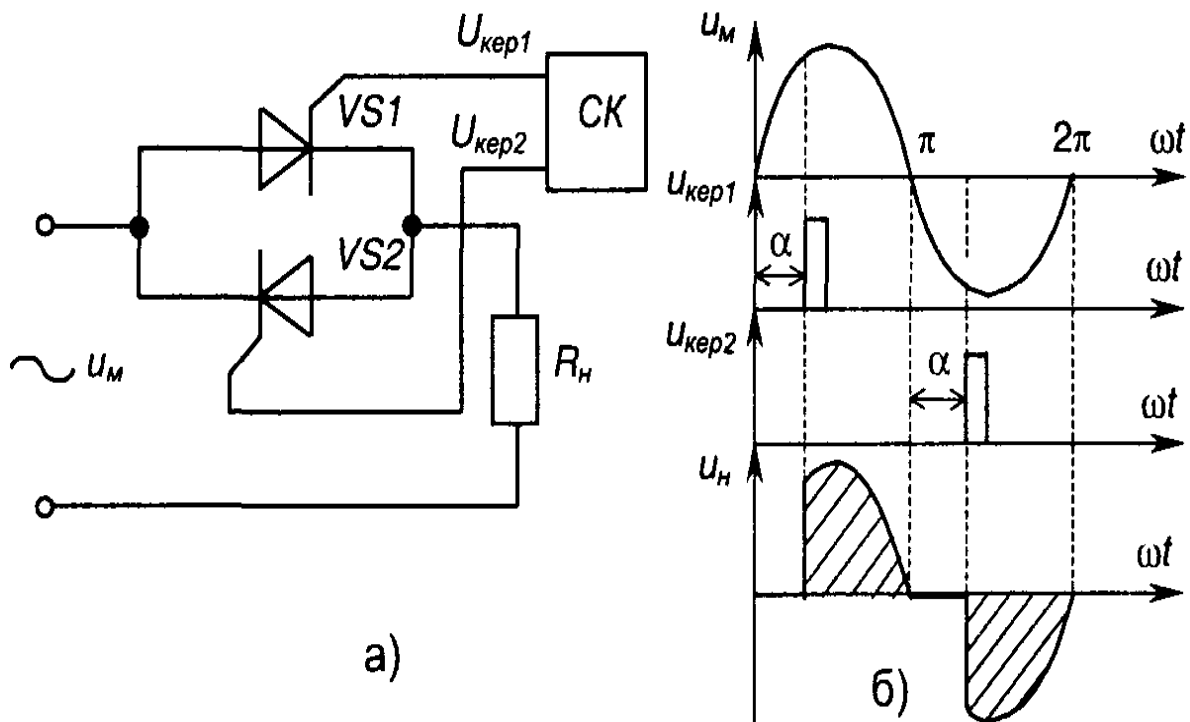
Тиристри мають багато параметрів (біля ста). Коротко розглянемо основні з них.

1). **Статичні параметри:**

- струм вмикання  $I_{BM}$ ;
- струм утримання (мінімальний прямий струм ввімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить (0,01 -0,7) А;
- порогова напруга  $U_0$ , досягає 1В.

2). **Граничні параметри:**

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження  $I_{TP}$ , складає (0,1 – 2000) А;
- максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги  $U_{3B} = (100-24000)$  В;
- струм робочого перевантаження, сягає  $3 \cdot I_{TP}$ ;
- ударний струм у відкритому стані, що не повторюється –  $20 I_{TP}$ ;
- допустима середня потужність втрат у відкритому стані.



**Рис.3.17.** Електрична схема (а) та часові діаграми роботи (б) однофазного регулятора.

### 3). Динамічні параметри:

- час вмикання  $\tau_{\text{ВМ}}$  (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), який становить (1 – 10) мкс;
- час вимикання  $\tau_{\text{ВИМ}}$  (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладанням напруги до тиристора, що не викликає самовільного вмикання приладу – час відновлення запірних властивостей) (рис.3.18), становить (10-500) мкс;
- допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, яка не приводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури та внутрішнього додатного зворотного зв'язку  $(du/dt)_{\text{КРИТ}} = 20-500 \text{ В/мкс}$  (для гарантованого забезпечення неперевикнення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають RC – ланцюжок);

- допустима швидкість зростання прямого струму, що не приводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегрівання структури  $(di/dt)_{\text{КРИТ}}=10-70$  А/мкс (для гарантованого забезпечення неперевикнення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність – дросель).

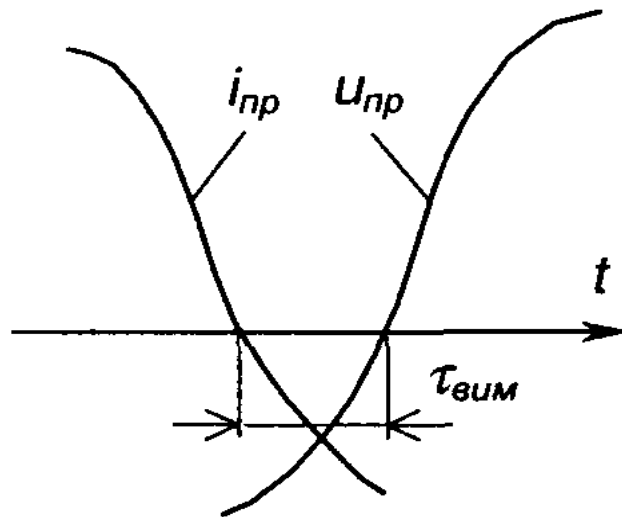


Рис.3.18. Часова діаграма вимикання тиристора

#### 4) *Параметри кола керування:*

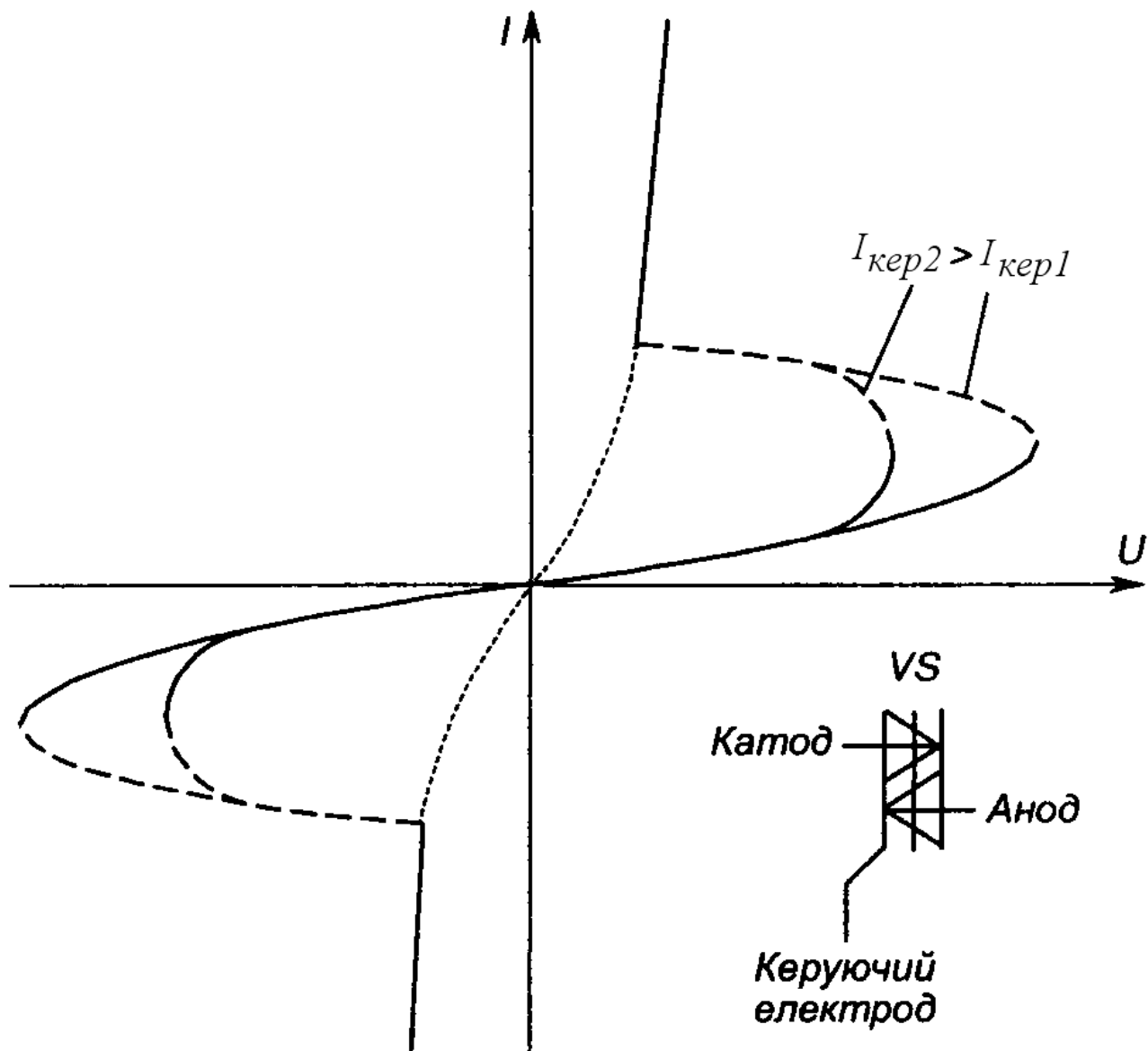
- значення постійного та імпульсного струмів кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В, та відповідні їм падіння напруги у колі керування (для потужних тиристорів  $I_{\text{КЕР}}=0,3-0,7$  А).
- час вмикання тиристора для активного навантаження (15–20) мкс, який повинен бути меншим за тривалість імпульсу керування.

### 3.4. Спеціальні типи тиристорів

**Семістор** або симетричний тиристор – це прилад, який є керованим як за позитивної, так і за негативної напруги на ньому. ВАХ семістора та його умовне позначення наведено на рис.3.19.

Прилад являє собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів триністора.

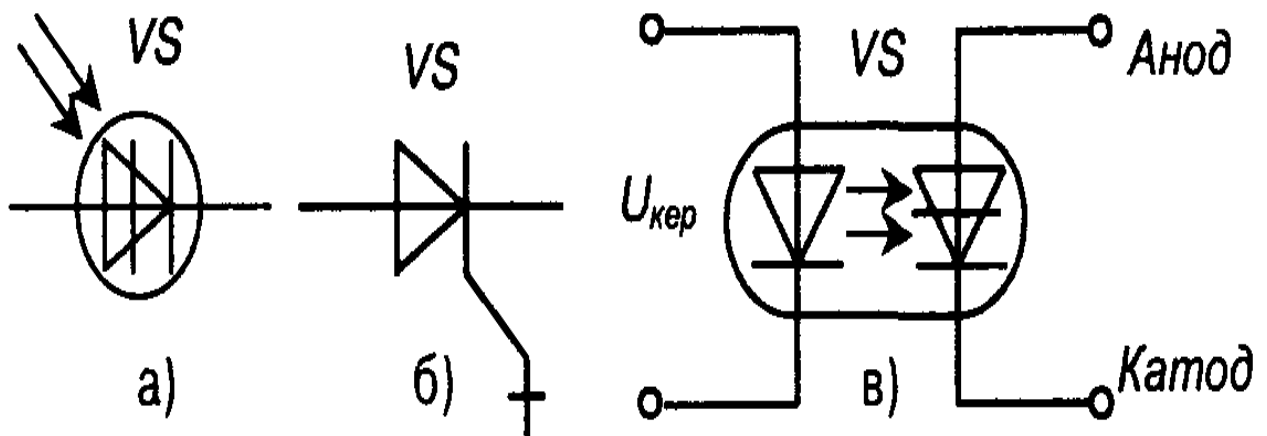
**Фототиристор** – прилад, що керується світловим потоком.



**Рис.3.19.** Вольт-амперна характеристика семістора та його умовне позначення.

Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у триністора. Умовне позначення фототристора приведено на рис.3.20.а.

**Двоопераційний тиристор** – прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу напруги негативної полярності. Цим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведено на рис.3.20.б.



**Рис.3.20.** Умовні позначення фототиристора (а), двоопераційного (б) та оптронного тиристорів (в)

**Оптронний тиристор** – це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропускати струм (під дією  $U_{кер}$ ), то він генеруватиме світловий потік, який, падаючи на структуру тиристора в зоні керуючого р-п переходу, приведе до генерації в напівпровіднику вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів (як і фототиристорів) – це відсутність гальванічного зв'язку між колом керування та силовим колом. Умовне позначення оптронного тиристора наведено на рис.3.20. в.

Наявність у тиристорів внутрішнього додатного зворотного зв'язку (зона від'ємного опору на ВАХ) надає їм декілька важливих властивостей.

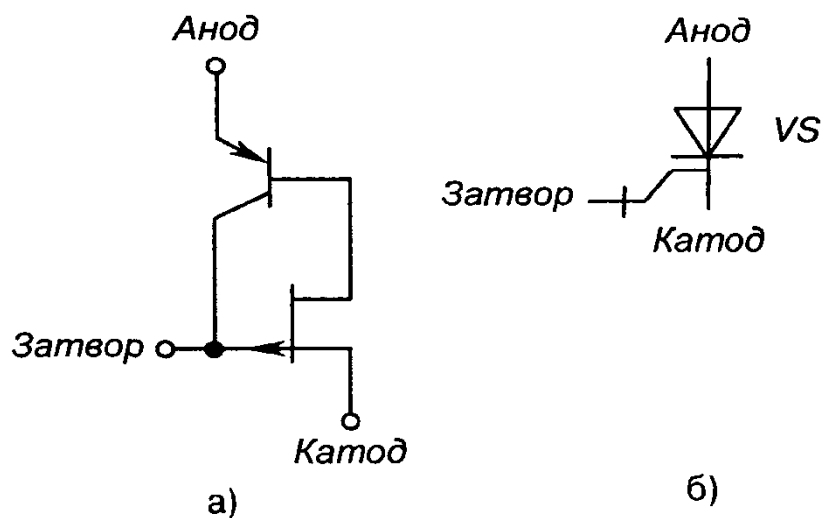
Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього додатного зворотного зв'язку. Тому тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами, тиристори більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих час -

тот (до сотень герц).

В останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що появились завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, **електростатичні тиристори**.

Еквівалентна схема і позначення такого тиристра наведені на рис.3.21. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подаванням на керуючий електрод позитивної відносно катода напруги.

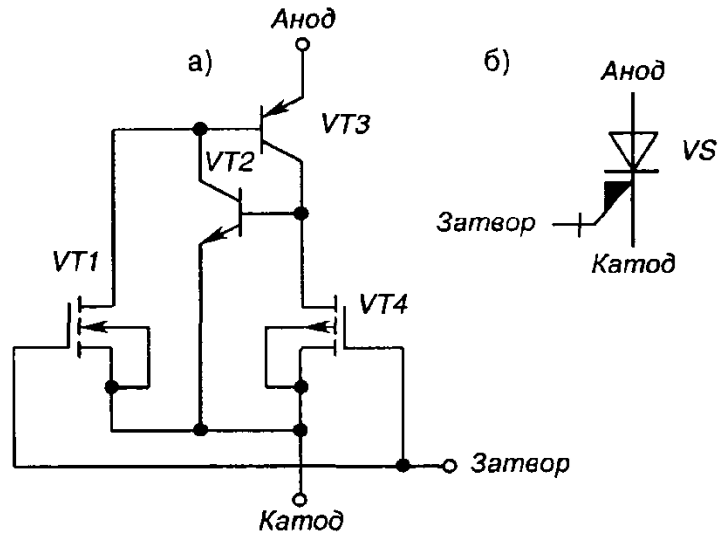


**Рис.3.21.** Еквівалентна схема (а) та умовне позначення (б) електростатичного тиристора.

Найбільш перспективним із тиристорів є тиристор, керований напругою – **запірний тиристор** з МОН-керування (де: МОН – метал-окисел-напівпровідник). Його еквівалентна схема представлена на рис.3.22. Він містить МОН – структури з n- (VT4) і p- каналами (VT1) та тиристорну чотиришарову структуру p-n-p-n (VT2, VT3). Вмикають його по затвору n-канального МОН-транзистора VT1. Вимикання здійснюється по затвору p-канального МОН-транзистора VT4, що на короткий час шунтує катодний перехід тиристорної структури: емітерний перехід транзистора VN2. Це забезпечує малу потужність кола керування приладу і сумісність із цифровими пристроями керування.

Розглянемо тепер структуру та механізм роботи GTO –

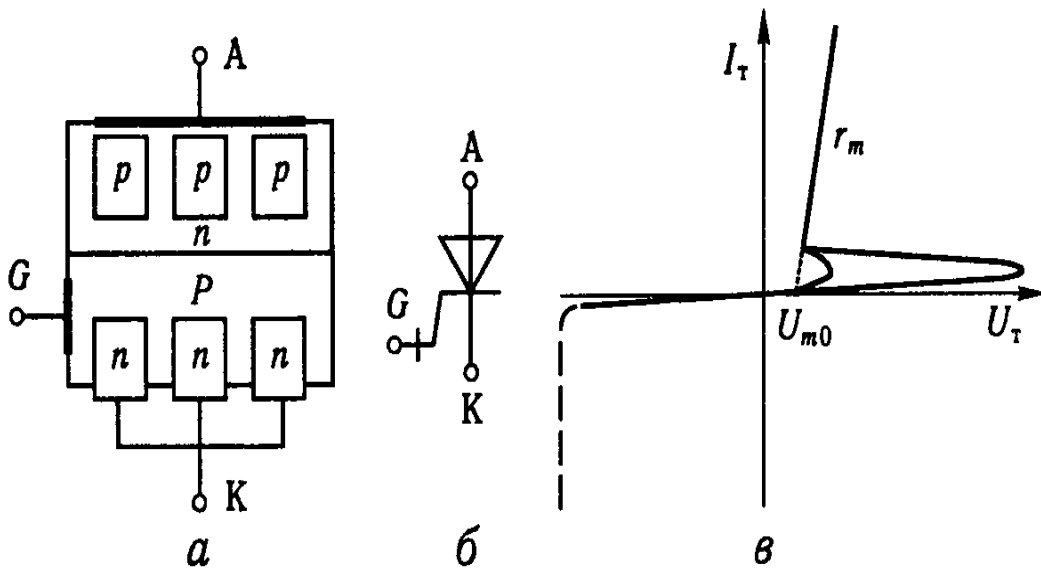




**Рис.3.22.** Еквівалентна схема (а) і позначення (б) запірного тиристора з МОН-керуванням.

тиристора. В областях анода та катода цей тип тиристорів складається з великого числа технологічних елементів – окремих тиристорів, які підімкнені паралельно, тому він здатний вимикатися за сигналом керуючого електрода.

Структура GTO –тиристора наведена на рис.3.23.а. Умовне ж позначення його в електричних схемах та вольт амперна характеристика приведені на рис.3.23.а. і б.



**Рис.3.23.** Структура, умовне зображення та ВАХ GTO – тиристора.

В увімкненому стані GTO – тиристор характеризують граничною напругою ( $U_{г.н.}$ ) та динамічним опором ( $r_m$ ).

Динамічні процеси в цьому тиристорі наведені на рис.3.24.

Тривалість процесу вмикання складається з часу затримки вмикання  $t_{зат}$  та часу наростання  $t_{нар}$ , на протязі якого напруга на тиристорі зменшується на 90 % від початкової. Сума цих часів складає тривалість вмикання ( $t_{вм}$ ).

Для забезпечення малого часу та малих втрат вмикання струм на керуючому електроді із самого початку має бути із значною швидкістю наростання  $dI/dt > 5$  А/мкс.

Для GTO – тиристорів характерний досить повільний процес вимикання, що включає дві стадії (рис.3.24).

Спочатку струм тиристора спадає на 80-90 % від свого початкового значення. На другій стадії відбувається повільне зменшення струму. Тривалість затягування вимикання більша, ніж тривалість спаду, і його слід враховувати.

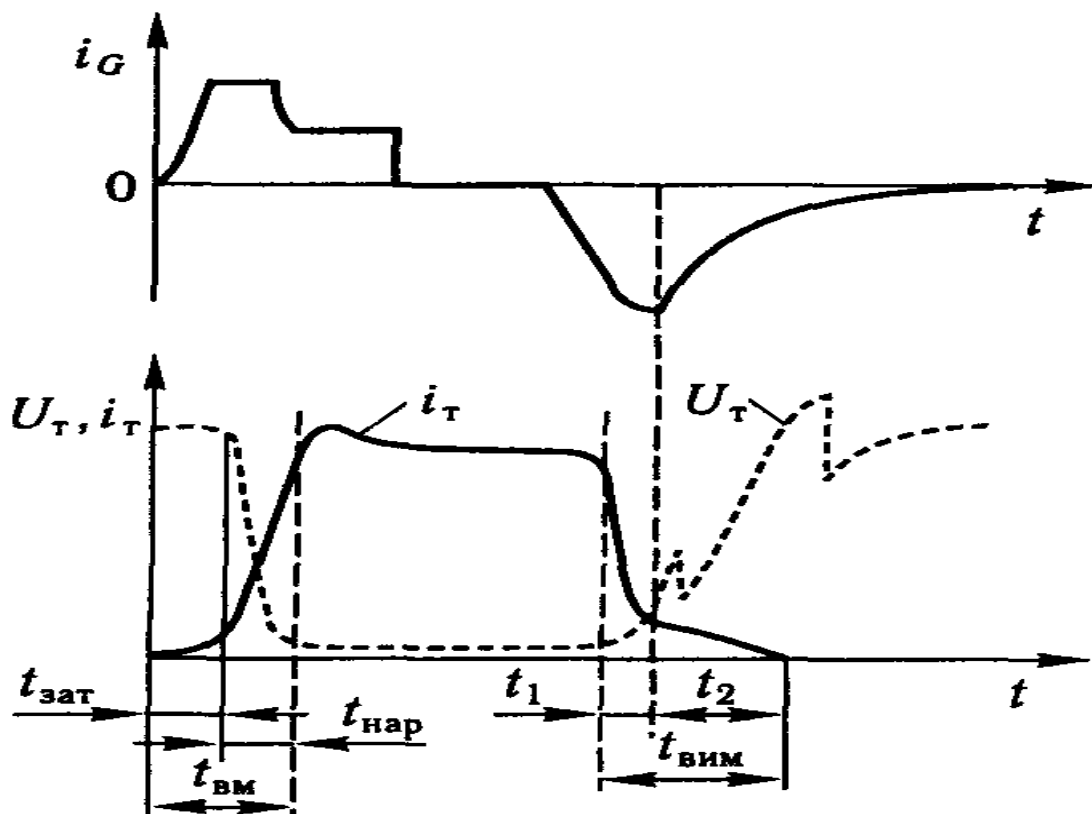


Рис.3.24. Динамічні процеси під час вмикання та вимикання GTO-тиристора.

Від'ємний струм керуючого електрода, який вимикає тиристор, має мати велику швидкість наростання і значну амплітуду. У сучасних ГТО – тиристорів ця амплітуда досягає 30 % амплітуди анодного струму. Для зменшення динамічних втрат під час перемикання та забезпечення надійної роботи в схемах з ГТО – тиристорами використовують снабери (snubbers) – спеціальні схеми формування динамічних процесів (найпростіша схема снабера - це послідовне сполучення резистора з конденсатором).

### Контрольні запитання

1. Якими є витрати потужності в напівпровідникових комутаторах, які працюють в ключовому режимі ?
2. Як проводиться класифікація силових напівпровідникових комутаторів?
3. Якими є основні характеристики і параметри тунельних діодів ?
4. Що називається диністором, наведіть його структуру і транзисторну модель ?
5. Охарактеризуйте ВАХ диністора та його параметри.
6. Наведіть будову і умовне позначення MOSFET – транзистора.
7. Охарактеризуйте вхідну і вихідну ВАХ MOSFET – транзистора.
8. Наведіть схему і охарактеризуйте роботу польового транзистора в ключовому режимі.
9. Наведіть схеми заміщення ПТІЗ та IGBT – транзисторів і їх ВАХ.
10. Наведіть умовне графічне зображення БТІЗ – транзистора і діапазон його безпечної роботи.
11. Наведіть мостові схеми на діодах та ГТО – транзисторах.
12. Що називається тиристором, структура та умовне позначення тиристора?
13. Наведіть схему вмикання тиристора і охарактеризуйте її роботу.
14. Нарисуйте схему однофазного регулятора напруги на тиристорах і поясніть часові діаграми його роботи.
15. Охарактеризуйте основні параметри тиристорів.

16. Наведіть структуру, ВАХ та часові діаграми роботи GTO – тиристора.

17. Дайте коротку характеристику спеціальним типам тиристорів:

- семістора;
- фототиристора;
- двоопераційного тиристора;
- оптронного тиристора;
- електростатичного тиристора;
- запірною тиристора з МОН керуванням.

## ТЕМА 4. ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ ТА СПУСКОВІ ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Розглянуто обмежувачі амплітуди імпульсів послідовного і паралельного типів, загальні відомості про тригери та їх основні застосування; схему і механізм роботи симетричного тригера на біполярних транзисторах та роботу тригерів на тунельних діодах і тиристорах.

Ланки і пристрої, які формують напругу однієї форми з напруги другої форми називаються формувачами імпульсів (ФІ). Формувачі імпульсів бувають лінійними і нелінійними. Лінійним називають елемент, параметри якого не залежать від значення напрямків струмів, що проходять через нього та прикладених напруг. Нелінійним називають елемент, параметри якого залежать від значень і напрямків прикладених напруг або струмів, які проходять через нього. Струм через нелінійний елемент не пропорційний до прикладеної напруги, тому в електричному колі появляються гармоніки, яких не було в складі вхідного імпульсного сигналу.

В імпульсній електроніці в якості нелінійних елементів використовують переважно діоди, транзистори і цифрові (логічні) інтегровані мікросхеми, в яких чітко проявляється нелінійність вольт-амперних характеристик.

З допомогою формувачів одержують трикутні і пилоподібні імпульси, імпульси трапецеїдальної форми та короткі прямокутні імпульси.

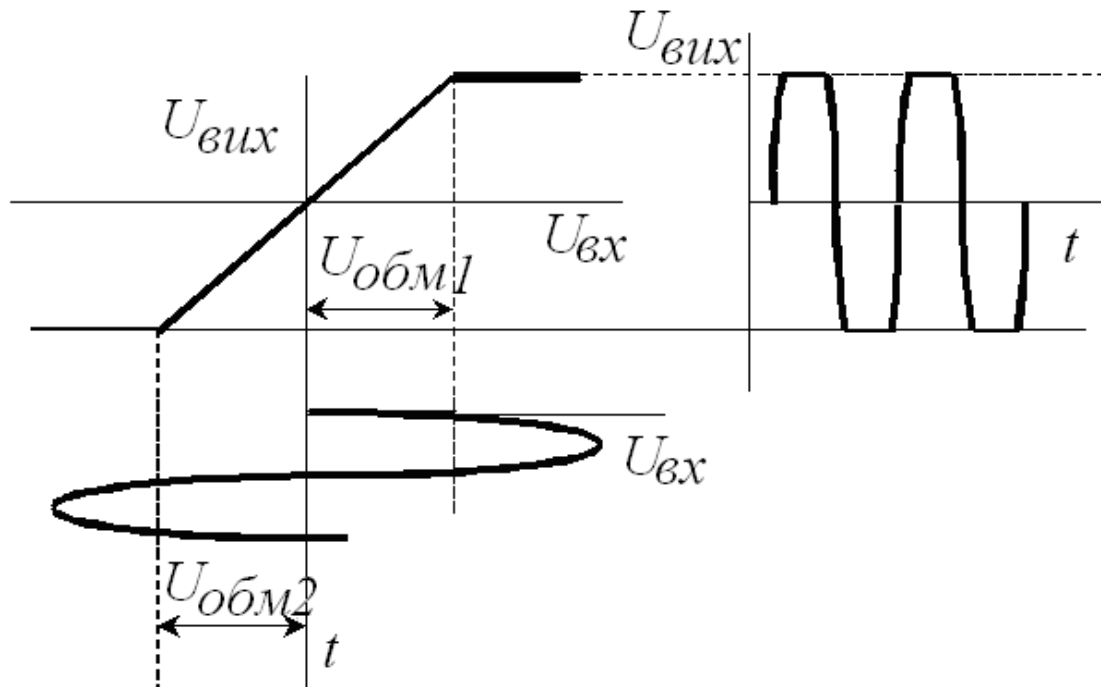
Прямокутні імпульси можна сформувати за допомогою генератора синусоїдальних коливань та обмежувача. Розрізняють обмежувачі зверху, знизу та двосторонні.

### 4.1 Обмежувачі амплітуди імпульсів на діодах

**Обмежувачі амплітуди імпульсів** - це пристрої, напруга на виході яких ( $U_{\text{вих}}$ ) пропорційна вхідній напрузі ( $U_{\text{вх}}$ ) до тих пір, поки остання не досягне деякого рівня, який називається **порогом обмеження**, після чого вихідна напруга залишаються постійною, незважаючи на зміну вхідної.

Щоб пропорційність між  $U_{\text{вих}}$  і  $U_{\text{вх}}$  мала місце лише на деякій ділянці, перехідна характеристика обмежувача  $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$  повинна бути нелінійною. Тому необхідним елементом обмежувача є нелінійний пристрій (діод, транзистор чи інтегрована мікросхема).

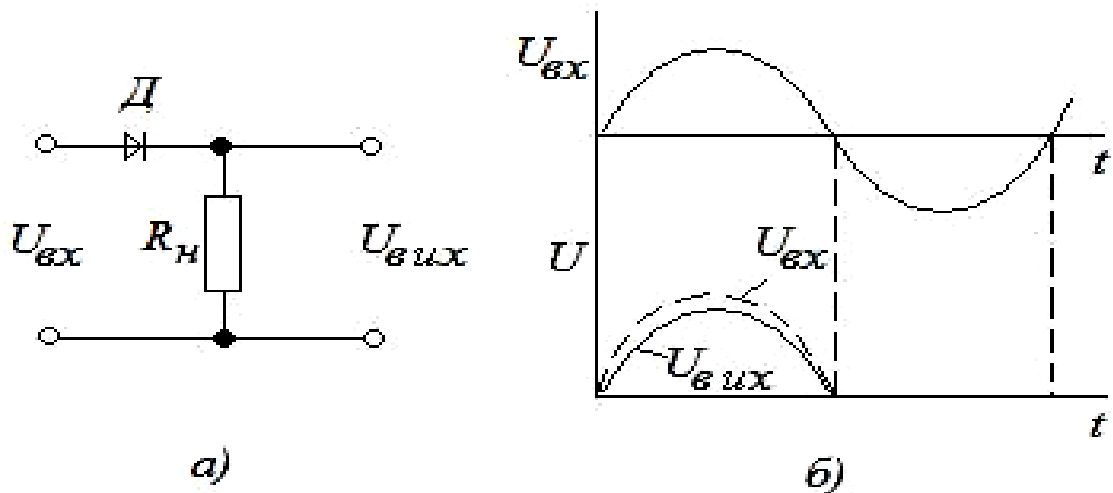
На рис.4.1. наведено амплітудну характеристику двостороннього діодного обмежувача.



**Рис.4.1.** Ілюстрація принципу двостороннього діодного обмежувача.

Напруга на виході обмежувача не переважає рівні обмеження  $U_{\text{обм1}}$  та  $U_{\text{обм2}}$ . При вивченні діодного обмежувача виходять із того, що практично діод пропускає струм, коли потенціал його анода більший за потенціал катода. В залежності від способу з'єднання навантаження і діода розрізняють **послідовні і паралельні діодні обмежувачі**.

Схему **послідовного діодного обмежувача** наведено на рис.4.2.а. Тут вхідна напруга розподіляється між діодом Д і резистором навантаження  $R_{\text{н}}$ . Відношення їх опорів визначає яка частина вхідної напруги виділиться на виході обмежувача. Опір діода в прямому напрямі ( $R_{\text{пр}}$ ) набагато менший ніж опір резистора на-



**Рис.4.2.** Схема (а) та епюри напруг (б) для послідовного обмежувача на діоді.

вантаження ( $R_N$ ), тому додатна півхвиля напруги  $U_{вх}^{(+)}$  практично повністю виділяється на виході. Опір діода у зворотному напрямі ( $R_{ЗВ}$ )  $\gg R_N$ , тому від'ємна півхвиля  $U_{вх}^{(-)}$  практично повністю виділяється на діоді і  $U_{вих} = 0$ . На рис.4.2.б. наведені криві напруг  $U_{вх}$  та  $U_{вих}$ , які ілюструють роботу послідовного діодного обмежувача.

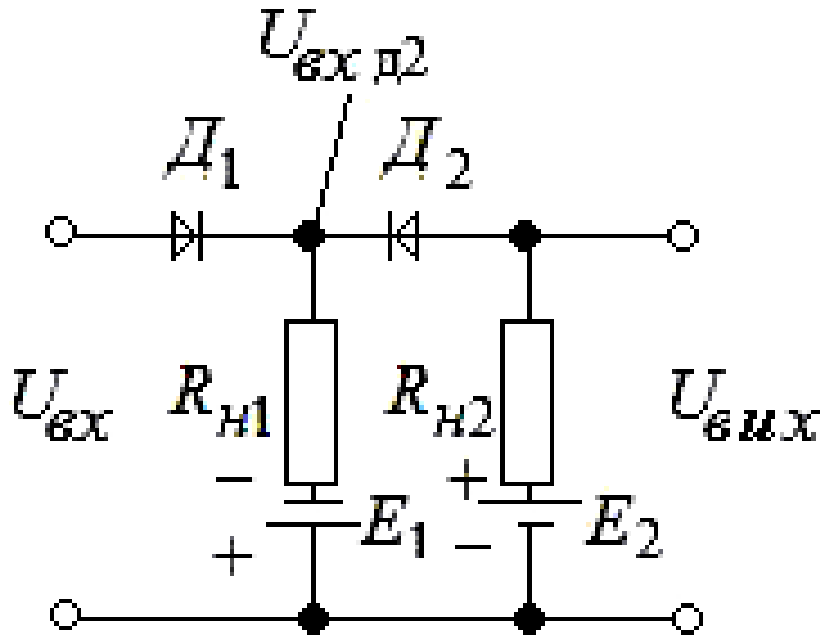
Таким чином, ця схема забезпечує обмеження вихідної напруги знизу з нульовим порогом.

Для одержання фіксованого порога обмеження, відмінного від нуля, послідовно з навантаженням вмикають джерело (або два джерела з протилежною полярністю постійної напруги) напруги (рис.4.3).

До недоліків послідовних обмежувачів на діодах належить:

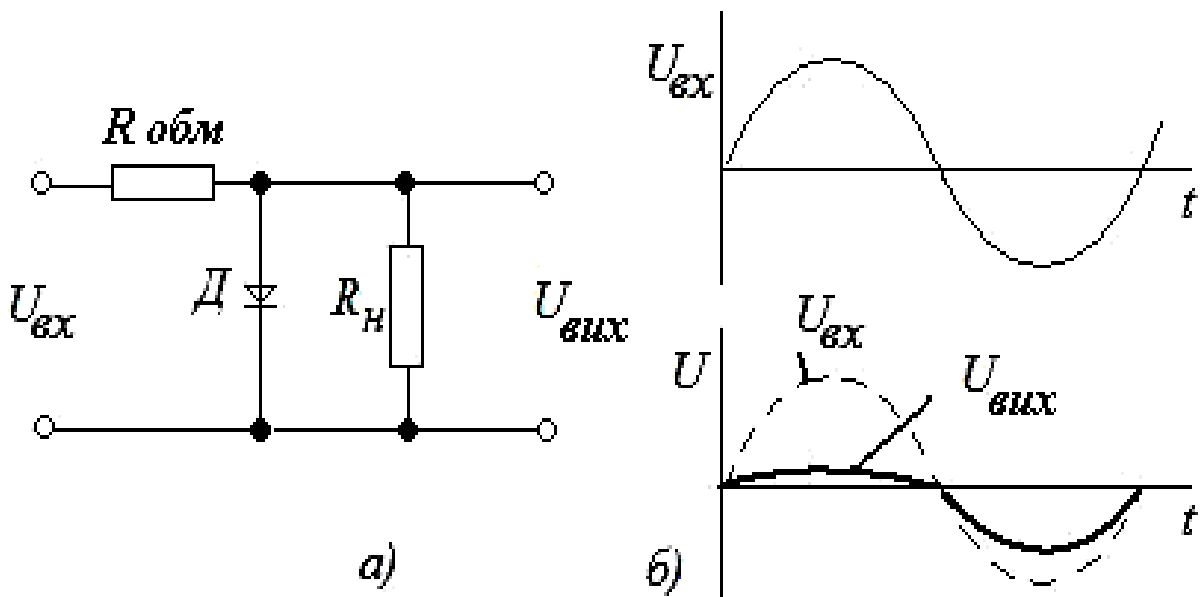
- обмежувачі потребують ідеальних джерел ЕРС вхідного сигналу, у яких  $R_{вих}$  наближається до нуля;
- схеми пасивні і мають коефіцієнт передачі  $K \ll 1$ ;
- величина вхідної ЕРС має бути досить великою (десятки вольт, тобто має виконуватися умова  $E_{вх} \gg U_{д.пр.}$ ).

Схема і епюри напруг для **паралельного діодного обмежувача** представлена на рис.4.4.а. Необхідним елементом схеми є обмежувальний опір  $R_{ОБМ}$ , який вибирають так, щоб виконувалася нерівність:  $R_{ПР} \ll R_{ОБМ} \ll R_N \ll R_{ЗВОР}$ , де  $R_{ПР}$  і  $R_{ОБМ}$  – опори діода, р - n перехід якого зміщується в прямому чи



**Рис.4.3.** Схема обмежувача на діоді з фіксованою напругою обмеження.

зворотному напрямі. Вхідна напруга паралельного обмежувача розподіляється між резистором  $R_{обм}$  та ланкою кола, яка утворена паралельно ввімкнутим діодом і навантаженням.



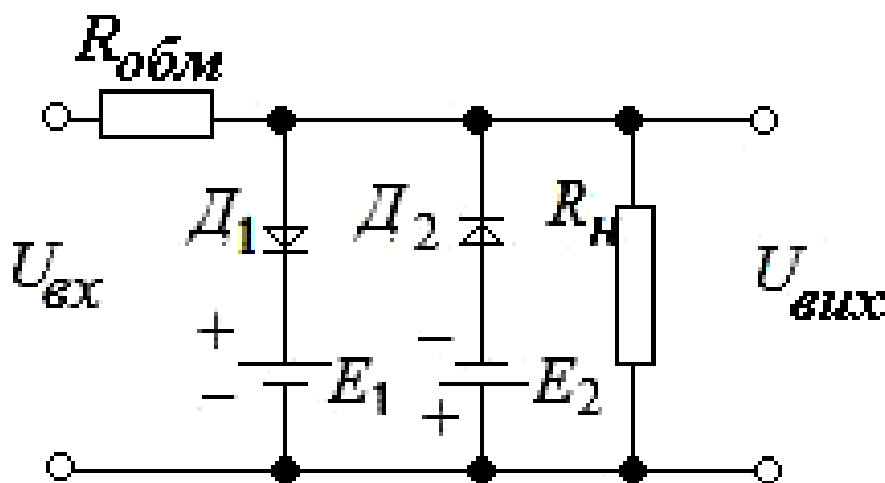
**Рис.4.4.** Схема (а) і епюри напруг (б) для паралельного діодного обмежувача.



При відкритому діоді опір цієї ланки кола, за рахунок малого опору  $R_{\text{ДП}}$ , малий і майже вся вхідна напруга виділяється на опорі  $R_{\text{ОБМ}}$ , а вихідна напруга рівна майже нулю. Закритий діод не шунтує навантаження  $R_{\text{Н}}$  тому вхідна напруга ділиться між резисторами  $R_{\text{ОБМ}}$  і  $R_{\text{Н}}$ . Оскільки  $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ОБМ}}$ , то на навантаження припадає основна частина вхідної напруги і вихідна напруга буде пропорційна вхідній. У схемі, наведеній на рис.4.4.а., діод відкривається під час дії додатної півхвилі вхідної напруги. Тому на виході схеми виділяється лише від'ємна півхвиля  $U_{\text{вх}}$ , тобто відбувається обмеження зверху (рис.4.4.б.). Хоча  $R_{\text{ОБМ}} \ll R_{\text{Н}}$ , частина вхідної напруги все ж таки виділиться на резисторі  $R_{\text{ОБМ}}$ , оскільки навіть при закритому діоді вихідна напруга менша вхідної. Опір відкритого діода малий, але не рівний нулю, тому частина додатної півхвилі вхідної напруги на виході обмежувача все ж виділиться.

При зміні напрямку вмикання діода, на виході схеми обмеження виділиться додатна півхвиля, тобто буде забезпечуватися обмеження знизу з нульовим порогом.

Вмикання джерел постійної напруги і протилежної полярності в ланки двох протилежно ввімкнутих діодів дозволяє одержати два рівні обмеження, які відмінні від нуля (рис.4.5).



**Рис.4.5.** Схема паралельного діодного обмежувача з фіксованою напругою обмеження.

Таким чином, паралельні обмежувачі на діодах не критичні до внутрішнього опору джерела вхідного сигналу, однак зберігають інші недоліки послідовних обмежувачів на діодах.

Для ліквідації цих недоліків обмежувачів на діодах розроблено транзисторні підсилювачі обмежувачі, в яких значно нижчі вхідні сигнали (сотні мілівольт), відносно високий вхідний і низький вихідний опори та форма вихідної напруги краще наближається до прямокутної.

## 4.2. Загальні відомості про тригери та їх застосування

Основою логічних пристроїв з пам'яттю або так званих послідовних логічних пристроїв є тригер. Він забезпечує запам'ятовування елементарного об'єму інформації – 1 біт.

**Тригери** (від англійського **trigger** – заскочка) – це спускові імпульсні пристрої з позитивним зворотним зв'язком, які мають два сталих стани рівноваги і можуть переходити із одного стану в інший під дією сигналу, що перевищує деякий рівень – поріг спрацювання імпульсного пристрою.

**Рівновагою** електронної системи називають такий її стан, при якому струм і напруга в будь-якому елементі системи залишаються незмінними в часі. Струми через конденсатори і напруги на котушках самоіндукції в стані рівноваги рівні нулю.

**Стійкою рівновагою** називають стан системи, при якому після малого зовнішнього впливу система повертається в початковий стан, тобто напруги і струми в системі приймають початкові сталі значення.

**Нестійкою рівновагою** називають стан системи, при якому після любого малого зовнішнього впливу система не повертається, а виходить за межу вихідного стану.

Тригер представляє один з різновидів більш широкого класу **спускових пристроїв**.

Процес переходу спускового пристрою з одного стану в інший називають **спуском, перекиданням або спрацюванням**.

**Стрибки** в спускових пристроях відбуваються як під дією зовнішніх сил, так і в результаті внутрішніх процесів в електронній системі. В стані стійкої рівноваги спусковий пристрій може знаходитися невизначено довгий час, а для

стрибка повинна відбутися зовнішня дія. В стані же нестійкої рівноваги струми і напруги в електронній системі повільно змінюються, в результаті чого система через деякий час досягає критичного стану, після якого відбувається стрибок в пристрої. Такий стан системи називають ще **квазірівноважним**.

Явище перекидання вперше було виявлено російським вченим М.А. Бонч-Бруєвичем в 1918 році при замиканні двокаскадного аперіодичного підсилювача ланкою додатного зворотного зв'язку. Це відкриття стало основою для розробки різних спускових пристроїв. Для процесу перекидання використовують електронні пристрої, в яких ВАХ має ділянки з негативним опором (тунельні діоди, тиристри тощо). Тригери також будують на основі двокаскадних підсилювачів з позитивним зворотним зв'язком. Тригери ж в інтегрованому виконанні будують на логічних цифрових елементах.

**Потенціальні тригери (або статичні тригери)** з додатним зворотним зв'язком - це такі пристрої, в яких стани рівноваги відрізняються один від одного рівнем потенціалу на виході. Такі тригери виготовляють переважно на основі транзисторів або тиристорів. Характеристика потенціального тригера (рис.4.6.) – це залежність вихідної напруги ( $U_{\text{вих}}$ ) від вхідної керуючої напруги ( $e$ ). Якщо тригер знаходиться в одному із двох стійких станів рівноваги –“1” чи “2”, то рівні вихідної напруги складають  $U_{\text{вих1}}$  і  $U_{\text{вих2}}$ . Зміна керуючої напруги в деяких межах не приводить до порушення стану рівноваги. Але коли в тригері, який знаходиться в стані “1”, збільшити керуючу напругу до величини  $e_{\text{п1}}$  (пороговий рівень), то достатньо дуже малої  $e_{\text{п1}}$ , щоб робоча точка стрибком перейшла з положення В в положення F. В результаті цього відбудеться перехід системи з стану “1” в стан “2”. Аналогічно, зворотний перехід з стану “2” в стан “1” відбудеться при зменшенні сигналу “e” нижче порогового рівня  $e_{\text{п2}}$  (стрибок з точки С в точку Н) (рис.4.6.).

Таким чином, при плавній зміні напруги “e” робоча точка буде знаходитися на ділянках АВ або СД перехідної характеристики, переходячи стрибком з одної гілки на іншу. Перехідна характеристика тригера має **гістерезисний характер**. Область, яка знаходиться в межах  $e_{\text{п1}}-e_{\text{п2}}$  називається **областю**

гістерезису. Лише при наявності гістерезису в тригері будуть відбуватися стрибки вихідної напруги.

Тригери **використовують** для наступних цілей:

- а). перетворення імпульсу довільної форми у прямокутну, тобто застосовують як формувачі імпульсів прямокутної форми;
- б). створення електронних реле;
- в). лічення імпульсів і ділення частоти надходження імпульсів.
- г). зберігання інформації у двійковому коді.

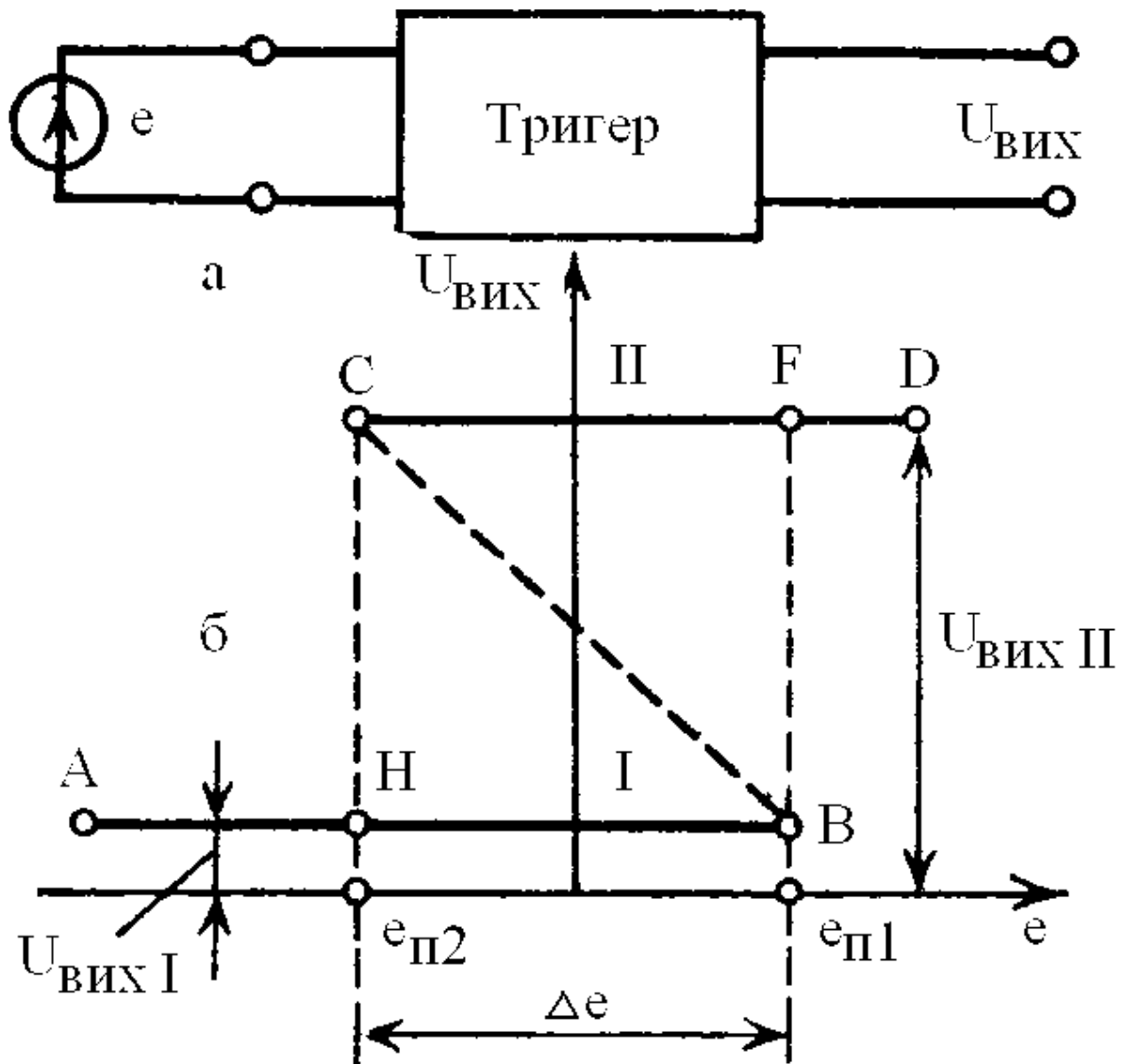
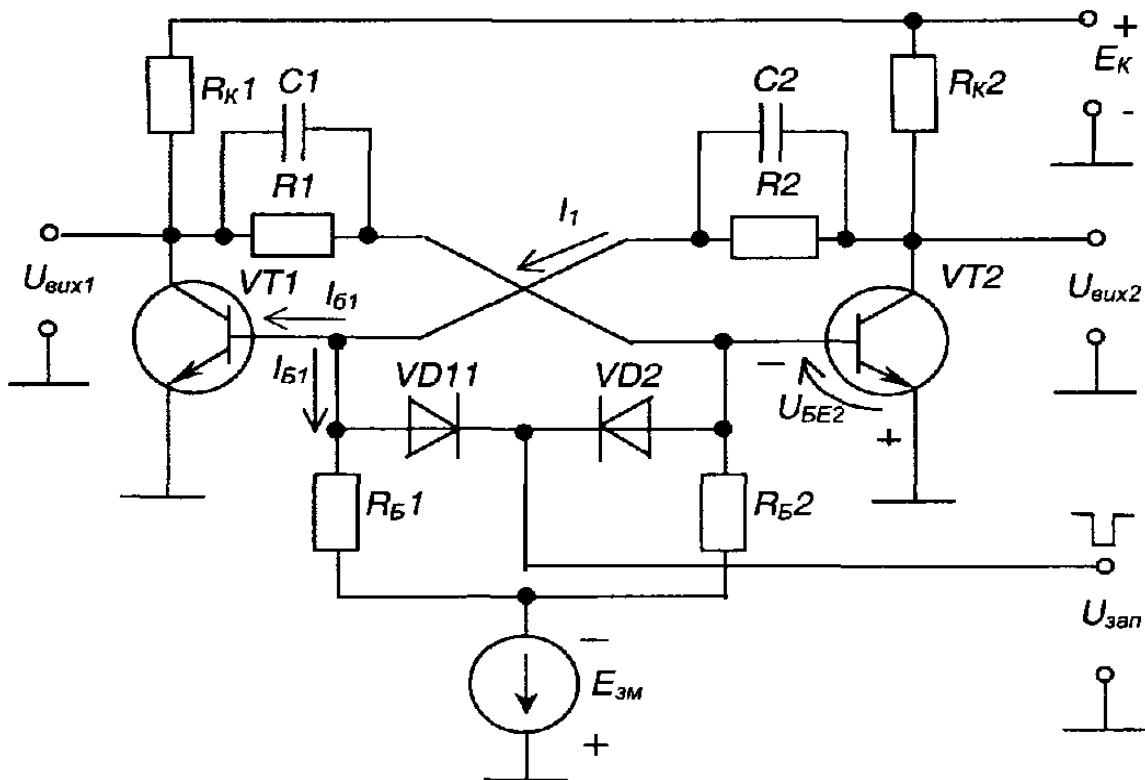


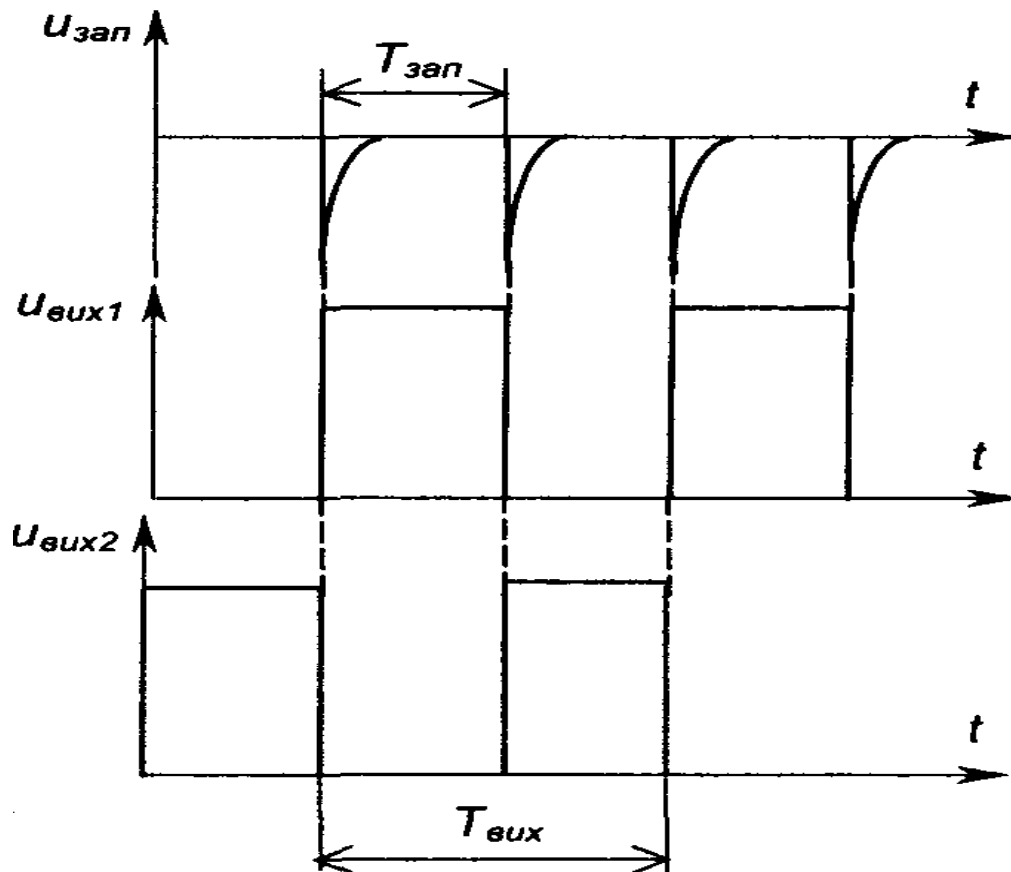
Рис.4.6. Блок-схема (а) та перехідна характеристика (б) потенціального тригера.

### 4.3. Симетричний тригер на транзисторах

Тригерними схемами називають мультивібратори з двома станами стійкої рівноваги, в яких перехід схеми з одного стійкого стану в другий відбувається з використанням вхідного запускового імпульсу. Тригери виконують в вигляді симетричних і несиметричних схем. Найбільше поширення одержали симетричні тригери.

Схема симетричного тригера та часові діаграми його роботи представлені на рис.4.7.





**Рис.4.7.** Принципова схема симетричного тригера на транзисторах з колекторно – базовими зв’язками і зовнішнім зміщенням та часові діаграми його роботи.

У першому стійкому стані рівноваги транзистор  $VT_1$  закритий. Напруга на його колекторі  $U_{K1}$  близька до  $-E_K$ . Внаслідок цього, базовий струм транзистора  $VT_2$ , який визначається входним опором  $VT_2$  і опором  $R_2$  (який включено між базою  $VT_2$  і колектором  $VT_1$ ) є достатнім для насичення транзистора  $VT_2$ . Потенціал колектора насиченого транзистора  $VT_2$  близький до нуля, тому до бази  $VT_1$  підводиться додатна напруга, що визначається напругою джерела  $E$  і співвідношенням опорів  $R_1$  та  $R_2$ , які підключені до бази транзистора  $VT_1$ . Якщо б не було теплового струму колекторного переходу закритого транзистора  $VT_1$ , то при насиченому транзисторі  $VT_2$ , при будь-якому значенні опорів  $R_1$ ,  $R_2$  та напрузі зміщення  $E$  першого транзистора, він був би закритим, оскільки напруга  $U_{б1} = E(R_2/R_1 + R_2) > 0$ . Проте тепловий струм транзистора  $VT_1$

створює на опорі  $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$  спад напруги із знаком “мінус”, який прикладено до бази  $VT_1$ . Тому напруга  $U_{б1}$ :

$$U_{б1} = E(R_2/R_1 + R_2) - I_{КО} R_1 R_2 / (R_1 + R_2), \quad (4.1)$$

Для забезпечення закритого стану транзистора  $VT_1$  необхідно так вибрати параметри схеми, щоб  $U_{б1} > 0$ . Якщо ця нерівність справедлива для максимального теплового струму  $I_{КОМАКС}$ , що відповідає максимальній температурі, то забезпечується закритий стан транзистора у всьому діапазоні температур. Якщо в нерівність  $U_{б1} > 0$  підставити замість  $I_{КО}$  значення  $I_{КОМАХ}$  і перетворити її, то отримаємо:  $R_1 < E/I_{КОМАХ}$ .

Для забезпечення насиченого стану транзистора  $VT_2$  при закритому  $VT_1$  необхідно виконати умову  $\beta \cdot I_б > I_{КН}$ , де  $I_{КН} = E_K/R_K$ ;  $I_б = E_K/(R_2 + R_K) - E/R_1$ , тоді вирішуючи останню нерівність відносно  $R_2$ , отримаємо:

$$R_2 < R_K \cdot [\beta(1 + \beta \cdot E \cdot R_K / (E_K \cdot R_1)) - 1], \quad (4.2)$$

Розглянемо що відбудеться при запуску цієї схеми зовнішнім сигналом.

Якщо на вхід схеми тригера (рис.4.7) подати запускний імпульс, то відбудеться перекидання схеми з першого в другий стійкий стан рівноваги: негативний перепад вхідного імпульсу викличе появу базового, та колекторного струмів транзистора  $VT_1$ ; внаслідок проходження колекторного струму через опір  $R_K$  потенціал колектора першого транзистора підвищиться; додатний перепад напруги з колектора транзистора  $VT_1$  через ємність  $C$  передасться на базу транзистора  $VT_2$ ; це призведе до зменшення струму бази другого транзистора і зменшенню його струму колектора; потенціал колектора  $VT_2$ , при цьому, зменшиться; негативний перепад з колектора другого транзистора передасться на базу першого, що сприяє збільшенню його струму бази; В схемі розвивається лавиноподібний процес, який закінчується закриттям транзистора  $T_2$  і насиченням  $T_1$ . Після закінчення процесів установа тригер переходить в другий стан стійкої рівноваги. Оскільки схема симетрична, то другий стан стійкої

рівноваги забезпечується тими ж умовами, що і перший.

Перекидання схеми з другого стійкого стану рівноваги в схемі досягається запуском імпульсом додатної полярності, оскільки запуск здійснюється по одному входу на базу транзистора  $VT_1$ .

Таким чином, перехід тригера з одного стану стійкої рівноваги в другий здійснюється запусковими імпульсами різних полярностей, які чергуються між собою.

Амплітуда вихідної напруги, яка знімається з колектора одного з транзисторів, визначається співвідношенням:

$$U_m = (E_K - I_{KO} \cdot R_K) \cdot (R_2 + r_{BX.H.}) / (R_K + R_2 + r_{BX.H.}). \quad (4.3)$$

Нехтуючи спадом напруги на резисторі  $R_K$  за рахунок теплового струму колекторного переходу  $I_{KO} \cdot R_K$  та враховуючи нерівність  $R_2 \gg r_{BX.H.}$ , одержимо:  $U_m = E_K R_2 / (R_K + R_2)$ .

Розглянемо як навантаження може впливати на роботу тригера.

Коли резистори  $R_1$  і  $R_2$  вибрані згідно наведених вище формул, то забезпечуються стійкі стани рівноваги тригера, а співвідношення для  $U_m$  визначає амплітуду вихідного імпульсу. Проте вмикання навантаження може порушити стабільність статичних станів рівноваги тригера і призводить до зміни амплітуди вихідного імпульсу.

Навантаження до схеми (рис.4.7) може бути підключено паралельно опору  $R_K$  або паралельно транзистору. При підмиканні опору  $R_{H1}$  до насиченого транзистора  $VT_2$  (перший стан рівноваги) збільшується колекторний струм насичення:  $I_{K.H} = E_K / R'_K$ , де  $R'_K = R_K \cdot R_{H1} / (R_K + R_{H1}) < R_K$ . При цьому, ступінь насичення транзистора  $VT_2$  зменшується, а амплітуда вихідного імпульсу збільшується. Для визначення амплітуди  $U'_m$  необхідно в формулі для  $U_m$  замість опору  $R_K$  підставляти  $R'_K < R_K$ . Для забезпечення заданого ступеня насичення необхідно збільшити базовий струм другого транзистора, тобто зменшити опір  $R_2$  в колі бази транзистора  $VT_2$ . Вибір опору  $R_2$  також може бути проведений за формулою (4.2), в якій замість  $R_K$  встановлено



$R'_K$ . Тоді режим роботи транзисторів і амплітуда вихідного імпульсу залишаться попередніми.

Якщо ж опір  $R_{H1}$  підключений до закритого транзистора  $VT_2$  (другий стан стійкої рівноваги), то навантаження не впливає на режим роботи транзистора  $VT_2$ . Тому коли опір  $R_{H1}$  підключений лише в момент запирання транзистора  $VT_2$ , то впливом його на роботу тригера можна знехтувати.

При підмиканні опору  $R_{H2}$  до насиченого транзистора  $VT_2$  не відбувається зміни режиму його роботи, оскільки опір  $R_{H2}$  значно більший вихідного опору транзистора, який знаходиться в стані насичення. Підмикання опору  $R_{H2}$  до закритого транзистора  $VT_2$  призводить до зменшення амплітуди вихідного імпульсу. Оскільки опір  $R_{H2} \ll R_2$ , то амплітуда вихідного імпульсу визначається з співвідношення:

$$U_m = E_K \cdot R_{H2} / (R_K + R_{H2}). \quad (4.4)$$

#### 4.4. Тригер на тунельному діоді

Тунельні діоди є найбільш швидкодіючими з усіх відомих приладів. Вони малочутливі до ядерного випромінювання і температури тому знайшли широке застосування в імпульсних та цифрових схемах.

Розглянемо пристрій (рис.4.8), який складається з тунельного діода, ввімкненого послідовно з ним резистора  $R$  і джерела ЕРС.

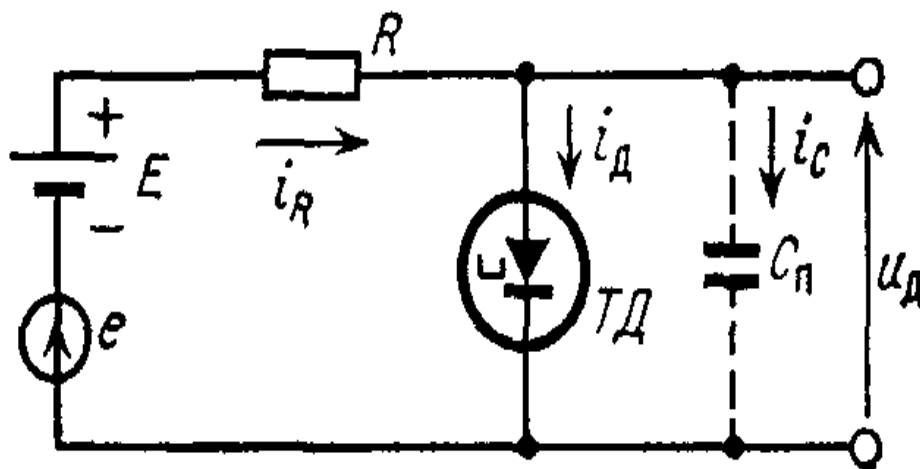
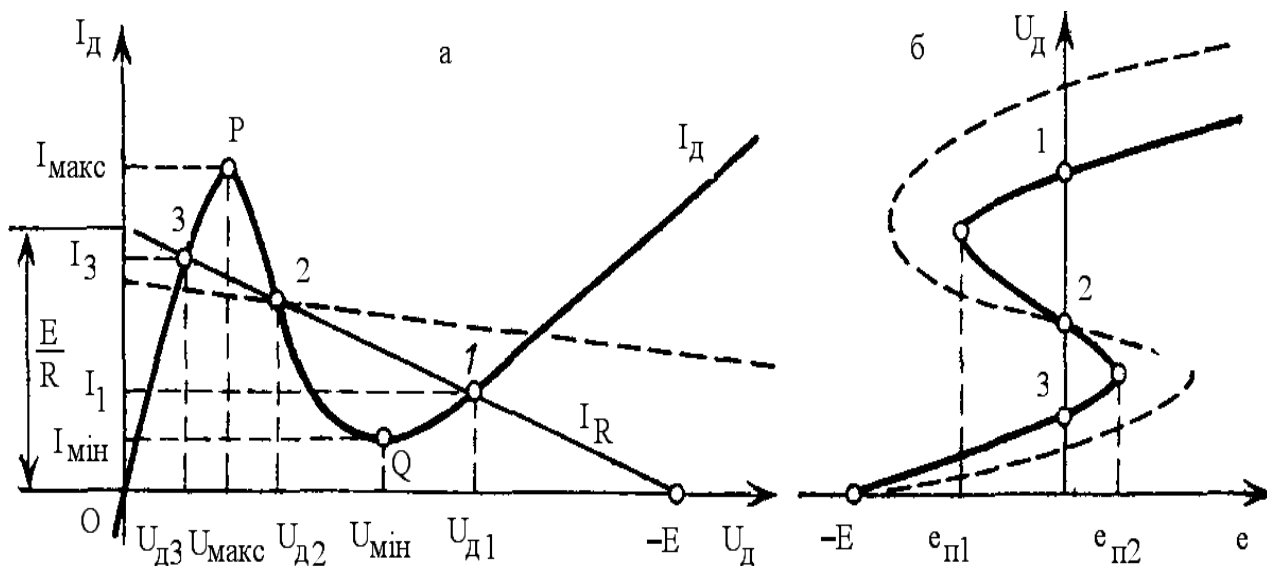


Рис.4.8. Принципова схема тригера на тунельному діоді.

На рисунку вказана також ємність переходу  $C_{\Pi}$  та джерело змінної напруги “ $e$ ”. Нехай поки що  $e = 0$ , тоді в установленому режимі струм через ємність  $i_C = 0$ . При цьому через резистор  $R$  і діод протікає однаковий струм  $i_R = i_D$ . Значення  $i_D$ ,  $U_D$  на діоді можна визначити графічно при сумісному рішенні рівнянь  $i_D = f_1(U_D)$  та  $i_R = f_2(U_D)$  (рис.4.9). При відповідному виборі величин  $E$  і  $R$  можливо одержати три рішення – три точки перетину навантажувальної лінії з ВАХ діода (рис.4.9).

Точки 1 і 3 лежать на висхідних ділянках ВАХ з додатним опором, а точка 2 - на падаючій ділянці з від’ємним опором. Вони відповідають трьом різним станам рівноваги пристрою. Будемо тепер змінювати напругу “ $e$ ” від  $e = 0$  в обидва напрямки в досить широких межах. Внаслідок цього навантажувальна крива буде переміщуватися вліво чи вправо паралельно самій собі, оскільки тепер напруга джерела буде рівна  $E + e$ . Визначивши  $U_D$  для кожного значення “ $e$ ”, можна побудувати характеристику передачі цього пристрою  $U_D = f(e)$  (рис.4.9.б). Вона (як і характеристика тригера) має область гістерезису і, тому, такий пристрій також є тригером.



**Рис.4.9.** ВАХ тунельного діода з навантажувальною лінією.

Перекидання схеми з другого стійкого стану рівноваги в схемі (рис.4.7) досягається запуском імпульсом додатної полярності.

Точки 1 і 3 є точками стійкої рівноваги, а точка – 2 – нестійкої рівноваги і напруга на діоді рівна  $U_{D1}$  або  $U_{D3}$ . Якщо напруга “e”, яку можна розглядати як вхідний сигнал, буде мати вигляд коротких імпульсів різної полярності з амплітудою не меншою за  $e_{П1}$  та  $e_{П2}$  (рис.4.9.б.), то під його дією тригер буде переходити з одного стійкого стану в інший.

Нехай, наприклад, під дією імпульсу “e” додатної полярності тригер знаходиться в стані 3 (рис.4.9.а.). Тоді під дією імпульсу струму діода  $i_D$  буде зростати до  $I_{ПМК}$ , після чого стан тригера зміниться і робоча точка попаде на висхідну гілку характеристики правіше точки Q. Після закінчення дії імпульсу запуску тригер перейде в точку 1. Напруга на ємності  $C_{П}$  під час описаного процесу зміниться від  $U_{D3}$  до  $U_{D1}$ . Відповідно, під дією негативного імпульсу “e” струм діода зменшиться до  $I_{МІН}$  і в тригері відбудеться новий стрибок, в результаті якого робоча точка знову стрибком переходить на протилежну гілку характеристики діода, а по закінченні дії імпульсу запуску тригер встановиться в стані 3. Напруга на ємності  $C_{П}$  знову стає рівною  $U_{D3}$ . Часові діаграми напруги  $U_D$  та струму  $i_D$  наведені на рис.4.10.

Розглянутий пристрій стає тригером не при любых  $E$  і  $R$ , а лише при таких, коли навантажувальна пряма перетинає ВАХ діода в трьох точках. Для цього необхідно виконання наступних нерівностей:  $R > \text{модуля } r_{DO}$ ,  $T > U_{МІН}$  і  $(E - U_{ПМК})/R < I_{ПМК}$ .

Значення  $E$  і  $R$  можна вибрати малими, тоді при перекиданні схеми одержуються порівняно великі струми перепаду  $I_3 - I_1$  і малі перепади напруги  $U_{D1} - U_{D2}$  (режим перемикання струму). Але можливо мати  $E$  і  $R$  великими, так що лінія навантаження буде проходити майже горизонтально (пунктир на рис.4.9). Тоді при перекиданні схеми тригера струм  $i_D$  міняється мало, а перепад напруг  $U_{D1} - U_{D3}$  буде більшим (режим перемикання напруги).

#### 4.5. Тригер на тиристорах

Спускові схеми на тиристорах на відміну від транзисторних схем та схем на тунельних діодах більш високовольтні і дають можливість отримувати більші струми в навантаженні. Це дозволяє без додаткових підсилювачів потужності використовувати їх для керування такими пристроями як потужні електромагніти в магнітних імпульсних генераторах тощо.

Схема простого тригера на тиристорі наведена на рис.4.11.а. Параметри схеми: джерело анодного живлення  $E_a$  і опір резистора  $R_a$  вибирають так, щоб навантажувальна лінія перетинала характеристику тиристора в трьох точках (рис.4.11.б.).

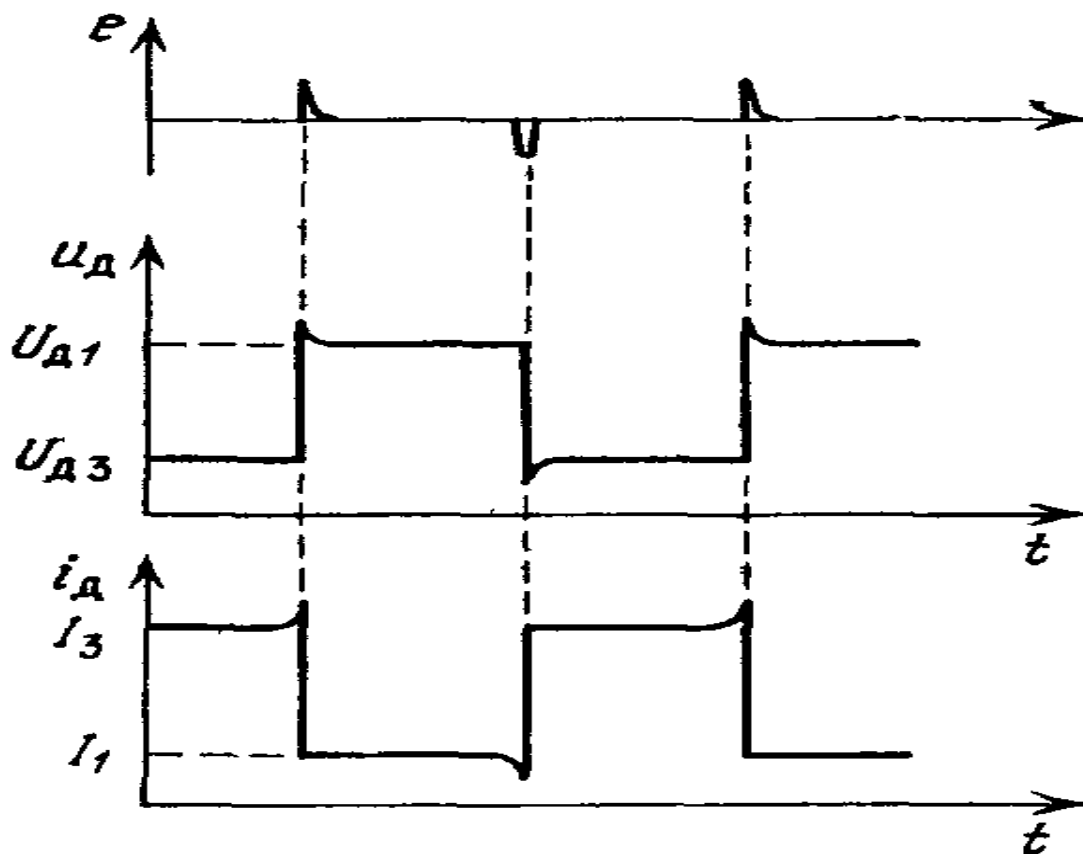
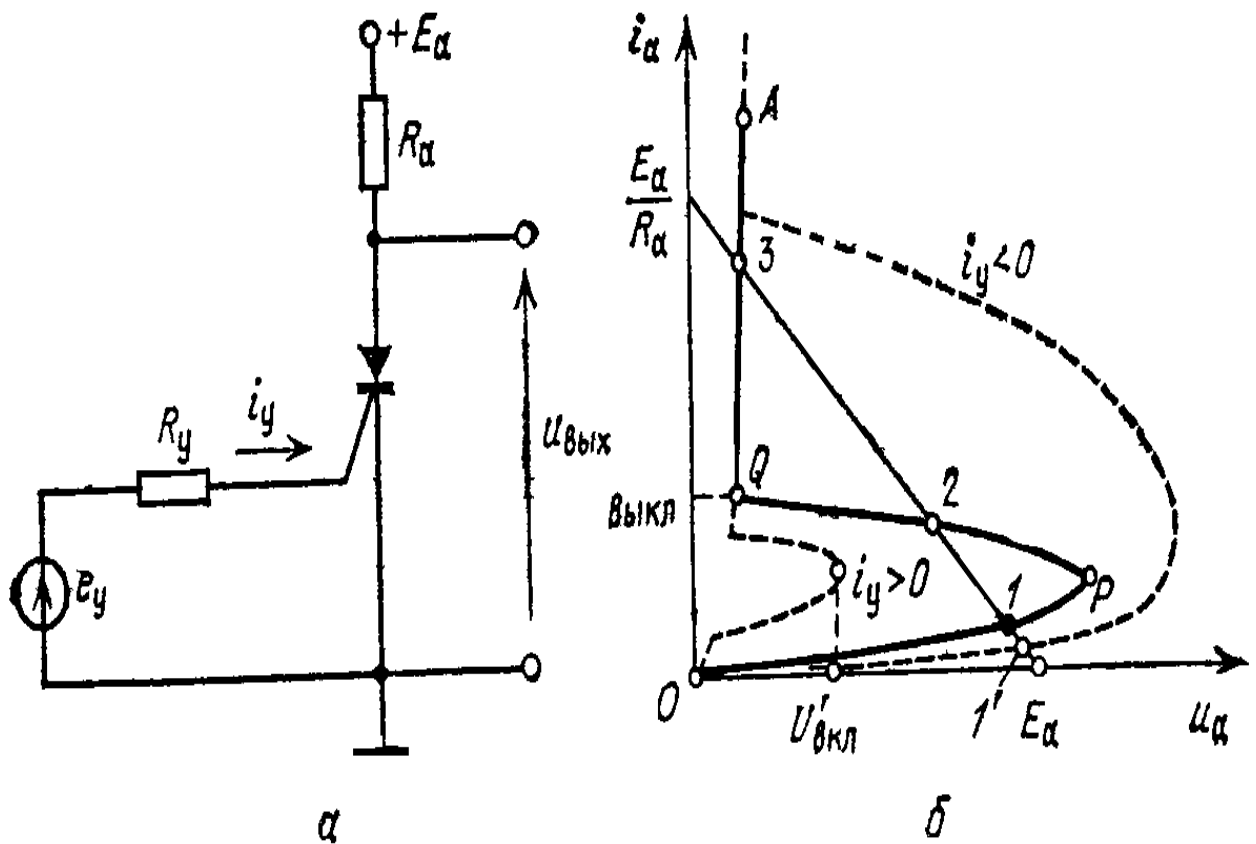


Рис.4.10. Часові діаграми роботи тригера на тунельному діоді.

Аналогічно, як у випадку з тригером на тунельному діоді, в даному випадку точки 1 і 3 відповідають стійким станам рівноваги, а точка 2 – нестійкому стану.

Керування перемиканням тригера можна здійснювати імпульсами струму різної полярності.

Нехай до подання струму керування стан тригера відображається точкою "1". Під дією струму керування додатної



**Рис.4.11.** Принципова схема тригера на тиристорі (а) та ВАХ тиристора з навантажувальною лінією (б).

полярності статична ВАХ тиристора змінюється (пунктирна лінія  $i_K > 0$ ), напруга на аноді тиристора стає більшою нового значення  $U_{ВМК}$  і тиристор вмикається. Робоча точка переходить в положення "3" на висхідній гілці ВАХ, оскільки тепер характеристика має лише одну точку перетину з лінією навантаження в цій точці. Відмітимо, що висхідні гілки ВАХ при  $I_K = 0$  та  $i_K > 0$  в області точки "3" практично співпадають, тому після закінчення імпульсу струму керування (при  $i_K = 0$ ) тригер залишається в тому ж стані "3" стійкої рівноваги.

Якщо на керуючий електрод тиристора подати негативний імпульс струму ( $i_K < 0$ ) досить високої амплітуди, то пряма навантаження має лише одну спільну точку "1" з характеристикою тиристора в нижній її частині поблизу точки

“1”. Струм тиристора стає меншим свого нового значення  $i_{\text{вимик}}$ , і тиристор вимикається. Робоча точка, при цьому, переходить в положення “1”. Після закінчення дії струму  $i_K$  тригер перейде в точку стійкої рівноваги “1”

Одним з головних недоліків такого способу керування є необхідність в забезпечення великих струмів керування від’ємної полярності для вимикання тиристора. Відомо, що для виводу р-n-p-n структури з стану насичення струм керування має бути рівним по величині анодному струму, а для розсмоктування надлишкового заряду струмом  $i_K$  потрібно значний час.

#### 4.6. Несиметричний тригер з емітерним зв’язком (тригер Шмітта)

Схема тригера Шмітта наведена на рис.4.12.а. В ньому перепади напруги з лівого плеча на праве передаються через подільник  $R - R_{B2}$ , а з правого на ліве плече – через спільний резистор  $R_E$  в колі обох емітерів. Шунтувати цей резистор конденсатором не можна, оскільки напруга на резисторі  $R_E$  не може швидко змінитися. Конденсатор  $C$  є прискорюючим. Подільник  $R_1 - R_2$  забезпечує необхідний режим роботи транзистора  $T_1$ .

Ця схема має два стійкі стани. Розглянемо, як забезпечуються ці стани. Нехай, наприклад, транзистор  $T_1$  насичений; тоді потенціал його колектора можна рахувати рівним від’ємному потенціалу емітерів ( $U_{K1} = U_E^+$ ). Напруга  $U_{K1}$  ділиться ланкою  $R - R_{B2}$  і лише частина його подається на базу транзистора  $T_2$ .

Таким чином, база транзистора  $T_2$  має менш від’ємний потенціал, ніж емітер, отже при відкритому транзисторі  $T_1$  транзистор  $T_2$  закритий.

Коли відкритий і насичений транзистор  $T_2$ , то транзистор  $T_1$  закритий лише в тому випадку, коли напруга на емітерах  $U''_E$  переважає по абсолютній величині напругу на базі  $U_{B1}$ . Ця умова виконується шляхом підбору опорів плечей дільника  $R_1 - R_2$  і струму насичення транзистора  $T_2$ . Рис.4.12.б. ілюструє різні стани тригера. Коли транзистор  $T_1$  відкритий, модуль  $U_{B1}$  більший за модуль  $U'_E$ ; якщо ж транзистор  $T_1$  закритий, то спостерігається зворотна нерівність. Оскільки  $U_{B1}$  – стала, то з двох вище

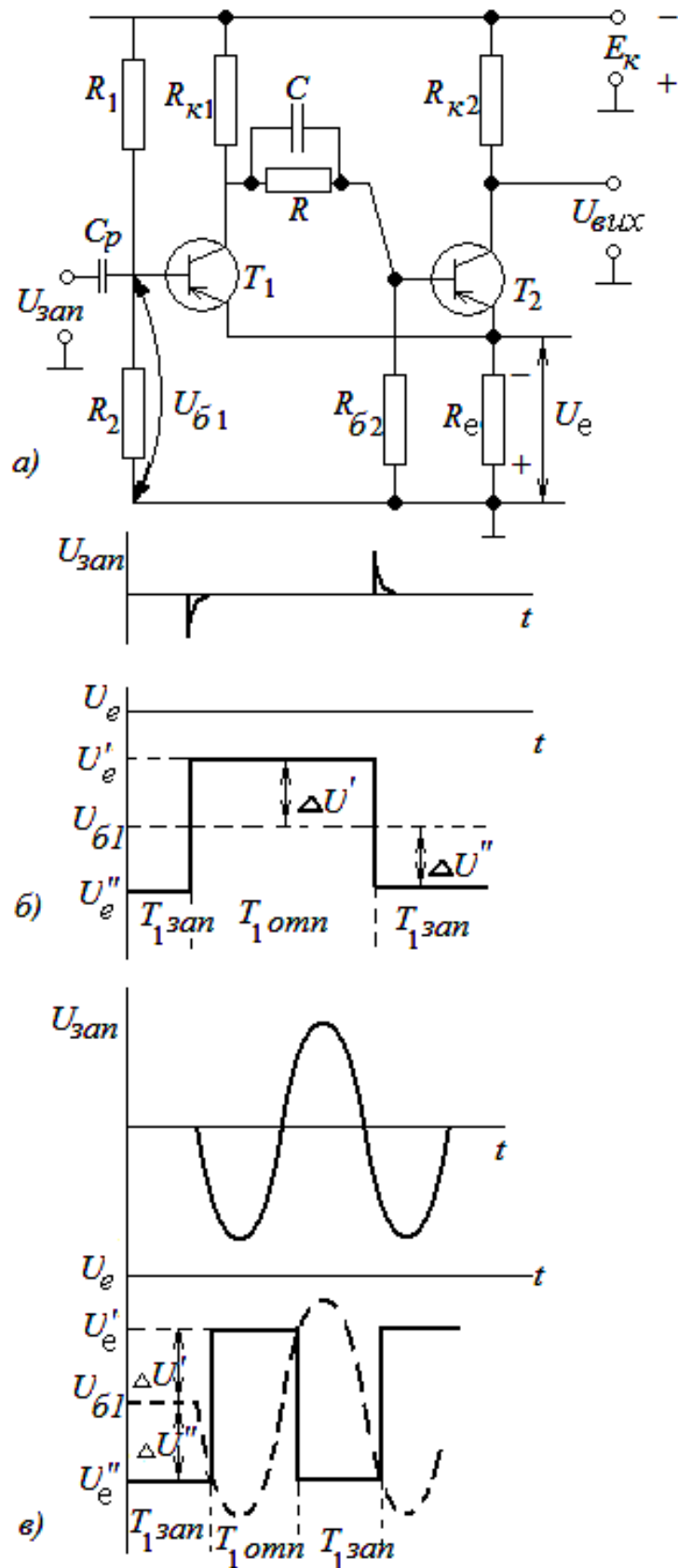
наведених нерівностей впливає, що для модулів справедливо  $U''_E > U'_E$ .

Щоб закрити транзистор  $T_1$ , необхідно подати на його базу додатний потенціал, більший від різниці модулів  $U_{B1} - U_E$ . Для цього необхідно подати на його базу від'ємний потенціал, що переважає різницю модулів  $U''_E$  і  $U_{B1}$ . Зміною параметрів схеми, можна регулювати різниці напруг  $\Delta U' = IU_{B1}I - IU'_EI$  і  $\Delta U'' = IU''_EI - IU_{B1}I$ . При рівності  $\Delta U'$  і  $\Delta U''$  тригер може перемикатися імпульсами різної полярності однакового рівня. Коли ж ці різниці напруг не рівні між собою, перемикання тригера відбувається імпульсами напруги різної полярності і різного значення.

Перехід тригера з одного стану в інший відбувається наступним чином. Нехай на базу відкритого транзистора  $T_1$  подається додатний імпульс, під дією якого транзистор виходить із насичення і потенціал його колектора стає більш від'ємним. Ця зміна подається через подільник  $R - R_{B2}$  на базу транзистора  $T_2$ , що збільшує його струм  $i_{E2}$ . В результаті зростає напруга на резисторі  $R_E$  так, що транзистор  $T_1$  додатково прикривається, і так далі. Процес завершується тим, що транзистор  $T_1$  закривається, а транзистор  $T_2$  – переходить в стан насичення. Під час лавини напруга на резисторі  $R_E$  змінюється під дією двох протилежних струмів, один із яких збільшується (струм  $i_{E2}$ ), а другий – зменшується ( $i_{E1}$ ). Але, незважаючи на це, процес розвивається в потрібному напрямку, оскільки зміна струму  $\Delta i_{E2}$  завжди більша за  $\Delta i_{E1}$ . Дійсно, зміна напруги між базою та емітером транзистора  $T_1$  рівна зміні напруги на резисторі  $R_E$ . Зміна ж напруги між базою і емітером транзистора  $T_2$  набагато більша тому, що на базу транзистора  $T_2$  передаються підсилені перепади напруги з колектора транзистора  $T_1$ . Тому коли транзистор  $T_1$  закривається, а  $T_2$  відкривається, то струм  $i_{E2}$  зростає в більшій мірі, ніж зменшується струм  $i_{E1}$ . В результаті напруга на резисторі  $R_E$  в процесі стрибка збільшується і транзистор  $T_1$  дійсно закривається. Вихідні імпульси знімаються з колектора транзистора  $T_2$ .

Тригер Шмітта часто використовують для формування прямокутних імпульсів із напруги довільної форми, в тому числі і синусоїдальної. Як тільки під дією  $U_{закр}$  (рис.4.12. в.) потенціал бази транзистора  $T_1$  стане рівним потенціалу емітера ( $U_{B1} = U''_E$ ),

транзистор  $T_1$  відкривається і схема лавиноподібно перекидається. При цьому на виході триггера формується фронт





**Рис.4.12.** Принципова схема тригера Шмітта і епюри напруг на окремих елементах схеми.

імпульсу малої тривалості. В результаті перекидання схеми транзистор  $T_1$  насичується, а  $T_2$  – закривається. При цьому потенціал емітера приймає значення  $U'_E$ . В той час як транзистор  $T_2$  залишається закритим, на виході формується плоска вершина імпульсу. Під дією  $U_{зап}$  потенціал бази транзистора  $T_1$  зрівнюється з новим значенням потенціалу емітера ( $U_{B1}=U'_E$ ).

В той час коли транзистор  $T_2$  залишається закритим, на виході формується плоска вершина імпульсу. Коли під дією  $U_{зап}$  потенціал бази транзистора  $T_1$  зрівнюється з новим значенням потенціалу емітера ( $U_{B1} = U'_E$ ), почнеться новий лавиноподібний процес формування заднього фронту імпульсу, після чого схема повертається в початковий стан.

Видно, що при синусоїдальній напрузі на вході тригера моменти переходу визначаються значеннями  $\Delta U'$  і  $\Delta U''$  (рис.4.12.в.). Коли  $\Delta U' = \Delta U''$ , то транзистор  $T_1$  однаковий час перебуває у відкритому і закритому стані. При нерівності цих напруг тривалість імпульсу і паузи будуть різними.

### Контрольні запитання

1. Наведіть загальні відомості про формувачі імпульсів.
2. Нарисуйте схеми послідовного і паралельного обмежувачів амплітуди імпульсів на діодах та поясніть їх роботу.
3. Охарактеризуйте недоліки діодних обмежувачів амплітуди імпульсів.
4. Наведіть загальні відомості і дайте визначення тригерам.
5. Охарактеризуйте блок схему та перехідну характеристику потенціального тригера.
6. Нарисуйте схему симетричного тригера на транзисторах і поясніть її роботу на основі часових діаграм.
7. Від яких чинників залежить амплітуда вихідної напруги в тригері на транзисторах ?
8. Як впливає опір навантаження на роботу тригера ?
9. Охарактеризуйте ВАХ тунельного діода з лінією навантаження.

10. Нарисуйте схему і поясніть механізм роботи тригера на тунельному діоді з використанням осцилограм напруг і струмів.
11. Нарисуйте схему тригера на тиристорі, ВАХ тиристора та охарактеризуйте її роботу.
12. Нарисуйте схему тригера Шмітта на транзисторі і поясніть механізм її роботи.

## ТЕМА 5. ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Генератори прямокутних імпульсів відносяться до класу релаксаційних генераторів. Коливання, у яких повільні зміни чергуються зі стрибкоподібними, називаються **релаксаційними**.

Подібно генераторам синусоїдальних напруг, релаксаційні генератори перетворюють енергію джерела постійного струму в енергію електричних коливань. Однак коли в генераторі гармонійних коливань LC – типу відбувається неперервний обмін енергією між конденсатором і котушкою контуру і за період витрачається звичайно невелика частина енергії, яка отримана від джерела, то в релаксаційному генераторі на протязі однієї частини періоду енергія запасається в реактивному елементі лише одного типу (переважно в конденсаторі), а в другу частину періоду виділяється у вигляді тепла у резисторі.

Підсилювальний елемент працює в даному випадку у ключовому режимі, перемикаючи конденсатор із заряджання на розряджання і навпаки.

Релаксаційні генератори можуть працювати в **автоколивальному і очікуючому** режимах або в режимах **синхронізації і поділу частоти**. Генератор в автоколивальному режимі формує коливання неперервно. У очікуючому режимі генератор “очікує” надходження імпульсу запуску, лише з приходом якого схема формує один вихідний імпульс.

Для автоколивального режиму роботи мультівібратора характерна відсутність стійкого стану, тому схема неперервно генерує імпульси.

В ряді випадків необхідно одержувати одинарні імпульси у визначений наперед момент часу. Для цього мультівібратору необхідно забезпечити один стійкий стан. Звичайно його одержують запиранням підсилювального елемента в одному з плеч мультівібратора, внаслідок чого схема не може вийти з такого стану самостійно. Їй потрібен зовнішній імпульс запуску. Оскільки система “очікує” такий імпульс, то цей мультівібратор називається “очікуючим”, або одновібратором чи загальмованим мультівібратором.

Роль запускаючого імпульсу зводиться до того, щоб привідкрити закритий підсилювальний елемент, тобто створити умови для виникнення лавиноподібного процесу. Тому імпульс запуску повинен мати визначену полярність, а також відповідну амплітуду і тривалість.

Після перекидання схеми, під час формування імпульсу, схема знаходиться в нестійкому стані, із якого самостійно і також лавиноподібно повертається в стійкий початковий стан, потім виводиться з нього наступним запускаючим імпульсом.

### **5.1. Мультивібратор і одновібратор з колекторно-базовими зв'язками**

**Мультивібратори** – це релаксаційні автогенератори напруги прямокутної форми.

Термін **релаксаційний** означає, що це такий, який різко відрізняється від **гармонійного** тобто синусоїдального, а **автогенератор** являє собою пристрій, що генерує незатухаючі коливання без запуску ззовні і не має, при цьому, стійких станів.

Виконують мультивібратори на основі електронних приладів, що мають на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) ділянку з негативним опором (тиристри, тунельні діоди тощо), а також на підсилювачах постійного струму з позитивним зворотнім зв'язком (де активним елементом є транзистори, вакуумні лампи або інтегровані мікросхеми). Електронні пристрої в мультивібраторі працюють в **ключовому** режимі, а самі мультивібратори можуть працювати у трьох режимах: **автоколивальному, очікуючому і режимі синхронізації**.

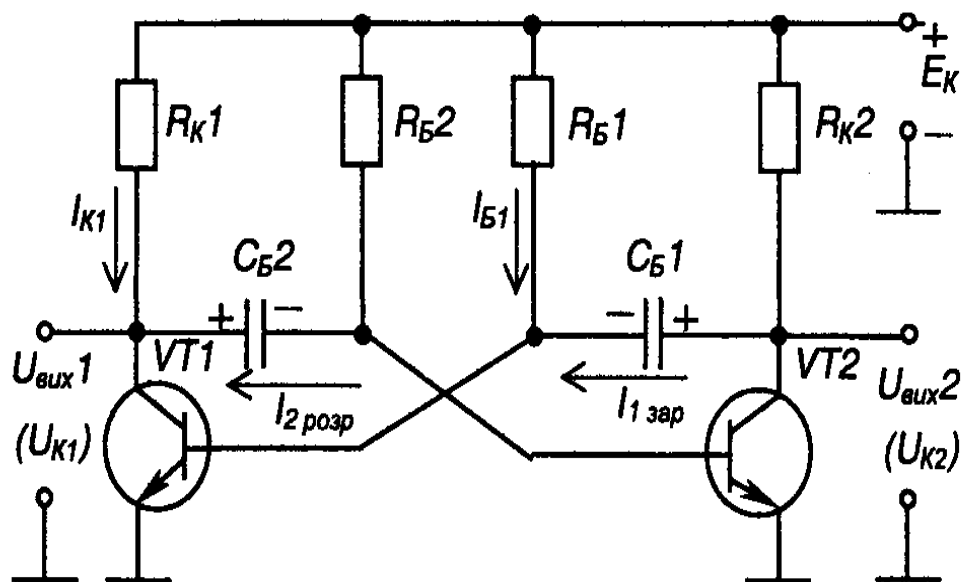
Найчастіше вони працюють у автоколивальному режимі, коли мультивібратор має два квазістійких (нестійких) стани рівноваги і переходить з одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх перехідних процесів у схемі. У такому режимі мультивібратор використовується як генератор прямокутних імпульсів напруги.

У очікуючому режимі мультивібратор має один сталий і один квазісталий стани рівноваги. Зазвичай він знаходиться у сталому стані і переходить до квазісталого під дією зовнішнього електричного сигналу. Час перебування у квазісталому стані

визначається внутрішніми процесами. Такі мультивібратори використовують для формування імпульсів напруги необхідної тривалості, а також для затримки імпульсів на визначений час. Мультивібратор, що працює у цьому режимі називається **одновібратором**.

У режимі синхронізації використовують мультивібратор, який працює в автоколивальному режимі, але його перехід із одного стану в інший забезпечується зовнішньою синхронізуючою напругою. Зазвичай частота синхронізуючого сигналу перевищує частоту власних коливань мультивібратора. В результаті частота коливань мультивібратора майже не залежить від дестабілізуючих чинників, що впливають на його елементи.

На транзисторах автоколивальний мультивібратор найчастіше будують за симетричною схемою з колекторно-базовими зв'язками. Він складається з двох ідентичних каскадів підсилення з спільним емітером. Для забезпечення позитивного зворотного зв'язку, за рахунок якого мультивібратор самозбуджується, вихідна напруга кожного з каскадів подається на вхід іншого. Схема мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками зображена на рис.5.1.



**Рис.5.1.** Принципова схема мультивібратора на транзисторах з колекторно-базовими зв'язками.

Симетрія схеми досягається при  $R_{K1} = R_{K2}$ ;  $R_{B1} = R_{B2}$  (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів) і при  $C_{B1} = C_{B2}$  (які забезпечують зв'язок між каскадами). Відповідно, параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичними. Але така ідеальна схема буде непрацездатною оскільки обидва транзистори будуть залишатися відкритими. Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію схеми і наявність позитивного зворотного зв'язку приводять до того, що після подавання напруги живлення один з транзисторів, повністю відкриється, а другий – закриється.

Часові діаграми роботи цього мультівібратора приведені на рис.5.2. Мультівібратор має два квазісталіх стани: 1 – транзистор VT1- відкритий, а VT2 – закритий; 2 - транзистор VT2 відкритий, а VT1 – закритий.

Нехай початковий стан мультівібратора такий, що транзистор VT1 відкритий (знаходиться у режимі насичення), а VT2 закритий (знаходиться у режимі відтинання).

При цьому і надалі:

- через VT1 і  $R_{K1}$  від  $E_K$  протікає колекторний струм насичення  $I_{K1}$ ;
- через  $R_{B1}$  і базово-емітерний перехід VT1 протікає струм бази  $I_{B1}$ , який утримує транзистор VT1 в режимі насичення.
- конденсатор  $C_{B1}$  заряджається струмом  $I_{Iзар}$  від джерела  $E_K$  через резистор  $R_{K2}$  і базово-емітерний перехід транзистора VT1.
- конденсатор  $C_{B1}$ , заряджений із вказаною на схемі полярністю до напруги, яка рівна  $E_K$  (у попередньому такті роботи схеми), і через VT1 (замкнений ключ) підключений до нульової точки; за рахунок цього через нього протікає струм  $I_{2розр}$  від  $E_K$  через  $R_{B2}$ , який намагається перезарядити  $C_{B2}$  від напруги  $-E_K$  до напруги  $+E_K$ , при цьому негативна напруга з  $C_{B2}$  подається на базу транзистора VT2 відносно його емітера і утримує транзистор у закритому стані (розімкнений ключ);
- процес перезарядження  $C_{B2}$  триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульового рівня і не стане вищою за порогову напругу базово-емітерного переходу транзистора

VT2  $U_{BEнас}=0,6$  В, після чого потече базовий струм VT2 і він почне відкриватися;

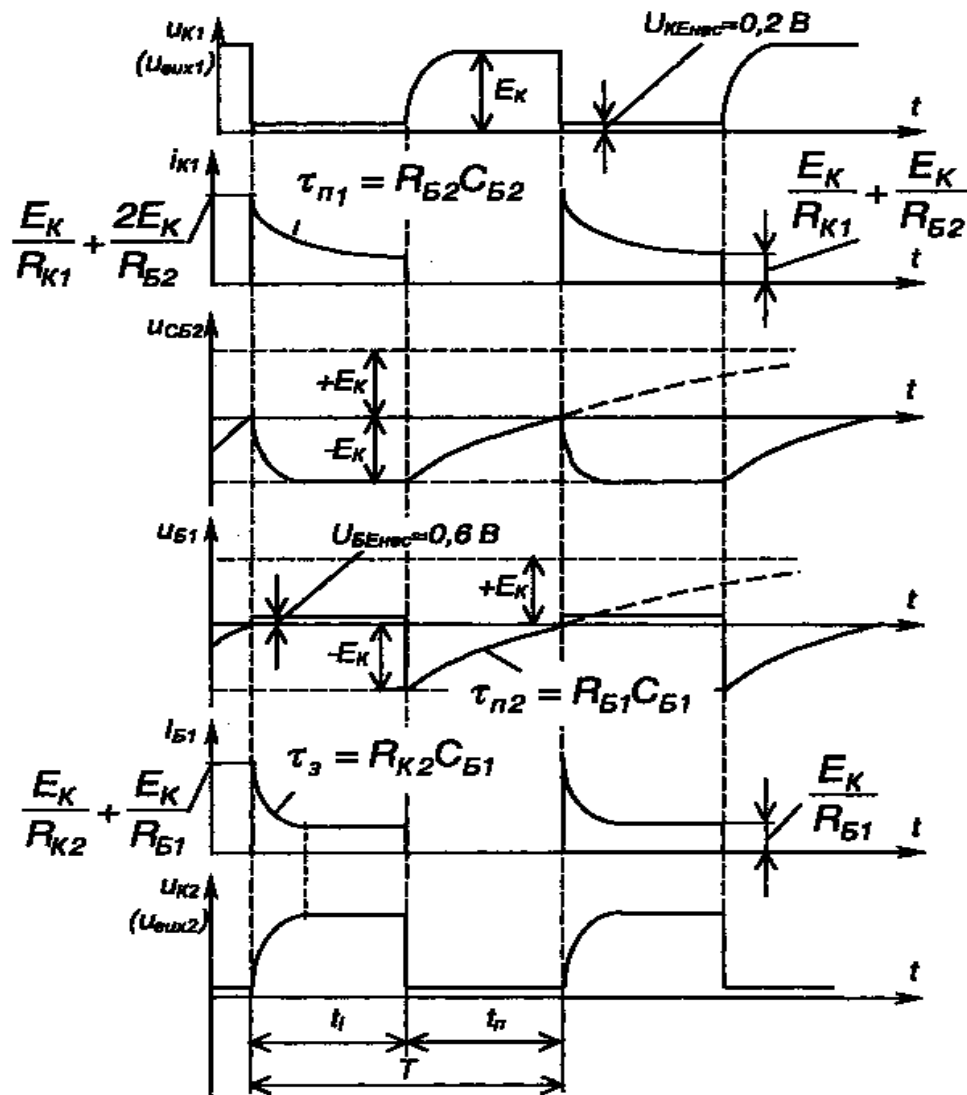


Рис.5.2. Часові діаграми роботи мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками.

- через транзистор VT2, що перейшов в активний режим, конденсатор  $C_{Б1}$  обкладкою “+” підключається до нульової точки, і негативна напруга з конденсатора  $C_{Б2}$  подається на базу транзистора VT1 відносно його емітера, закриваючи його;
- як тільки транзистор VT1 починає закриватися, збільшується позитивна напруга на його колекторі і починає заряджатися конденсатор  $C_{Б2}$  від джерела  $E_K$  через

резистор  $R_{K1}$  і базо-емітерний перехід транзистора VT2, за рахунок чого останній відкривається ще більше – починає діяти позитивний зворотний зв'язок і розвивається лавиноподібний регенеративний процес; після закінчення цього процесу транзистор VT1 повністю закривається, а транзистор VT2 - відкривається і мультівібратор переходить до свого другого квазістійкого стану.

Далі процеси у схемі відбуваються аналогічно лише тепер заряджається конденсатор  $C_{B2}$ , а перезаряджається конденсатор  $C_{B1}$ .

Таким чином, пристрій фактично працює за рахунок автоматичної комутації конденсаторів ключами-транзисторами.

Для роботи мультівібратори повинні виконуватися наступні співвідношення:  $R_{K2} \cdot C_{B1} < R_{B2} \cdot C_{B2}$ ;  $R_{K1} \cdot C_{B2} < R_{B1} \cdot C_{B1}$ ;  $R_{K1} \cdot \beta > R_{B1}$ ;  $R_{K2} \cdot \beta > R_{B2}$ .

Тривалість імпульсів, які знімаються з колекторів транзисторів VT1, VT2, становить відповідно:  $t_1 = 0,7 \cdot R_{B1} \cdot C_{B1}$  та  $t_2 = 0,7 \cdot R_{B2} \cdot C_{B2}$ .

Період надходження імпульсів  $T = t_1 + t_2$ . Для симетричної схеми він складає  $1,4 RC$  (де  $R = R_{B1} = R_{B2}$ ;  $C = C_{B1} = C_{B2}$ ). Співвідношення між часами  $t_1$  і  $t_2$  (шпаруватість) можна змінювати, порушуючи симетрію схеми: наприклад, збільшуючи опір резистора  $R_{B1}$  і пропорційно зменшуючи опір  $R_{B2}$ . Тривалість періоду  $T$ , при цьому, залишається незмінною.

Коли ж змінювати величину тільки одного з резисторів або конденсаторів, то при постійній тривалості імпульсу (або паузи) будуть змінюватися період і шпаруватість.

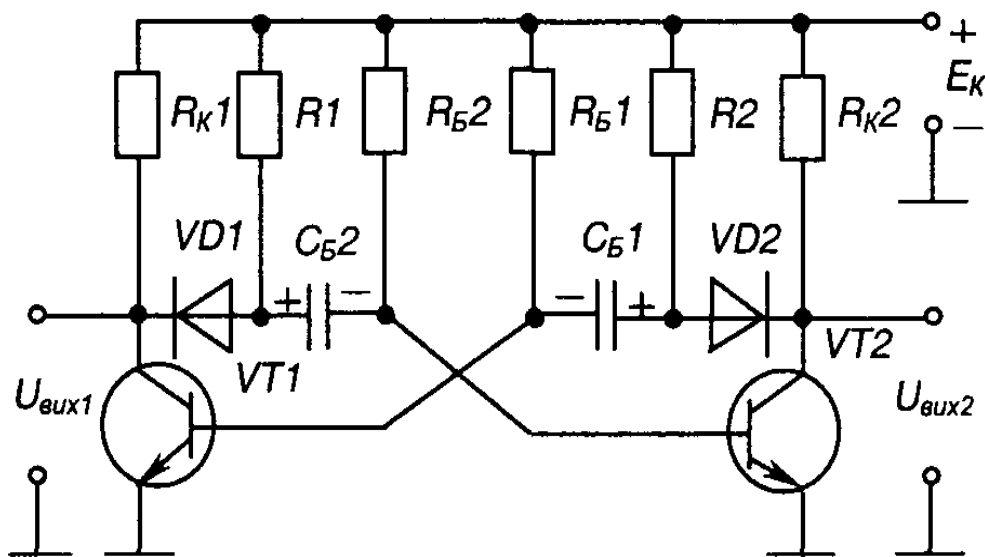
Основним недоліком вище розглянутої схеми є сильне спотворення переднього фронту імпульсів. Це відбувається тому, що вихідним сигналом пристрою є імпульс напруги, що знімається з транзисторного ключа і підключеного до нього конденсатора, тобто фактично це напруга на конденсаторі, який заряджається.

Скоротити тривалість переднього фронту імпульсів можна зменшивши величину опорів  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ , але це призведе до



значних енергетичних втрат (через транзистор, що знаходиться у режимі насичення, буде проходити великий струм).

Оскільки причиною спотворення форми імпульсу є процес заряджання конденсаторів, то для зменшення тривалості переднього фронту вихідних імпульсів напруги можна відімкнути колектори транзисторів від їх кіл заряду. Для цього в схему мультивібратора вводять діоди VD1 і VD2 (рис.5.3).



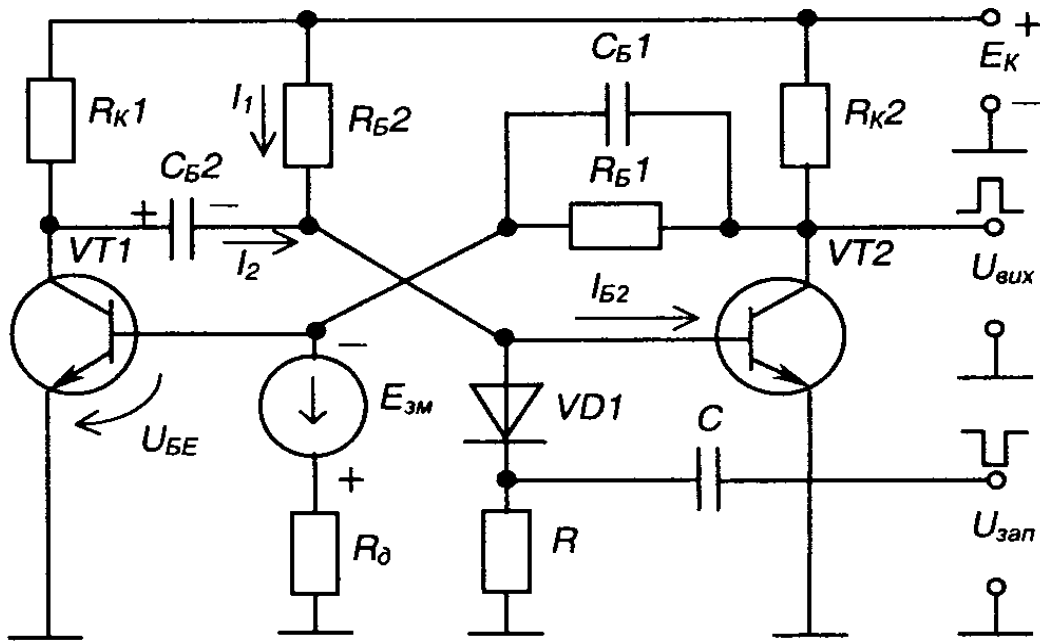
**Рис.5.3.** Принципова схема мультивібратора з відтинаючими діодами.

Резистори  $R_1$ ,  $R_2$  служать для створення кіл заряджання конденсаторів. В результаті цього, діодні ключі відтинають кола заряджання від колекторів транзисторів під час заряджання конденсатора. Тому такий мультивібратор називають мультивібратором з відтинаючими діодами. Тепер тривалість фронтів імпульсів майже однакова і повністю визначається частотними властивостями транзисторів і діодів, а також паразитними ємностями електронної схеми.

**Одновібратор або очікуючий мультивібратор** (рис.5.4) являє собою двокаскадний підсилювач з позитивним зворотним зв'язком, який виконаний на транзисторах VT1 і VT2, що вмикаються за схемою з спільним емітером. Позитивний зворотний зв'язок здійснено подачею колекторної напруги

першого транзистора через конденсатор  $C_{Б2}$  на базу другого транзистора та колекторної напруги другого транзистора через резистор  $R_{Б1}$  та пришвидшуючий конденсатор  $C_{Б1}$  – на базу першого транзистора.

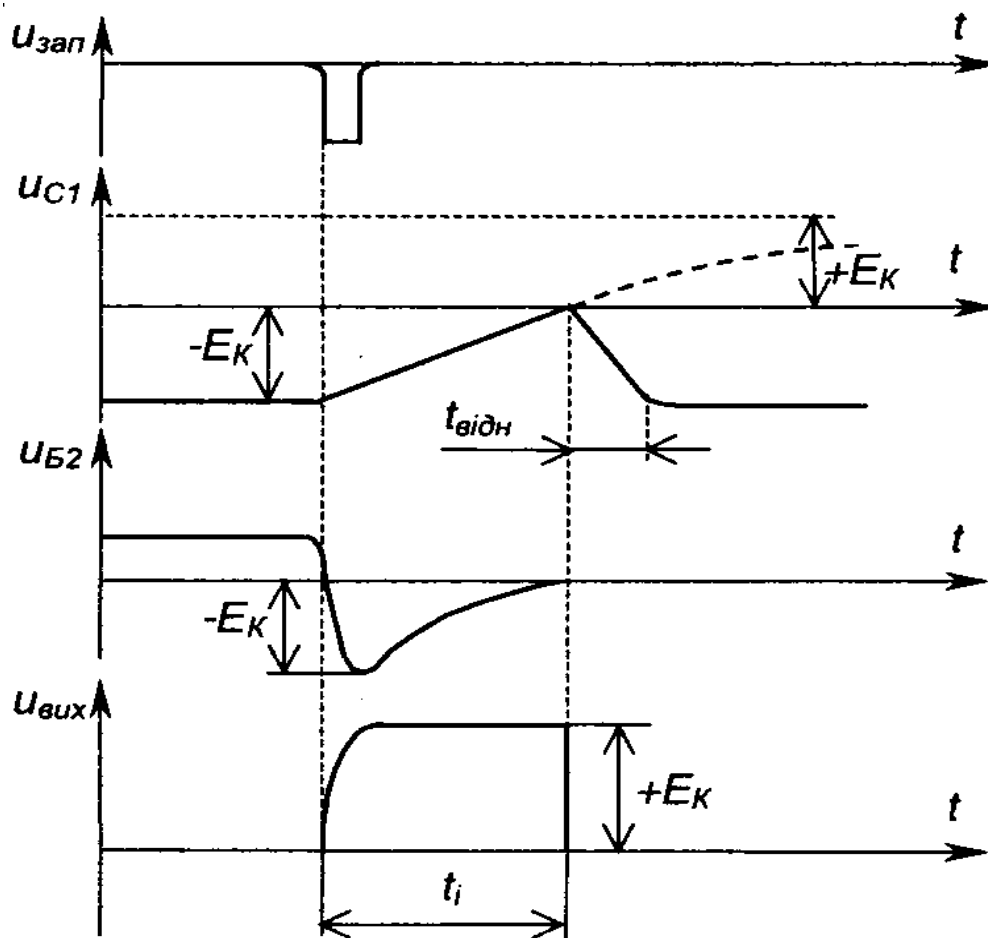
Джерело негативного зміщення  $E_{ЗМ}$  призначене для надійного утримання транзистора  $VT1$  закритим, коли схема знаходиться у стійкому стані.



**Рис.5.4.** Принципова схеми одновібратора

Діод  $VD1$ , конденсатор  $C$  і резистор  $R$  є елементами кола запуску, призначеного для переведу одновібратора у квазістабільний стан під дією зовнішнього сигналу. На виході одновібратора формується одиночний прямокутний імпульс напруги (рис.5.5).

За відсутності сигналу запуску  $U_{ЗАП}$  схема перебуває у сталому стані рівноваги: транзистор  $VT1$  закритий напругою  $E_{ЗМ}$ , а транзистор  $VT2$  знаходиться у режимі насичення під дією струму  $I_{Б2}$ . При цьому, конденсатор  $C_{Б2}$  заряджений до напруги  $E_K$ , а струм  $I_{Б2}$  становить:  $I_{Б2} = I_1 + I_2$ . Оскільки у сталому стані  $I_2 = 0$ , то  $I_{Б2} = I_1 = E_K/R_{Б2}$ . Щоб транзистор  $VT2$  знаходився в режимі насичення необхідно виконання умови  $I_{Б2} > I_{БН2}$  (струм насичення). Тоді:  $I_{БН2} = I_{КН2}/\beta_2 = E_K/R_{К2} \cdot \beta_2$ ;  $E_K/R_{Б2} > E_K/R_{К2} \cdot \beta_2$  або  $R_{Б2} < R_{К2} \cdot \beta_2$ .



**Рис.5.5.** Часові діаграми роботи одновібратора.

Часові діаграми, які ілюструють роботу одновібратора, зображені на рис.5.5. Подача на базу транзистора VT2 короткого запускаючого імпульсу негативної полярності через коло C-R-VD1 перекидає одновібратор: транзистор VT2 закривається і його колекторна напруга через прискорюючий конденсатор  $C_{Б1}$  подається на базу транзистора VT1, викликаючи, при цьому, насичення останнього. Конденсатор  $C_{Б2}$  через відкритий транзистор VT1 підключається у заперному напрямку до бази транзистора VT2. Тобто, завдяки позитивному зворотному зв'язку після закінчення запускаючого імпульсу транзистор VT2 залишається закритим, а транзистор VT1 - відкритим. При цьому, конденсатор  $C_{Б2}$  починає перезаряджатися по колу  $+E_K - R_{Б2} - C_{Б2} - VT1$  - нульова точка схеми ( $-E_K$ ), намагаючись досягти протилежної полярності. Але коли напруга на ньому досягне

нуля, запірня напруга на базі транзистора VT2 зникає і схема повертається до початкового стану: транзистор VT1 стає закритий, а транзистор VT2 – відкритим.

Час перебування одновібратора у стані квазісталої рівноваги визначається часом розряду конденсатора  $C_{B2}$  від напруги  $E_K$  до нуля, за який на виході схеми формується прямокутний імпульс напруги тривалістю  $t_i = 0,7 \cdot R_{B2} \cdot C_{B2}$ . Час відновлення, із закінченням якого до схеми знову можна подати запускаючий імпульс, становить  $t_{відн} = 3 \cdot R_{K1} \cdot C_{B2}$ . Коло  $R_{B2}; C_{B2}$  називається **часозадаючим**. Стала часу заряду конденсатора  $C_{B2}$  складає  $R_{K1} \cdot C_{B2}$ .

## 5.2. Блокінг – генератори

**Блокінг – генератор (однотактний)** – це однокаскадний підсилювач із транзисторним позитивним зворотним зв'язком, призначений для генерування потужних прямокутних імпульсів з дуже великою щільністю (від одиниць до десятків тисяч) і тривалістю від часток мікросекунди до часток мілісекунди.

Використання імпульсного трансформатора дозволяє вводити допоміжні вихідні обмотки і отримувати напругу вихідного імпульсу, що у багато разів переважає напругу живлення схеми.

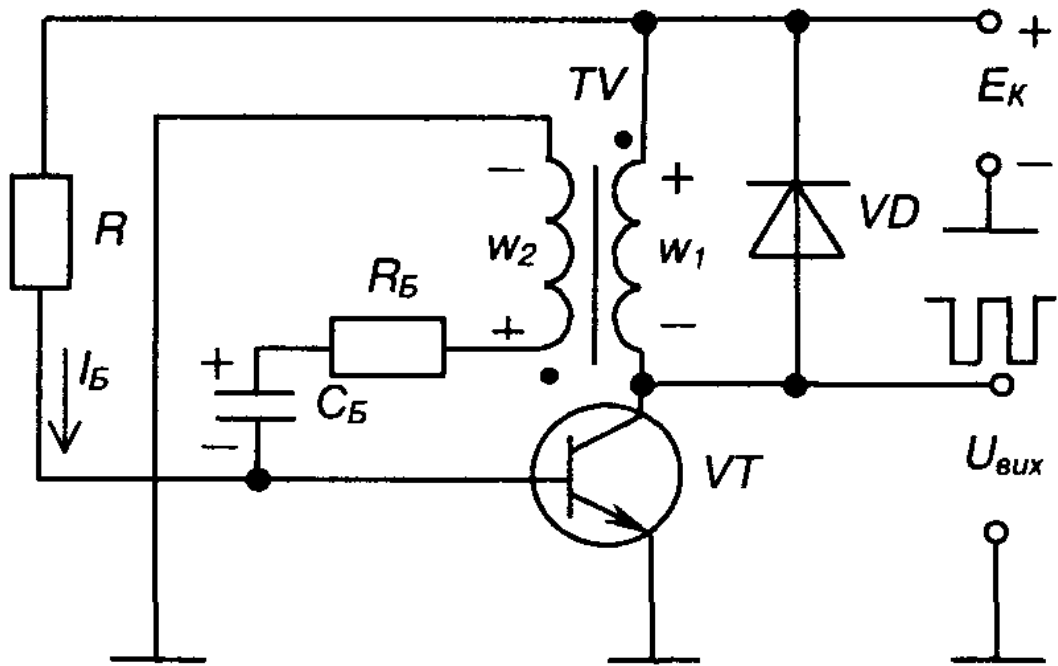
Блокінг-генератор, як і мультівібратор, може працювати у **автоколивальному, очікуючому та режимі синхронізації**.

Схема блокінг-генератора в автоколивальному режимі на транзисторах з спільним емітером приведена на рис.5.6.

В коло колектора транзистора включена обмотка  $w_1$  імпульсного трансформатора TV, а в базове коло – обмотка  $w_2$ , яка реалізує у підсилювачі зворотний зв'язок. Для забезпечення позитивного зворотного зв'язку, обмотки імпульсного трансформатора вмикаються зустрічно. У базове коло транзистора ввімкнено також часозадаючий ланцюг (RC), який визначає частоту імпульсів на виході пристрою.

Умови виникнення автоколивань в блокінг-генераторі наступні:

$$\varphi_K + \varphi_N = 2\pi \cdot n; n=0,1,2,3 \quad ; k \cdot n_1 > 1, \quad (5.1)$$

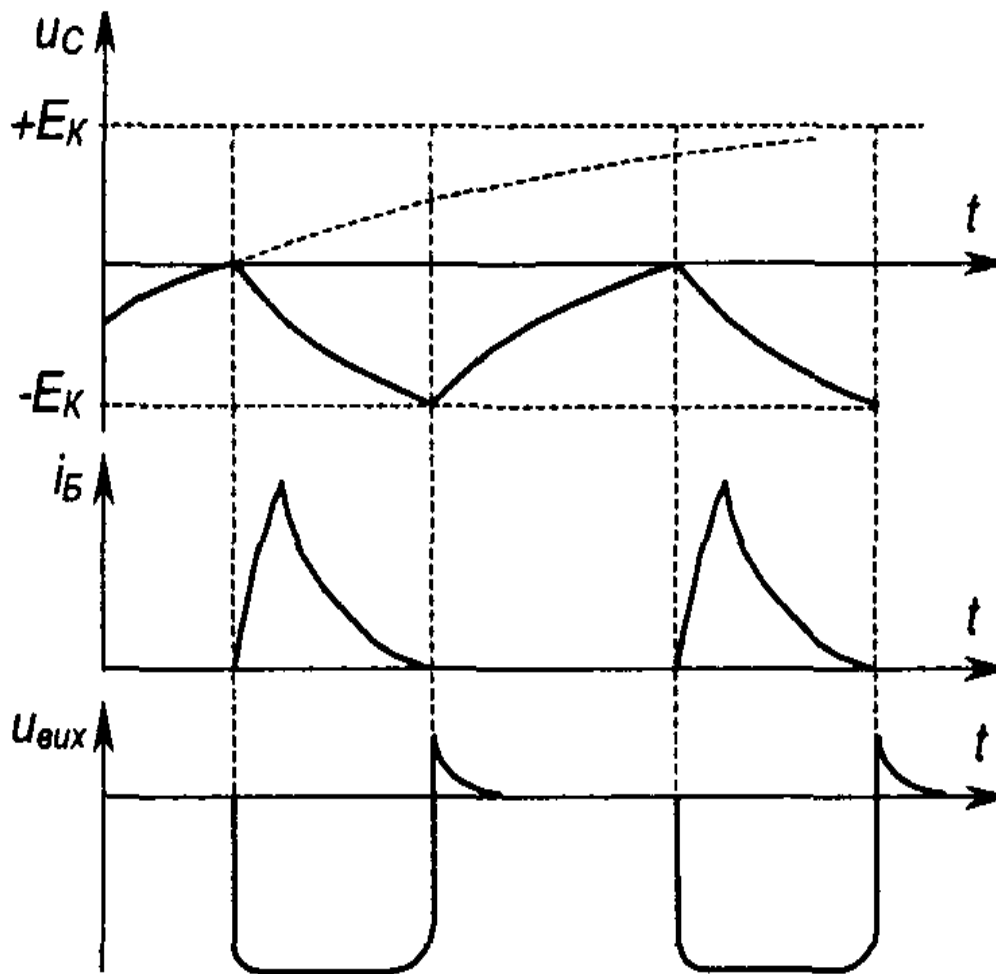


**Рис.5.6.** Принципова схема блокінг-генератора на транзисторі.

де:  $\varphi_K$  – фазовий зсув, що вноситься підсилювачем на транзисторі VT;  $\varphi_N$  – фазовий зсув, що вноситься трансформатором;  $k$  – коефіцієнт трансформації трансформатора. Розглянемо роботу блокінг – генератора від моменту перезаряджання конденсатора  $C_B$ , який у попередньому циклі роботи був заряджений до напруги  $U_C = U_{C\text{MAX}}$  (транзистор закритий) (рис.5.7.)

Коло розряду конденсатора  $C_B$ :  $+E_K - R - C - R_B - w_2 -$  нульова точка схеми. У процесі розряду напруга на ньому буде змінюватися за експоненціальним законом. Коли  $U_C$  досягне нульового рівня, транзистор відкриється, з'явиться його колекторний струм, що призведе до зниження напруги на колекторі та підвищення до  $E_K$  напруги на обмотці  $w_1$ . В осерді імпульсного трансформатора починає змінюватися магнітний потік і в обмотці  $w_2$  за законом електромагнітної індукції наводиться електрорушійна сила з полярністю, вказаною на рис.5.6. Поява напруги на обмотці  $w_2$  призводить до подальшого відкривання транзистора – при цьому, зростають струми бази і колектора. Це і є прямий лавиноподібний блокінг-процес, що триває частки мікросекунди.

Наступний етап - формування вершини імпульсу. Струм бази



**Рис.5.7.** Часові діаграми роботи блокінг-генератора.

транзистора, що є струмом RC-ланцюжка, змінюється за експонентою: знижується від максимуму до нуля. Через деякий час, що наближено рівний 3 – 4 сталим часу  $R_B C_B$ , струм бази досягне нуля, а напруга на конденсаторі максимуму, і транзистор почне регенеративно закриватися: виникає зворотний блокінг-процес.

Тривалість вихідного імпульсу визначається сталою часу  $R_B C_B$ , тривалість паузи – сталою часу перезаряду конденсатора  $(R+R_B) C_B$ , оскільки  $R \gg R_B$ , то щільність значно більша за одиницю.

Коли транзистор закривається, то набута індуктивністю колекторної обмотки  $w_1$  енергія викликає на колекторі транзистора появу негативного викиду напруги, що може привести до пробію транзистора. Щоб запобігти цьому паралельно колекторній обмотці вмикають діод VD, який

забезпечує проходження струму в обмотці після закривання транзистора.

Схема очікуючого блокінг-генератора зображена на рис.5.8.

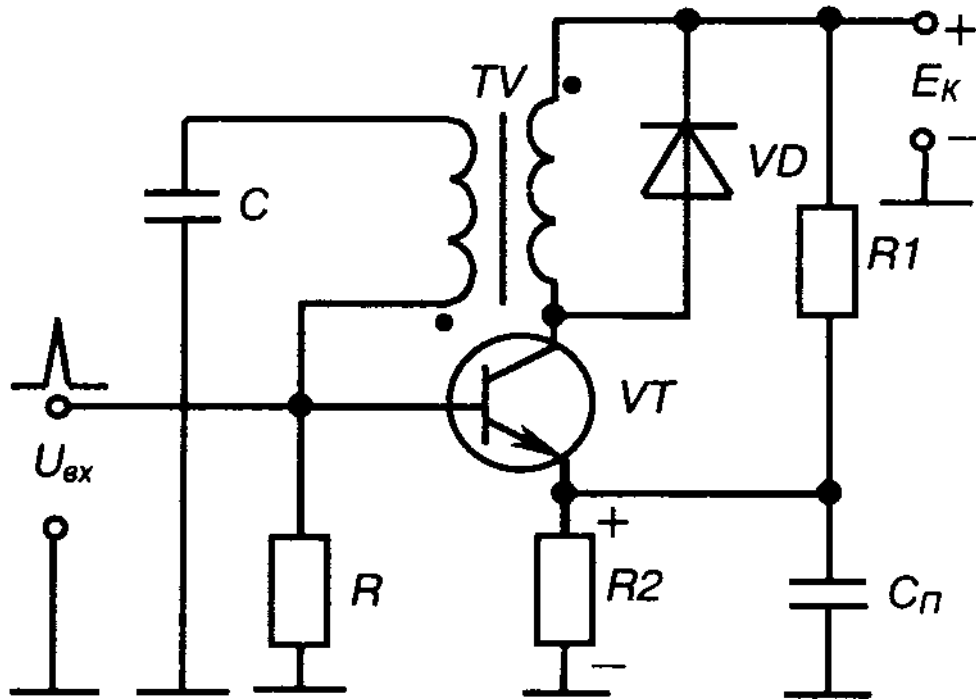


Рис.5.8. Принципова схема очікуючого блокінг-генератора.

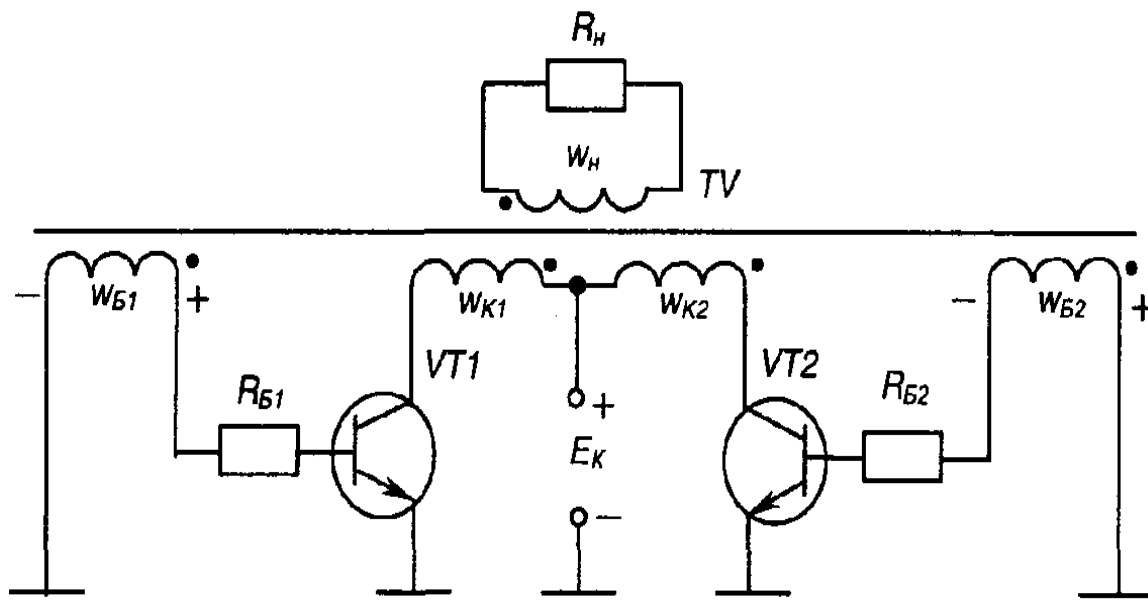
Перехід блокінг-генератора із автоколивального режиму до очікуючого забезпечується напругою, яка знімається з резистора  $R_2$ , ввімкненого до емітерного кола транзистора (дільник напруги  $R_1 - R_2$ ). Запуск блокінг-генератора здійснюється зовнішнім імпульсом вхідної напруги  $U_{вх}$ .

Розглянуті блокінг-генератори застосовуються переважно у схемах керування тиристорами, де вони забезпечують генерування коротких електричних імпульсів необхідної потужності і електричне розділення кіл керування та силового кола за рахунок імпульсного трансформатора.

Розглянемо один із спеціальних типів блокінг генераторів – двотактний блокінг-генератор або генератор Роера (рис.5.9.). Генератор Роера генерує прямокутні імпульси фіксованої частоти із щільністю рівною 2 ( $t_1 - t_{П}$ ). Виведення транзистора із режиму насичення тут здійснюється різким підвищенням струму

колектора у момент насичення осердя імпульсного трансформатора, який виконується із матеріалу, що має прямокутну петлю гістерезису (пермалой, ферит тощо).

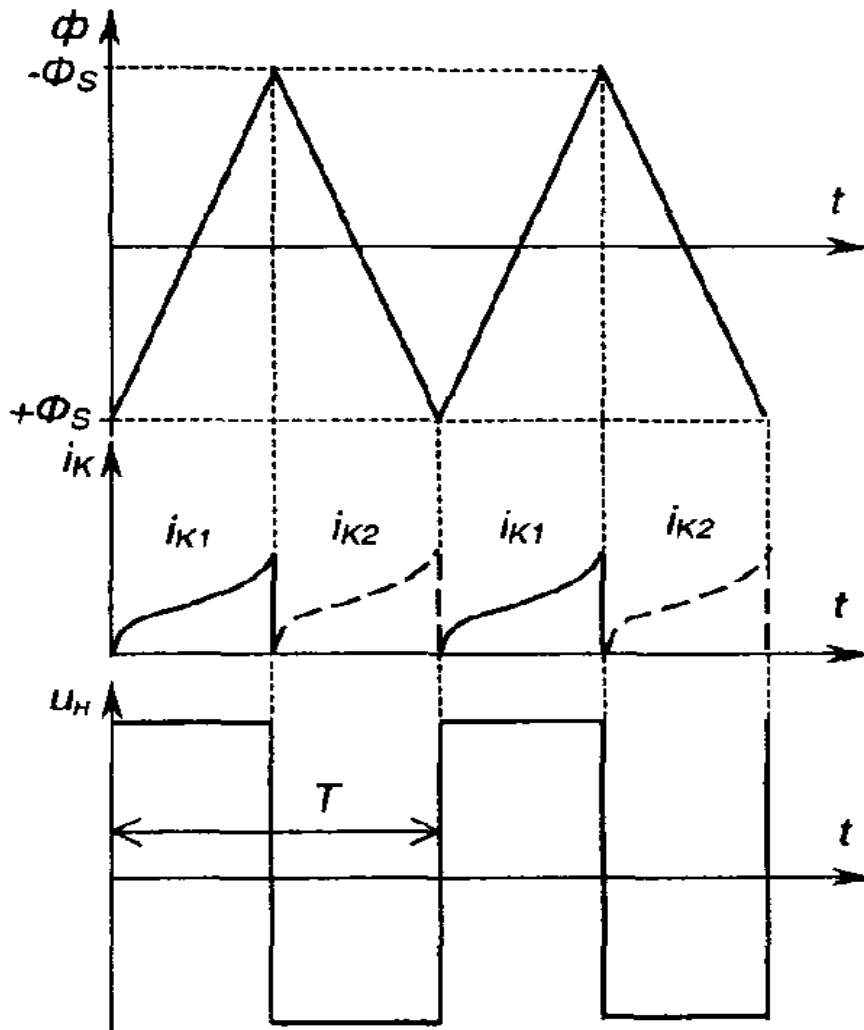
Часові діаграми роботи генератора Роєра наведені на рис.5.10. Нехай схема, яка наведена на рис.5.9, повністю симетрична:  $W_K = W_{K1} = W_{K2}$ ;  $W_B = W_{B1} = W_{B2}$ ;  $R_B = R_{B1} = R_{B2}$ .



**Рис.5.9.** Принципова схема генератора Роєра.

Припустимо, що транзистор VT1 має більший коефіцієнт підсилення за струмом, ніж транзистор VT2. При включенні джерела живлення  $I_{KVT1} > I_{KVT2}$ , а  $U_{KVT1} < U_{KVT2}$ . Тому на обмотку імпульсного трансформатора  $w_{R1}$  у колекторному колі транзистора VT1 подається більша напруга, ніж на обмотку  $w_{K2}$ , а отже  $U_{wB1} < U_{wB2}$  і мають полярності згідно рис.5.9. Це призводить до того, що виникає намагнічувальна сила обмотки  $w_{K2}$  і осердя трансформатора починає перемагнічуватися, наприклад, у бік підвищення індукції В. При цьому, на базових обмотках виникає напруга, що прагне відкрити транзистор VT1 і закрити транзистор VT2: у процесі регенерації транзистор VT2 повністю закривається, а VT1 відкривається. Осердя трансформатора перемагнічується під дією  $E_K$ , що подається на обмотку  $w_{K1}$ , магнітний потік у осерді змінюється, при цьому, за лінійним законом. Після насичення осердя (коли індукція стане





**Рис.5.10.** Часові діаграми роботи генератора Роєра.

рівною індукції насичення матеріалу осердя  $+B_s$ ) різко зростає намагнічувальна сила та колекторний струм  $I_{K1}$  першого транзистора VT1, а  $I_{B1}$  має величину меншу за граничний струм.

Транзистор VT1 входить у активний режим, напруга на обмотках зменшується і змінює свою полярність. У процесі регенерації, коли формується фронт імпульсу, транзистор VT1 закривається, транзистор VT2 відкривається, а осердя трансформатора перемагнічується від  $+B_s$  до  $-B_s$ . Магнітний потік змінюється за лінійним законом від  $+\Phi_s$  до  $-\Phi_s$ , завдяки напрузі  $E_K$ , поданій на обмотку  $w_{K2}$ .

Напруга на виході має прямокутну форму і частоту пропорційну  $E_K$ . Такий блокінг-генератор, зазвичай, не використовується як генератор прямокутних імпульсів. Його застосовують для перетворення постійної напруги у змінну з

частотою повторення від десятків Гц до десятків кГц. Потужність навантаження може сягати від десятків міліват до декількох сот ват.

Частота імпульсів блокінг-генератора  $f$  може бути визначена за наступною формулою:  $f=1/T=E_K/(4w_K \cdot B_S \cdot S)$ , де:  $S$  – перетин осердя імпульсного трансформатора.

### Контрольні запитання

1. Наведіть загальні відомості про методи генерації низьковольтних прямокутних імпульсів.
2. Який пристрій імпульсної техніки називається мультівібратором та в яких режимах він працює ?
3. Нарисуйте принципову схему мультівібратора з колекторно-базовими зв'язками і поясніть її роботу ?
4. Охарактеризуйте часові діаграми роботи мультівібратора на планарних транзисторах.
5. Якими є умови стійкої роботи мультівібратора на транзисторах, тривалість імпульсів генерації та їх частота повторення ?
6. Які чинники приводять до спотворення переднього фронту імпульсів мультівібратора та як покращити крутість переднього фронту імпульсу, що генерується ?
7. Нарисуйте схему одновібратора на транзисторах і поясніть принцип її роботи з використанням осцилограм струму та напруги на його елементах.
8. Який пристрій імпульсної техніки називають блокінг-генератором та в яких режимах він може працювати ?
9. Нарисуйте схему блокінг-генератора на транзисторах та поясніть його роботу з використанням осцилограм напруг та струмів.
10. Охарактеризуйте схему та механізм роботи очікуючого блокінг-генератора на транзисторі.
11. Для чого використовується генератор Роєра та як він побудований (принципова схема) ?
12. Як працює генератор Роєра (поясніть на основі осцилограм напруг та струмів на елементах схеми) ?

## ТЕМА 6. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

Приводяться визначення і умовні позначення основних логічних операцій та елементів, параметри логічних елементів та схеми транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ); наведено будову і механізм роботи формувачів і генераторів прямокутних імпульсів на логічних елементах.

### 6.1. Поняття про основні логічні операції і логічні елементи

Основою побудови цифрового пристрою є елементи двох типів: **логічні і запам'ятовуючі**. Логічні елементи (ЛЕ) виконують прості логічні операції над цифровою інформацією, а запам'ятовуючі служать для її збереження. Логічна операція є перетворенням за наперед визначеними правилами вхідної цифрової операції в вихідну.

Сигнали на входах і виходах ЛЕ є, як правило, двійковими, тобто вони приймають лише два значення, які символічно позначають як логічний нуль “0” або як логічну одиницю “1”. Ці двійкові змінні позначаються буквами латинського алфавіту: вхідні сигнали як  $X_1, X_2 \dots X_n$ , а результат логічної операції (вихідний сигнал) як – F.

Основними логічними операціями є:

1. **Логічне додавання (диз'юнкція)** чи операція “АБО”, яка позначається символом “V” чи математичним знаком “+”. Символічно операція логічного додавання записується вигляді  $F=X_1+X_2+\dots+X_n$  і читається “F є (чи дорівнює)  $X_1$ , або  $X_2 \dots$  або  $X_n$ ”.
2. **Логічне множення (кон'юнкція)** або операція “І”, яка позначається як математичний знак множення “•” або просто написанням змінних рядом без всякого знаку. Логічне множення записується у вигляді  $F=X_1X_2\dots X_n$  і читається як “F є (дорівнює)  $X_1, X_2 \dots X_n$ ”.
3. **Логічне заперечення (інверсія)** або операція “НІ”, яка позначається рискою над змінною  $F=X^*$  і читається “F дорівнює не  $X^*$ ”.

Правила виконання логічних операцій над двійковими змін -

ними для випадку двох вхідних сигналів мають наступний вигляд :

| Операція “АБО” | Операція “І”    | Операція “НІ” |
|----------------|-----------------|---------------|
| $0 + 0 = 0$    | $0 \cdot 0 = 0$ | $0^* = 1$     |
| $0 + 1 = 1$    | $0 \cdot 1 = 0$ | $1^* = 0$     |
| $1 + 0 = 1$    | $1 \cdot 0 = 0$ |               |
| $1 + 1 = 1$    | $1 \cdot 1 = 1$ |               |

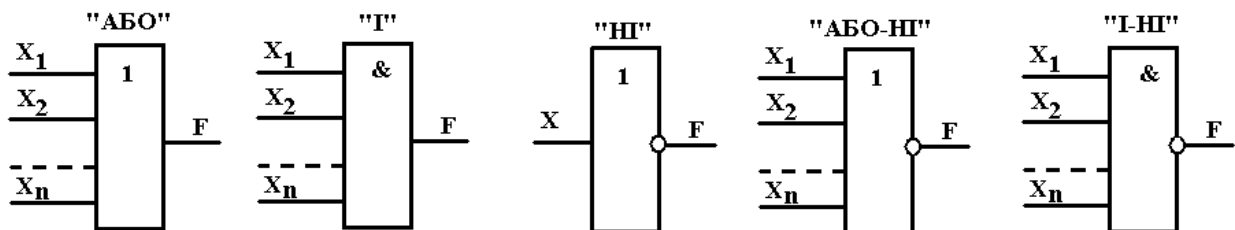
Таким чином, при операції “АБО” вихідний сигнал  $F=1$ , якщо хоча б на один із  $n$  входів подано сигнал 1. При операції “І”  $F=1$  лише тоді коли на всі  $n$  входів подано сигнал 1.

На практиці також широке застосування одержали комбіновані елементи, які реалізують послідовно дві і більше логічні операції “І – НІ”, “АБО – НІ”. Перший з них послідовно виконує операції “І” та “НІ”, а другий – “АБО” та “НІ”.

Позначення:  $F = \overline{X_1 + X_2 + \dots + X_n}$ , (ЛЕ “АБО – НІ”);  $F = \overline{X_1 X_2 \dots X_n}$ , (ЛЕ “І – НІ”).

Умовні позначення ЛЕ на схемах:

“АБО”      “І”      “НІ”      “АБО-НІ”      “І-НІ”



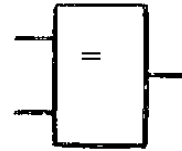
Функцію “І – НІ” називають ще **функцією Шефера (штрихом Шефера)** і позначають в вигляді  $F = X_1 \downarrow X_2$ , а функцію “АБО – НІ” називають ще **функцією Пірса (стрілкою Пірса)**, яку позначають як  $F = X_1 \downarrow X_2$ .

**Логічний елемент “РІВНОЗНАЧНІСТЬ”**. На виході такого ЛЕ повинна бути логічна 1, якщо на входах одночасно присутні однакові логічні змінні (“1” чи “0”).

В базисі логічних елементів “І”, “НІ”, “АБО” “РІВНОЗНАЧНІСТЬ” виражається як  $F = X_1 X_2 + \overline{X_1} \overline{X_2}$ , а в базисах “І – НІ” та “АБО-НІ”

$$F = \overline{\overline{X_1 X_2} \cdot \overline{X_1 X_2}};$$

$$F = \overline{\overline{\overline{X_1 + X_2} + \overline{X_1 + X_2}}}$$



Умовне зображення ЛЕ “РІВНОЗНАЧНІСТЬ”

**Логічний елемент “НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ”.** На виході такого ЛЕ має бути логічна одиниця, якщо на входах присутні нерівнозначні логічні змінні:

$F = 1$ , якщо  $X_1 = 1, X_2 = 0$  або  $X_1 = 0, X_2 = 1$ .

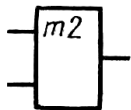
Логічна функція: кон'юнкція нерівнозначних змінних повинна бути рівною одиниці., тобто

$F = X_1 \overline{X_2} + \overline{X_1} X_2$ ; а в базисі ЛЕ “І – НІ” та “АБО – НІ”

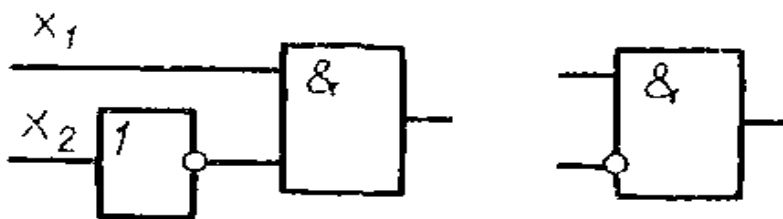
$$F = \overline{\overline{X_1 X_2} \cdot \overline{X_1 X_2}};$$

$$F = \overline{\overline{\overline{X_1 + X_2} + \overline{X_1 + X_2}}}$$

Умовне зображення ЛЕ “НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ”



**Логічний елемент “ЗАБОРОНА”.** На виході цього логічного елемента повинна бути логічна одиниця, якщо на основному вході присутній логічний сигнал  $X_1$ , а на заборонному вході – логічний сигнал  $X_2 = 0$ . Функція, яку реалізує цей ЛЕ  $F = X_1 \overline{X_2}$ . Умовні позначення ЛЕ “ЗАБОРОНА”:



## 6.2. Параметри логічних елементів та схема транзисторно-транзисторної логіки

Логічні елементи (ЛЕ) характеризуються рядом параметрів за якими проводиться їх вибір для реалізації конкретного пристрою.

**Коефіцієнт об'єднання по входу (К<sub>ОБ</sub>)** дорівнює числу логічних входів елемента. На них поступають логічні змінні, над якими даний елемент проводить логічну операцію. Таким чином,

коефіцієнт  $K_{OB}$  обмежує максимальне число змінних функції, яку можна виконати на одному елементі. При недостатній кількості входів замість одного ЛЕ необхідно використовувати декілька елементів, які з'єднуються між собою відповідним чином. Пристрій можна виконати на меншій кількості елементів, якщо у них більший коефіцієнт  $K_{OB}$ .

**Коефіцієнт розгалуження по виходу ( $K_{PO3}$ )** чисельно дорівнює кількості входів аналогічних ЛЕ, якими можна навантажити вихід даного елемента. Цей коефіцієнт характеризує навантажувальну здатність ЛЕ і визначається структурою його вихідного каскаду. Чим вищий коефіцієнт  $K_{PO3}$ , тим меншу кількість ЛЕ необхідно для виконання пристрою.

**Швидкодія ( $t_3$ )** – оцінюється півсумою затримок перепадів на виході ЛЕ відносно входних перепадів, які перемикають його з логічної “1” в логічний “0” і навпаки. При цьому кожна затримка вимірюється між серединами перепадів.

**Завадостійкість** оцінюється найбільшою напругою завади  $U_{зав}$ , яка діє на виході і не викликає помилкового перемикання ЛЕ з “1” в “0” або навпаки.

Крім цих параметрів ЛЕ характеризується рівнями логічної “1” і “0” ( $U^1$ ,  $U^0$ ), потужністю, що споживається і напругою живлення.

На даний час найбільш широко використовуються мікросхеми транзисторно-транзисторної логіки. ТТЛ – схеми мають порівняно високу швидкодію при відносно великій потужності споживання, високу завадостійкість і навантажувальну здатність.

В таблиці 6.1. Наведені основні параметри інтегральних мікросхем на основі ТТЛ.

Розглянемо схему з ТТЛ на основі багатоемітерного транзистора (БЕТ), який має декілька емітерів, що не взаємодіють між собою, і один спільний колектор. Розрізняють схеми ТТЛ з простим і складним інвертором. Робота логічного елемента “І – НІ” з простим інвертором проілюстрована на рис.6.1.а.

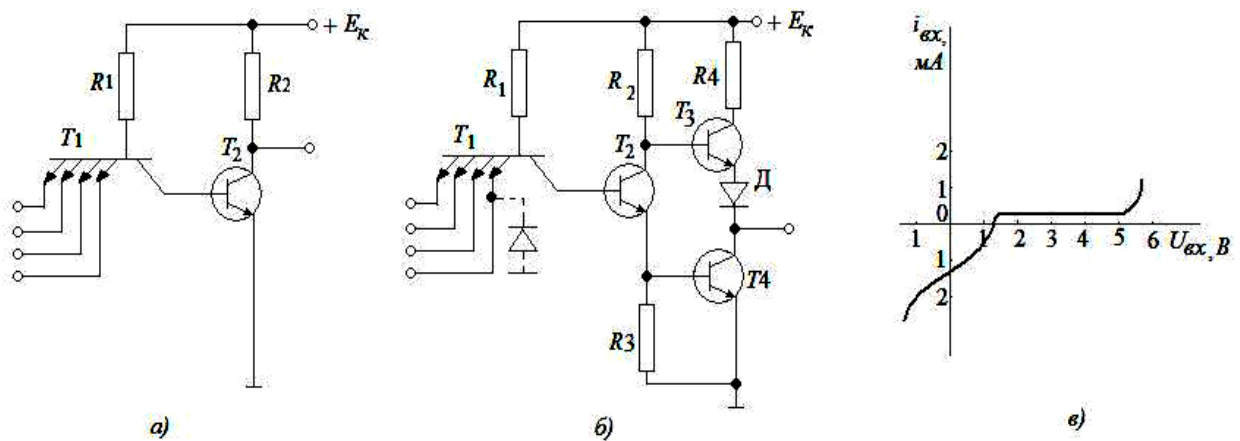
Якщо на всі емітери БЕТ подати напруги, які відповідають логічній “1”, то всі транзисторні структури БЕТ будуть в інверсному активному режимі, оскільки всі емітерні переходи зміщені у зворотному напрямі, а колекторний - у прямому. При

Таблиця 6.1

Параметри інтегральних схем, які виконані на основі ТТЛ-логіки

| Параметр | Напруга, жив., В | Напруга, $U^1$ , В | Напруга, $U^0$ , В | Швидкодія, нс | Завадостійкість, В | Спож. потужність, мВт | Коефіцієнт, $K_{роз}$ | Коефіцієнт, $K_{об}$ |
|----------|------------------|--------------------|--------------------|---------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|
| Величина | 5                | 2,4-4,5            | ≤ 0,4              | 5 – 20        | 0,8 – 1,0          | 1 – 20                | 10                    | 2 – 5                |

цьому струми емітерів знехтувало малі, а струм бази проходить через резистор  $R_1$  від джерела живлення  $E_K$  через зміщений в прямому напрямку колекторний перехід в базу транзистора  $T_2$ , переводячи його в режим насичення. Напруга на колекторі транзистора  $T_2$  відповідає логічному нулю. Якщо на один з емітерів БЕТ подати низьку напругу, що відповідає логічному нулю, то цей емітерний перехід буде зміщений в прямому напрямі і струм бази БЕТ “потече” через відкритий емітерний перехід. Струм колектора БЕТ зменшиться, транзистор  $T_2$  перейде в закритий стан, а напруга на його колекторі зросте до рівня логічної “1”. Мікросхеми ТТЛ з простим інвертором мають низьку завадостійкість, малу навантажувальну здатність і швидкодію.



**Рис.6.1.** Принципова схема ТТЛ логіки.

Кращі показники мають інтегровані схеми зі складним інвертором (рис.6.1.б.). Для збільшення швидкодії і навантажувальної здатності в цій схемі використано емітерний повторювач на транзисторі  $T_3$ . Його емітерним навантаженням є транзистор  $T_4$ , який керується напругою, що знімається з резистора  $R_3$ . Резистор  $R_4$  служить для обмеження струму і має малий опір (до 50-100 Ом).

Діод  $D$  є зміщуючим і забезпечує запирання транзистора  $T_3$  при відкритих транзисторах  $T_2$  і  $T_4$ . Ємність навантаження в складному інверторі заряджається через відкритий транзистор  $T_3$ , коли транзистор  $T_4$  закритий. При відпиранні транзистора  $T_2$ , відпирається транзистор  $T_4$ , через який розряджається ємність навантаження. Велика швидкодія пояснюється тим, що ємність навантаження заряджається і розряджається через низькоомні відкриті транзистори.

Недоліком БЕТ є значний вхідний струм при відкриванні і закриванні. На рис.6.1.в. показана вхідна характеристика типової інтегрованої мікросхеми "І – НІ". При  $U_{вх}=5,5$  В вхідний струм зростає до 1 мА. Ця напруга є максимально допустимою. Різко зростає вхідний струм і при від'ємній вхідній напрузі. Допустима від'ємна вхідна напруга складає 0,4 В. При  $1,5$  В  $< U_{вх} < 5,5$  В, коли відповідний емітерний перехід БЕТ закритий, вхідний струм становить біля 0,04-0,07 мА. Для виключення помилкових спрацювань, які викликані затухаючими коливаннями після закінчення вхідного сигналу, до кожного з входів БЕТ підключені демпферні діоди (рис.6.1.б).

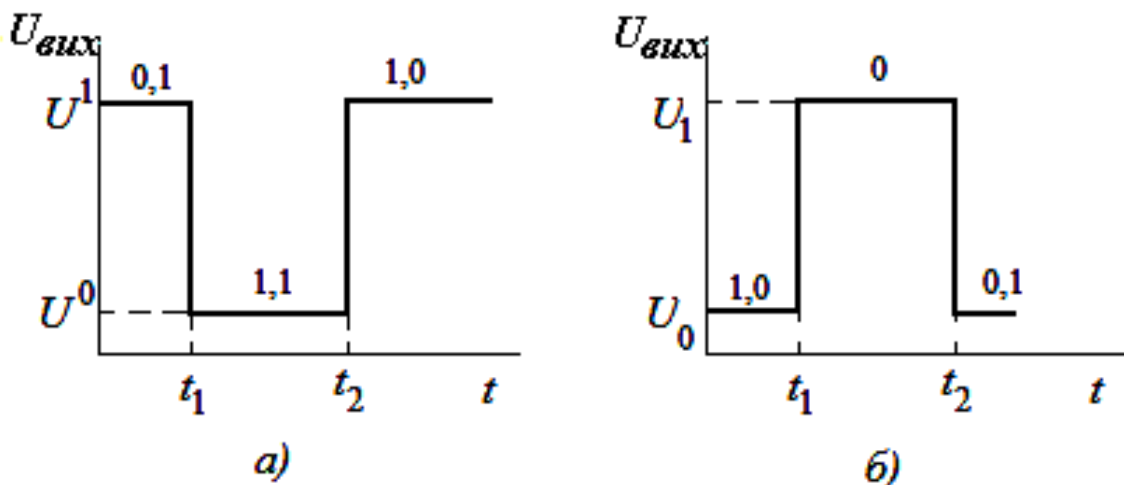


### 6.3. Формувачі та селектори імпульсів на логічних елементах

Можливість побудови формувача на ЛЕ зумовлена тим, що він може мати декілька входів, по кожному з яких може керуватися. Принцип дії такого формувача на двовходовому ЛЕ зводиться до наступного. Якщо на один вхід елемента подати перемикальний перепад в момент часу  $t_1$ , а на другий - в момент часу  $t_2$ , то на виході ЛЕ сформується прямокутний імпульс тривалістю  $t_i = t_2 - t_1$ .

Розглянемо формувач імпульсів на логічному елементі “І – НІ”, на виході якого може формуватися імпульс від’ємної полярності. В інтервалі часу  $t_1 - t_2$  (рис.6.2.а.) на входах двовходового ЛЕ повинні бути логічні одиниці, що показано цифрами на відповідній ділянці вихідного імпульсу.

До моменту часу  $t_1$  на одному з входів ЛЕ повинен бути логічний нуль. Наявність двох логічних нулів необхідно виключати, оскільки перехід на виході ЛЕ від логічної одиниці до логічного нуля повинен проходити при зміні логічної змінної лише на одному вході. Перемикання в момент часу  $t_2$  відбувається за рахунок заміни логічної “1” на логічний “0” на другому вході ЛЕ.



**Рис.6.2.** Епюри напруг на виході формувачів імпульсів на логічних елементах “І-НІ” (а) та “АБО-НІ” (б).

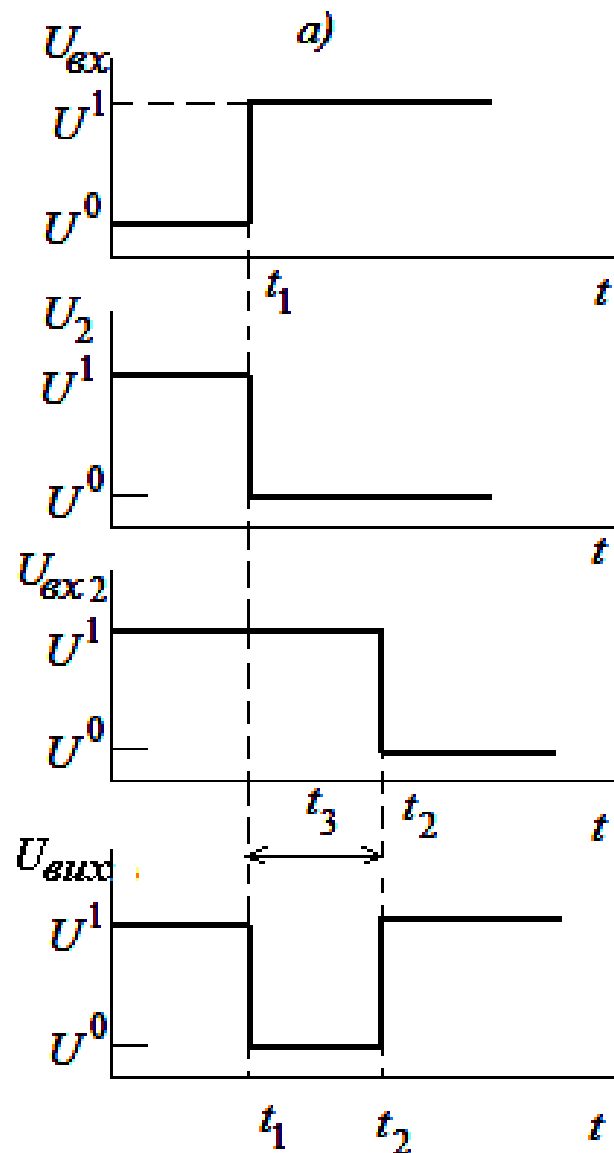
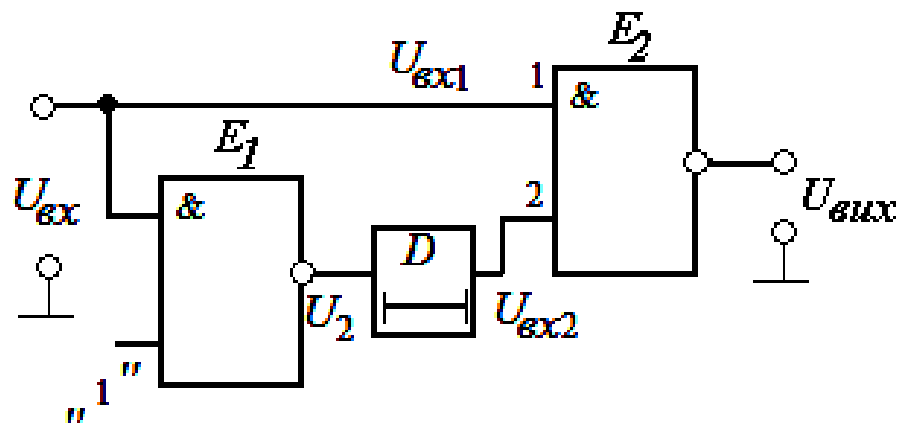
Розглянемо формувач на ЛЕ “І – НІ” (рис.6.3.а.). Оскільки на входах елемента  $E_2$  до і після формування імпульсу повинні бути

різні логічні змінні, тому в коло одного з його входів ввімкнено інвертор  $E_1$ . Лінія затримки може вмикатися в коло довільного входу ЛЕ  $E_2$ .

На рис.6.2.б. зображено додатний імпульс, який може формуватися на виході логічного елемента “АБО – НІ”. На його ділянках цифрами наведені комбінації логічних рівнів на входах елемента, які забезпечують формування цих ланок.

На рис.6.3. наведені часові діаграми розглянутої схеми.

При  $t < t_1$  напруги на вході формувача і на вході 1 елемента  $E_2$   $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх}} = U^0$ , а на вході 2 – інвертована напруга  $U_{\text{вх}} = U_2 =$

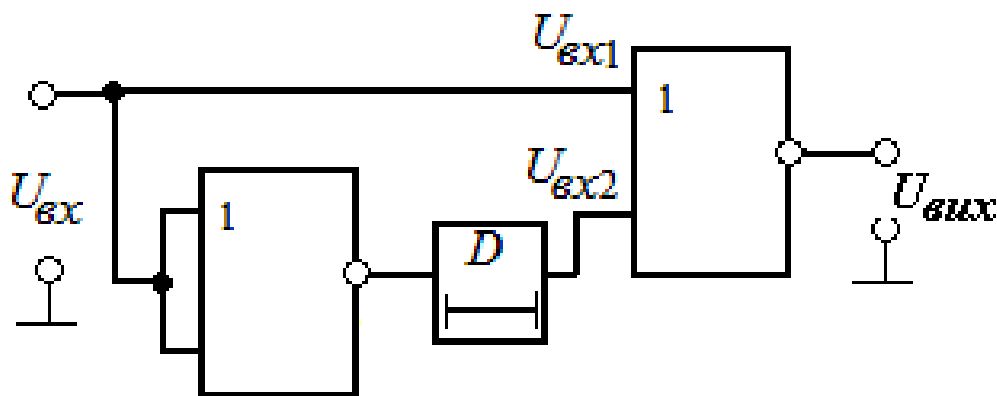


б)

**Рис.6.3.** Схема формувача імпульсів на ЛЕ “І-НІ” із лінією затримки (а) та епюри напруги на окремих його елементах (б).

$U^1$ ; тому на виході формувача  $U_{\text{вих}} = U^1$ . В момент часу  $t_1$  на вході 1 появляється додатний перепад напруги ( $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх}} = U^1$ ); на вході 2 за рахунок лінії затримки зберігається попередня напруга  $U_{\text{вх2}} = U^1$ , тому  $U_{\text{вих}} = U^0$ . Через час  $t_3$  в момент часу  $t_2$  на вході 2 появляється логічний нуль, тобто на входах ЛЕ будуть діяти різнойменні логічні змінні, тому напруга на виході формувача стає рівною  $U^1$ . Входи ЛЕ  $E_1$  не об'єднані щоб не збільшувати ємність.

В формувачі на елементах “АБО-НІ” повинні підтримуватися сполучення логічних змінних, які наведені на рис.6.2.б. Їм відповідає схема, яка зображена на рис.6.4. Тут в початковому стані на вході встановлюють логічну одиницю.



**Рис.6.4.** Схема формувача імпульсів на ЛЕ “АБО-НІ” із лінією затримки.

**Селектори імпульсів** - це пристрої, які виділяють із серії імпульсів ті, що відрізняються від інших деякими наперед визначеними параметрами.

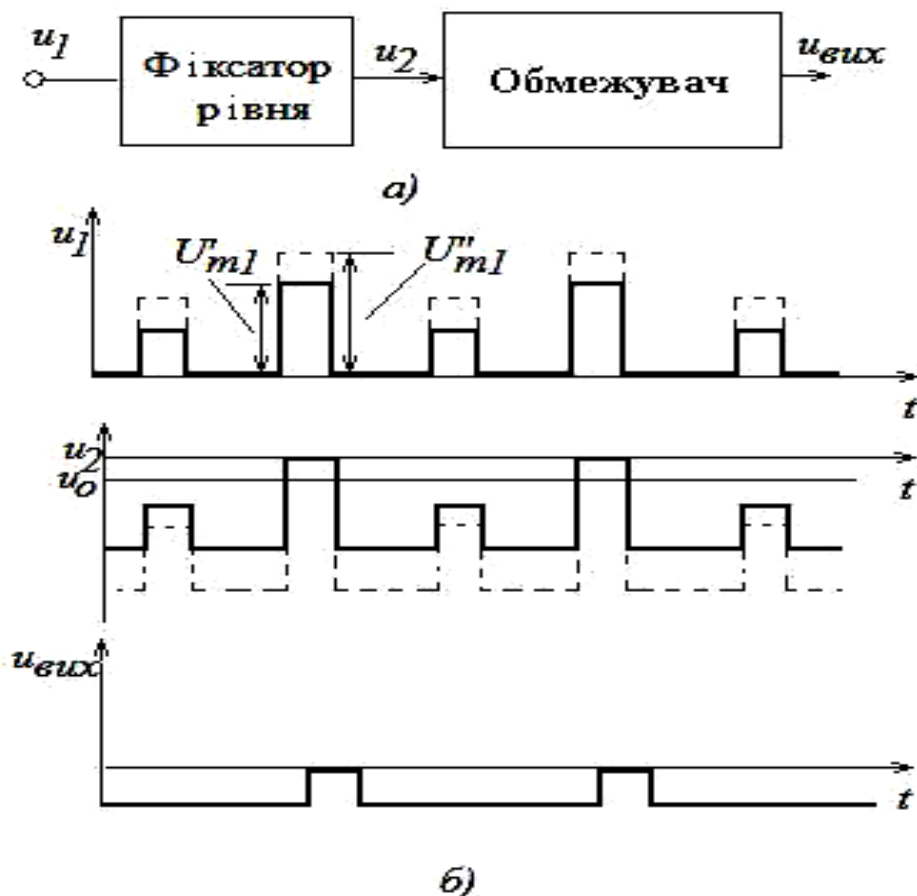
**Амплітудні селектори імпульсів** дозволяють виділяти імпульси як із максимальною, так і з мінімальною амплітудою.

Для виділення імпульсів із максимальною амплітудою використовують обмежувачі. Вони пропускають на вхід імпульси, амплітуда яких більша рівня обмеження, і не пропускають імпульси з амплітудою меншого цього рівня. При відповідному виборі рівня обмеження, обмежувач пропускає лише імпульси з максимальною амплітудою, тобто відіграє роль

амплітудного селектора імпульсів. Очевидно, що такий селектор функціонує нормально, якщо амплітуди вхідних імпульсів стабільні і різниця між амплітудами імпульсу, який виділяється, і найближчого до нього не дуже мала.

Коли амплітуда імпульсів, що селектуються, змінюється у великих межах, то в схему селектора вводять фіксатор рівня (рис.6.5.а), який дозволяє запобігати помилковому спрацюванню обмежувача при збільшенні амплітуди вхідних імпульсів і постійному рівні обмеження.

Дійсно, при відсутності фіксатора рівня збільшення амплітуди вхідних імпульсів може привести до того, що імпульс з амплітудою меншою за максимальну буде переважати рівень обмеження і появиться на виході пристрою.



**Рис.6.5.** Схема фіксатора рівня (а), часові діаграми фіксатора рівня (б).

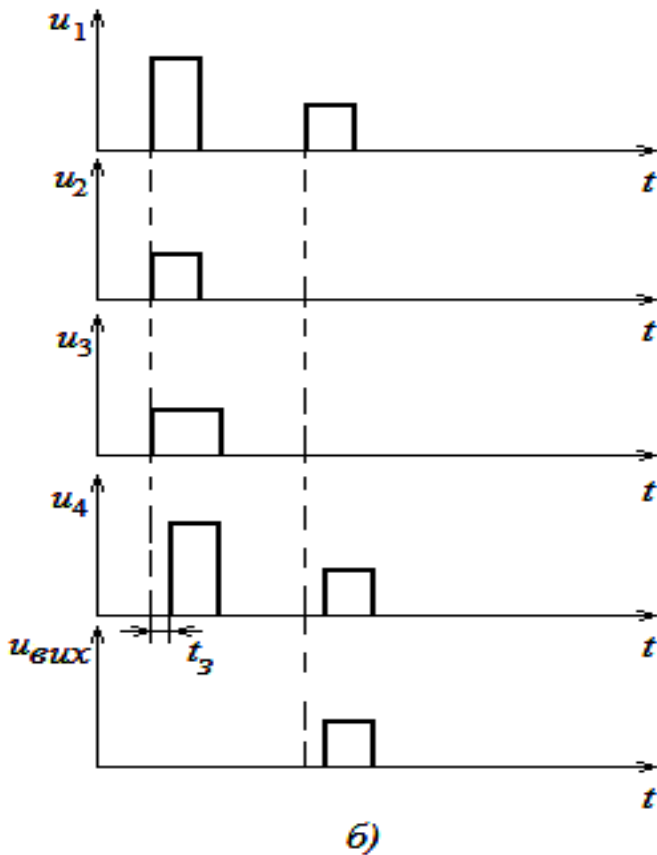
При наявності фіксатора пропорційне збільшення амплітуди вхідних імпульсів приведе лише до зміщення часової діаграми вниз (рис.6.3.б.). При цьому, на виході пристрою з'явиться лише імпульс, який має максимальну амплітуду. В такому селекторі можливі збої в роботі під час устанавлення стаціонарного режиму і при дуже малій амплітуді вхідних імпульсів.

Ідея побудови селектора, який виділяє імпульс із мінімальною амплітудою, зводиться до заборони передавання на вхід пристрою імпульсів, які мають амплітуди більші за мінімальну. Для цієї мети за допомогою обмежувача виділяються імпульси, амплітуда яких більша за мінімальну. Ці імпульси розширюються і подаються на заборонний вхід ЛЕ “ЗАБОРОНА” (рис.6.6.а.). На другий вхід цього елемента поступають затримані на невеликий проміжок часу вхідні сигнали. Внаслідок співпадінні в часі заборонених імпульсів з імпульсами, у яких амплітуди переважають мінімальну, останні не викликають змін вхідної напруги. Імпульси з мінімальною амплітудою не створюють заборонного імпульсу і тому безперешкодно проходять на вихід пристрою. На рис.6.6.б. приведені часові діаграми, які пояснюють роботу селектора.

Очевидно, що селектор функціонує нормально тільки при стабільній амплітуді імпульсів, які піддаються селекції.

Розширювач імпульсів і елементи затримки забезпечують режим роботи, при якому заборонний імпульс перекриває в часі імпульс, який діє на другому вході ЛЕ. При цьому виключена можливість помилкового спрацювання селектора імпульсів. Дійсно, при не прямокутній формі вхідних сигналів і відсутності розширювача, заборонний імпульс буде менш тривалим, ніж імпульс, який поступає на другий вхід ЛЕ “ЗАБОРОНА”, і тому, частина вхідного імпульсу зможе пройти на вихід пристрою.

Розглянемо селектор імпульсів, який пропускає лише імпульси з амплітудою в наперед заданих межах ( $E_{2ПОР} < U_m < E_{1ПОР}$ ). Пристрій, який вирішує дану задачу, повинен включати ЛЕ “ЗАБОРОНА”. Цей елемент протидіє проходженню на вихід імпульсів з амплітудою  $U_m > E_{ПОР2}$ ; селектор 1 пропускає імпульси з амплітудою  $U_m > E_{ПОР1}$ ; селектор 2 пропускає імпульси з амплітудою  $U_m > E_{ПОР2}$ .



**Рис.6.6.** Принципова схема селектора мінімальної амплітуди (а) та часові діаграми, які ілюструють його роботу (б).

Якщо на заборонному вході В немає сигналу (напруга  $U_{\text{вх}}$  не містить імпульсів з амплітудою  $U_m > E_{\text{ПОР2}}$ ), то на виході будуть всі імпульси, які пропускає селектор 1 на основний вхід А, тобто він буде мати амплітуду  $E_{\text{ПОР2}} > U_m > E_{\text{ПОР1}}$ . Якщо на вході схеми з'явиться імпульс з амплітудою  $U_m > E_{\text{ПОР2}}$ , то він буде пропущений обома селекторами, тобто попадає і на заборонний вхід ЛЕ “ЗАБОРОНА”. Тому на виході пристрою з основного входу А такий імпульс не пройде рівень “0” і так далі. На виході схеми формується короткий імпульс тривалістю приблизно 1 мкс.

В подальшому, тригер формує імпульс після кожного поступлення від'ємного фронту на вхід транзистора. Частота повторення імпульсів залежить від частоти імпульсів на вході і не залежить від їх тривалості.

#### **6.4. Генератори імпульсів на логічних елементах**

Принцип побудови генераторів імпульсів на ЛЕ ґрунтується на тому, що останні містять елемент “НІ” – інвертуючий підсилювач. Таким чином, два інвертори, які замкнуті в коло додатного зворотного зв'язку, можуть утворити систему, що здатна до самозбудження і є необхідною складовою генератора імпульсів.

Для отримання інвертора з елементів “АБО – НІ” всі входи ЛЕ, крім одного, можна заземлити, або об'єднати. Для одержання інвертора з елементів “І – НІ” необхідно всі входи об'єднати або всі входи, крім одного, підключити до джерела напруги, яка відповідає логічній одиниці. При побудові одновібраторів в одному з ЛЕ використовуються два входи: один для утворення замкнутого кола додатного зворотного зв'язку, а другий - для подавання імпульсу запуску.

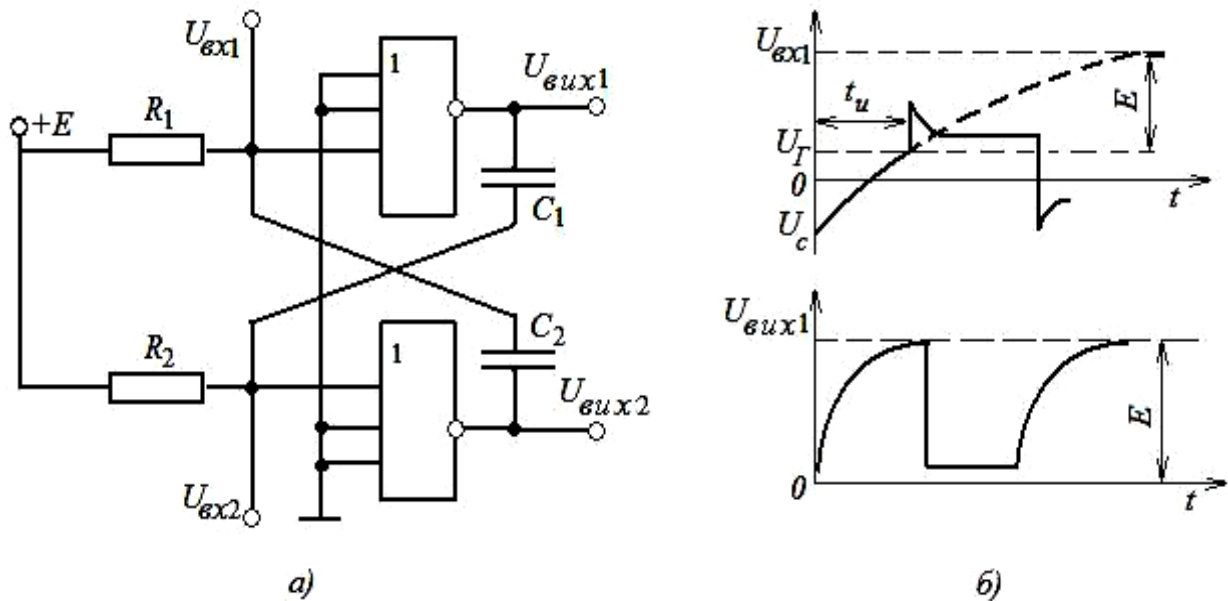
В генераторі на ЛЕ, як і в мультивібраторі на транзисторах, існує два тимчасово стійких стани. В кожному з них на виході одного ЛЕ діє високий рівень напруги (логічна “1”), а на виході другого – низький рівень напруги (логічний “0”). При черговому перекиданні схеми відбувається заміна станів ЛЕ на протилежні.

Принципова схема автоколивального генератора на ЛЕ “АБО – НІ” наведена на рис.6.7.а.

Усі входи ЛЕ “АБО – НІ”, крім одного, заземлені. Конденсатори, що задають час -  $C_1$ ,  $C_2$ , ввімкнені між виходом одного і входом другого елемента. Резистори, які визначають час, ввімкнені між додатною клемою джерела живлення і входом ЛЕ “АБО – НІ”.

В режимі автоколивань, які встановлюються, відбувається періодична зміна тимчасово стійких станів. Нехай верхній елемент (рис.6.7.а.) закритий (на його виході логічна “1”), а нижній відкритий (на виході логічний “0”). Тоді конденсатор  $C_1$





**Рис.6.7.** Автоколивальний генератор на логічних елементах “АБО-НІ”.

буде заряджатися через вихідний опір верхнього ЛЕ і вхідний опір нижнього ЛЕ. Конденсатор  $C_2$ , який до цього часу був заряджений до напруги високого рівня на виході закритого елемента  $E$ , буде розряджатися через вихідний опір нижнього елемента, джерело напруги  $E$  і резистор  $R_2$ . Якщо врахувати, що вихідна напруга відкритого нижнього елемента близька до нуля, то можна вважати, що вхідна напруга верхнього закритого елемента  $U_{\text{вх}} = U_{C_2}$ , де  $U_{C_2}$  – напруга на конденсаторі  $C_2$ . При розряді конденсатор  $C_2$  буде перезаряджатися до напруги, яка близька до  $-E$ . Тому при розряді конденсатора  $C_2$  вхідна напруга верхнього елемента буде прямувати до напруги  $+E$ .

Описаний вище процес збільшення  $U_{\text{вих1}}$  буде відбуватися доти, поки  $U_{\text{вих1}}$  не досягне граничної напруги  $U_{\text{Г}}$ , при якій ЛЕ “АБО – НІ” з стану логічної “1” переходить в стан логічного “0”. При  $U_{\text{вих1}} = U_{\text{Г}}$  верхній елемент почне переходити у відкритий стан, а нижній - в закритий. Відбувається лавиноподібний процес перекидання генератора. Після цього конденсатор  $C_1$ , який зарядився, почне розряджатися, а конденсатор  $C_2$  – заряджатися. Процеси в генераторі таким чином будуть повторюватися.

Для повністю симетричної схеми ( $C_1 = C_2 = C$ ;  $R_1 = R_2 = R$ ) максимальна напруга на зарядженому конденсаторі:  $U_C = (E -$

$U_{\Gamma} \cdot R / (R + R_{\text{вх}}^0)$ , а тривалість імпульсів  $t_i = RC \cdot \ln[E(2R + R_{\text{вх}}^0) - U_{\Gamma} \cdot R] / (E - U_{\Gamma})(R + R_{\text{вх}}^0)$ .

Для забезпечення насиченого режиму роботи елемента “АБО – НІ” необхідно, щоб виконувалася умова  $\beta \cdot i_{\text{вх}}^0 \gg i_{\text{вих}}^1$  (де  $\beta$  – коефіцієнт підсилення). Величину опору  $R$  розраховують згідно виразу:

$$R < [\beta \cdot (E - U_{\Gamma}) \cdot R_{\text{вих}}^1 - E \cdot R_{\text{вх}}^0] / E, \quad (6.1)$$

Для одержання першого загальмованого режиму роботи (одновібратор на ЛЕ “АБО – НІ”) необхідно виключити зі схеми один з резисторів і конденсаторів, що задають часові параметри імпульсів (рис.6.8.а.). При відсутності запускаючого імпульсу верхній елемент “АБО – НІ”, один з входів якого через резистор  $R$  з’єднано з джерелом живлення, знаходиться у відкритому стані, оскільки  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх}}^0 > U_{\Gamma}$ . Нижній елемент тому закритий і вихідна напруга  $U_{\text{вих}} = E$ . Конденсатор  $C$  при цьому заряджений до напруги  $U_C$ .

При подаванні запускаючого імпульсу  $U_{\text{зап}}$  додатної полярності на один з входів нижнього ЛЕ останній відкривається (рис.6.8.б.).

Конденсатор  $C$ , починаючи розряджатися, переводить верхній елемент в закритий стан. Далі процес формування імпульсу буде відбуватися так же як і в схемі автогенератора (рис.6.7.а.). Після закінчення імпульсу елементи повертаються в початковий стан, конденсатор  $C$  порівняно швидко заряджається через вихідний опір нижнього і вхідний опір верхнього логічного елемента. Постійна часу кола заряджання становить  $\theta_{\text{зар}} = C[R_{\text{вих}}^1 + (R + R_{\text{вх}}^0)]$ . Для нормальної роботи одновібратора необхідно виконання наступної умови  $5 \cdot \theta_{\text{зар}} \leq T - t_i$ , де  $T$  – період повторення запускаючих імпульсів;  $t_i$  тривалість імпульсу. Амплітуда вихідних імпульсів визначається за формулою:  $U_m = (E R_{\text{вх}}^0 + U_{\Gamma} R_{\text{вих}}^1) / (R_{\text{вих}}^1 + R_{\text{вх}}^0)$ .

Другий загальмований режим одновібратора можна забезпечити, якщо резистор  $R$  підключити до корпусу, а запускаючий імпульс подати на один із входів верхнього ЛЕ (рис.6.8.в.). Принцип роботи цього генератора полягає в

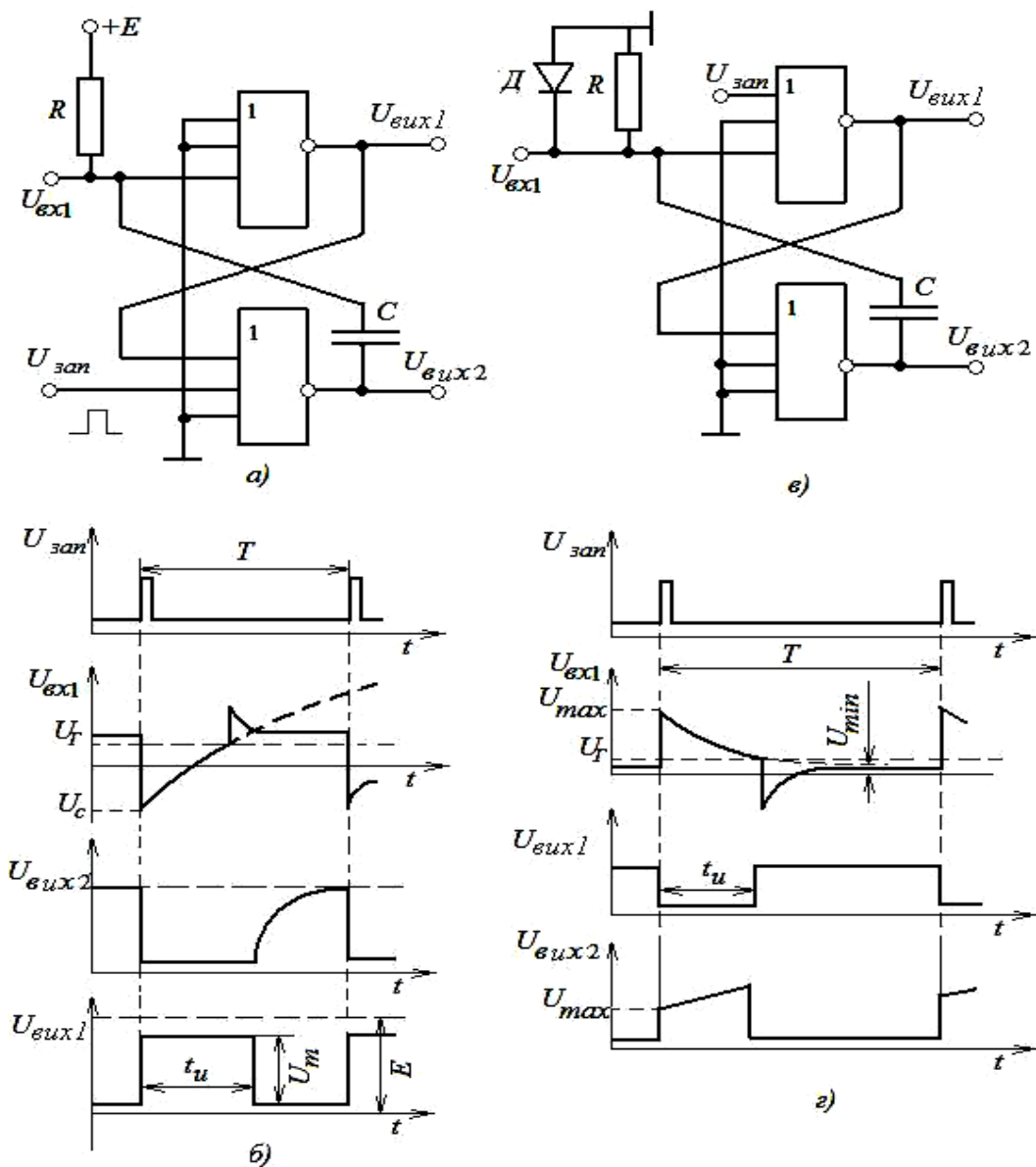
наступному. У вихідному стані, до подання імпульсу запуску, на всіх трьох входах верхнього ЛЕ діє нульова напруга. Тому на виході цього елемента висока напруга, а на виході нижнього елемента майже нульова. Конденсатор С розряджений. Його швидкий розряд забезпечується діодом Д.

При подачі запускаючого імпульсу додатної полярності (рис.6.8.г.) напруга  $U_{\text{вих1}}$  падає майже до нуля, а нижній елемент закривається. Його вихідна напруга і напруга  $U_{\text{вх1}}$  стрибкоподібно збільшуються до  $U_{\text{max}}$ . Конденсатор С заряджається через вихідний опір нижнього елемента і резистор  $R_0$ . По мірі заряджання напруга  $U_{\text{вх1}}$  зменшується і прямує до напруги  $U_{\text{min}}$ . В момент, коли  $U_{\text{вх1}} = U_{\Gamma}$ , верхній елемент починає закриватися, а нижній – відкриватися, тобто розвивається лавиноподібний процес переходу одновібратора в початковий стан. Після цього натупає короткочасна стадія відновлення, яка зумовлена розрядом конденсатора через вихідний опір відкритого нижнього елемента і діод.

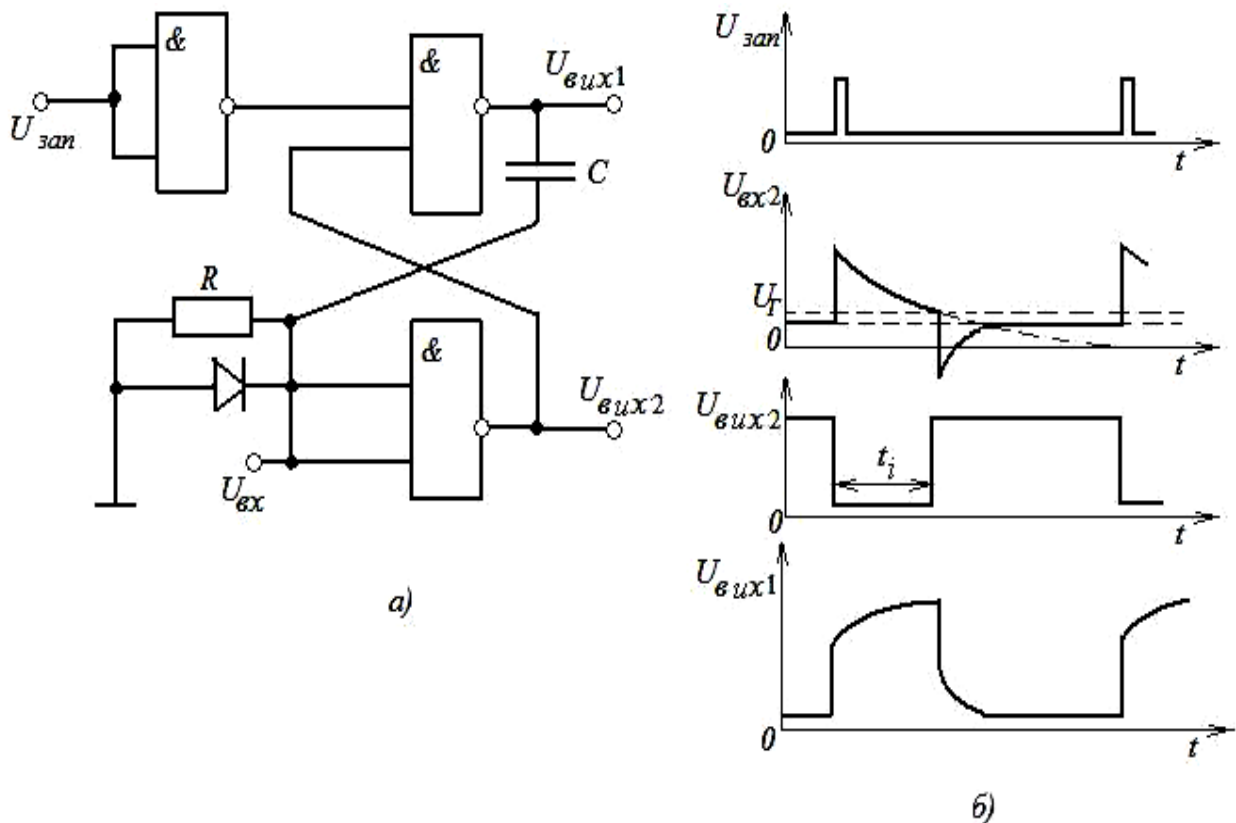
Найпростішим генератором імпульсів на ЛЕ “І – НІ” є генератор з двома конденсаторами, які ввімкнені між виходом одного і входом другого елемента (рис.6.9.а.). Принцип роботи цього генератора полягає в наступному. Якщо верхній елемент закритий, то конденсатор  $C_2$  заряджається через його вихідний опір і резистор  $R_2$ . На останньому створюється спад напруги  $U_{\text{вх2}} > U_{\Gamma}$  і нижній елемент відкритий. Конденсатор  $C_1$  при цьому розряджається через вихідний опір нижнього елемента і діод  $D_1$ . При цьому напруга  $U_{\text{вх1}} < U_{\Gamma}$  і верхній елемент утримується в закритому стані. Коли при зарядженні конденсатора  $C_2$  напруга  $U_{\text{вх2}}$ , зменшуючись, досягає рівня  $U_{\Gamma}$  (рис.6.9.б.), нижній елемент закриється, а верхній – відкриється. Конденсатор  $C_1$  почне заряджатися, а конденсатор  $C_2$  – розряджатися. Описані вище процеси повторюються періодично. Загальмований режим такого генератора можна забезпечити при виключенні однієї RC – ланки (рис.6.9.а.) і додаванні в коло запуску елемента “І – НІ”. В цьому випадку при відсутності запускаючого імпульсу додатної полярності струм через конденсатор С дорівнює нулю. Напруга  $U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх}}^1 < U_{\Gamma}$  і нижній елемент знаходиться в закритому стані.

На обох входах правого верхнього елемента діють високі рівні напруги і він відкритий. Конденсатор С при цьому розряд-

жений. При подачі запусконого імпульсу правий верхній елемент переходить в закритий стан, а нижній – у відкритий стан. Конденсатор  $C$  заряджається. Вхідна напруга нижнього елемента змінюється за експоненціальним законом, прямуючи до нуля (рис.6.9.б). При  $U_{\text{вх}2} = U_{\Gamma}$  нижній елемент перейде в закритий, а правий верхній елемент у відкритий стан. Заряджений конденсатор  $C$  спочатку розряджається через відкритий діод, потім перезаряджається через опір  $R$ , прямуючи до напруги  $U_{\text{вх}}^1$ . До цього значення прямує і напруга  $U_{\text{вх}2}$ .



**Рис.6.8.** Принципова схема загальмованого генератора імпульсів.



**Рис.6.9.** Автоколивний генератор на ЛЕ “І-НІ”.

### Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте основні параметри логічних елементів.
2. Намалюйте принципову схему, яка ілюструє роботу транзисторно-транзисторної логіки, поясніть роботу цієї схеми.
3. Охарактеризуйте основні логічні операції над логічними змінними.
4. Нарисуйте умовні позначення основних логічних елементів та дайте характеристику логічних функцій, які вони виконують.
5. Наведіть типові схеми формувачів імпульсів на логічних елементах та охарактеризуйте їх принцип дії.
6. Нарисуйте схему селектора імпульсів максимальної амплітуди та поясніть принцип його дії.

7. Нарисуйте схему та епюри напруг, що характеризують роботу автоколивального генератора імпульсів на логічних елементах «АБО-НІ».
8. Як побудувати (наведіть схему) загальмований генератор імпульсів на логічних елементах «АБО-НІ» ?
9. Нарисуйте схему і поясніть принцип роботи автоколивального генератора імпульсів на логічних елементах «І-НІ».

## ТЕМА 7. СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ ВМИКАННЯМ ТИРИСТОРІВ

Наведено загальні положення про системи імпульсно-фазового керування. СІФК з горизонтальним і вертикальним керуванням. Резистивно–ємнісна СІФК. СІФК з цифровим керуванням. Загальні відомості про аналогові і цифрові інтегровані схеми та мікропроцесорні системи.

### 7.1. Загальні положення про системи імпульсно-фазового керування

**Завданням СІФК** є: генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх за відповідними вентилями і визначення моменту подання цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

**Вимоги**, яким повинна задовольняти СІФК:

- забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування – (10...20) В, (20...2000) мА;
- забезпечувати високу крутість фронтів імпульсів – (15...200) В/електричних градусів ( $\alpha$ );
- кут  $\alpha$  повинен регулюватися у заданому діапазоні з необхідною точністю;
- забезпечити симетрію імпульсів керування за фазами випрямляча;
- забезпечити достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування (оскільки струм через тиристор за час дії імпульсу повинен перевищувати струм утримання тиристора);
- мати високу завадостійкість;

За способом побудови СІФК бувають одно- та багатоканальними, а за способом керування розрізняють СІФК з **горизонтальним, вертикальним та цифровим керуванням**. За принципом дії СІФК поділяються на **синхронні** (коли відлік

часу затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) і **асинхронні** (відлік часу затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Затримка  $i$ -го імпульсу у **синхронних** СІФК:

$$\omega t_i = \varphi + (2\pi/m)(i-1) + Q(U_M), \quad (7.1)$$

де  $m$  – число фаз випрямляча,  $i$  – порядковий номер імпульсу,  $Q$  – регульована затримка  $i$ -го імпульсу,  $\varphi$  – початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).

Затримка імпульсу у **асинхронних** СІФК:

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + 2\pi/m + Q(U_M), \quad (7.2)$$

де  $\omega t_{i-1}$  – часова затримка попереднього імпульсу.

## 7.2. СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують **горизонтальний** спосіб керування, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна – керуюча напруга – проходить через нуль. Затримка імпульсу генерується зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням наведена на рис.7.1.

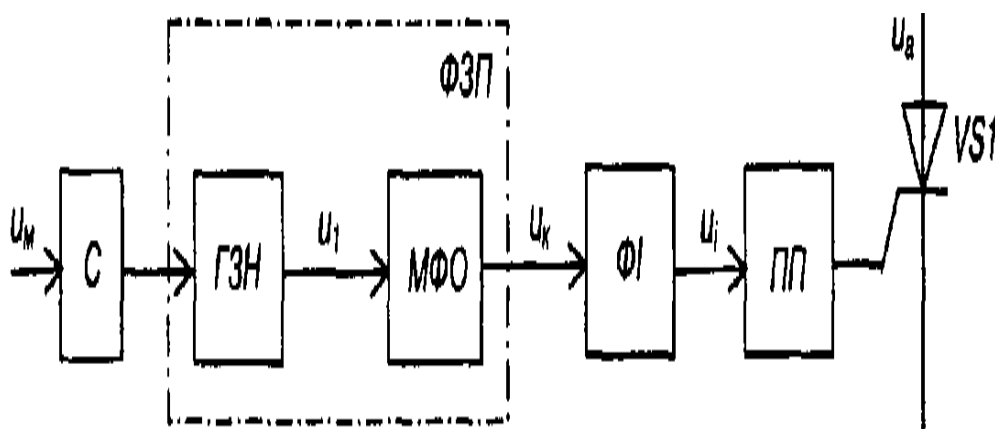
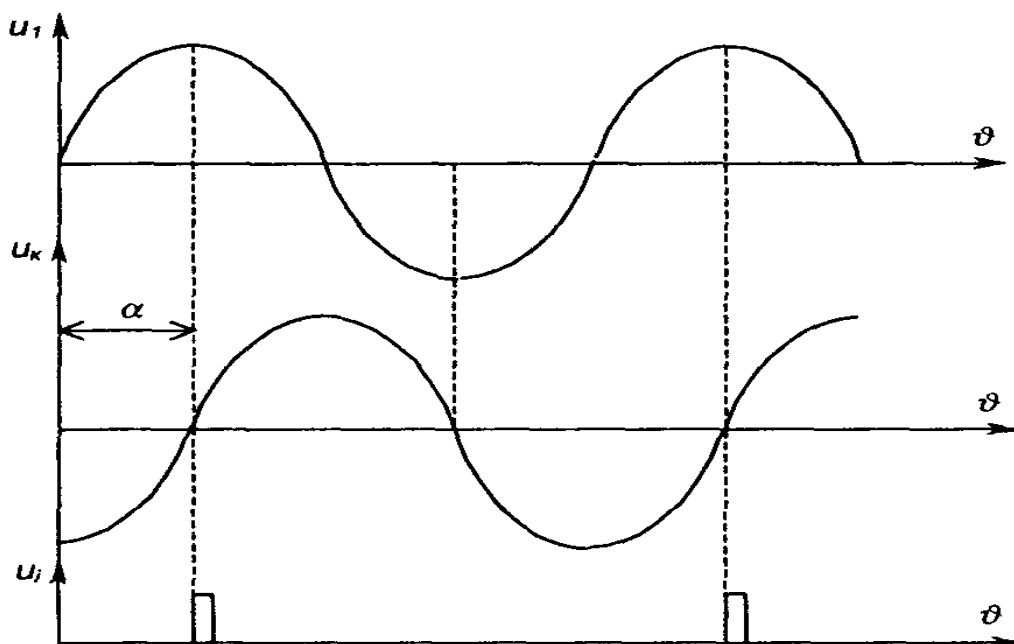


Рис.7.1. Схема каналу СІФК з горизонтальним керуванням



На рис.7.1. С – синхронізатор, ГЗН – генератор змінної напруги, МФО – мостовий фазообертач, який забезпечує регулювання фази напруги  $U_1$  від нуля до  $\pi$ , ФЗП – фазозсувний пристрій, ФІ – формувач імпульсів, який виробляє прямокутні імпульси при проходженні  $U_K$  через нуль, ПП – підсилювач потужності, який підсилює потужність керуючого імпульсу  $U_i$  до рівня надійного вмикання тиристора. На рис.7.2. наведено часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням.



**Рис.7.2.** Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням.

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг його роботи зображена на рис.7.3. Він включає трансформатор ТВ із двома півобмотками, змінний резистор R і конденсатор С.

При зміні опорів R від нуля до нескінченності кут  $\alpha$  змінюється від нуля до  $\pi$ . Основними **недоліками** такого фазообертача є: досить висока інерційність, що зумовлена перехідними процесами у RC – колі при вмиканні напруги, критичність до форми і частоти вхідної напруги (напругу мережі), складно

забезпечити ідентичність величин  $\alpha$  у багатоканальних СІФК, відносна складність автоматизації регулювання опору  $R$ .

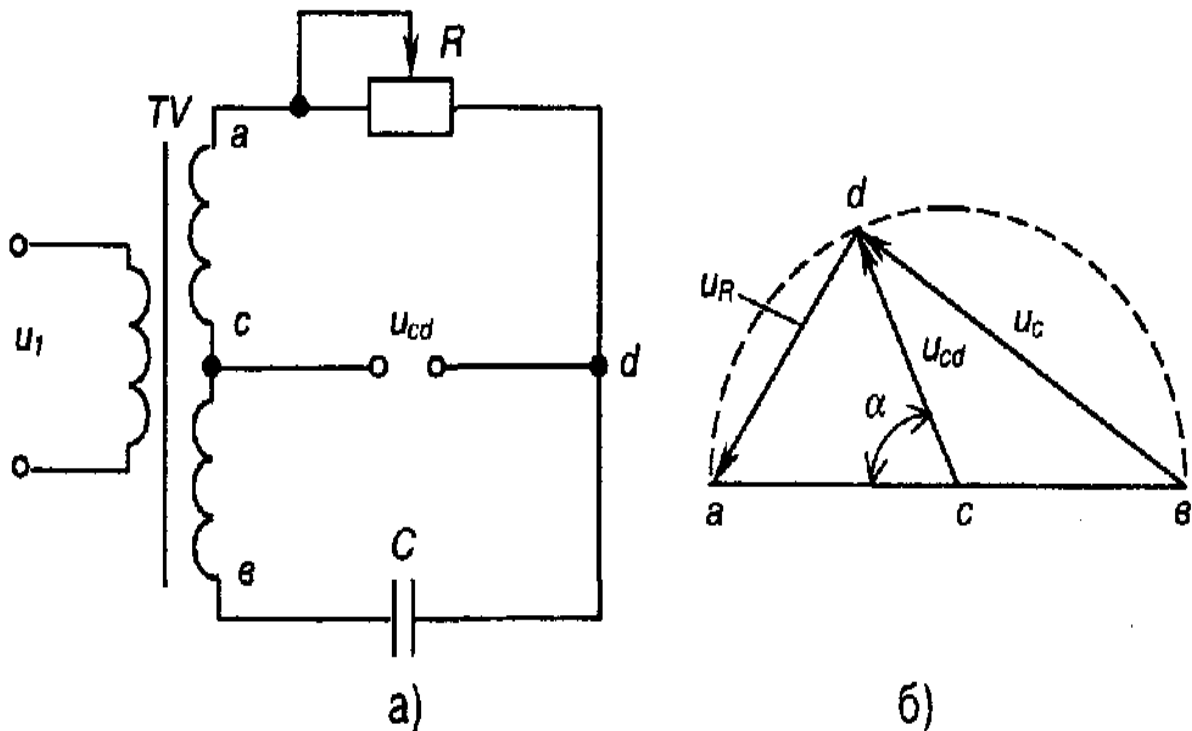


Рис.7.3. Принципова схема мостового фазообертача та діаграма його напруг.

### 7.3. СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко використовується СІФК, які реалізують **вертикальний** спосіб керування, коли керуючий імпульс генерується у момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно і постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис.7.4, де позначено  $U_L$  – лінійно змінювана напруга,  $U_{OP}$  – опорна напруга. Кут  $\alpha$  керування змінюється зі зміною  $U_{OP}$  – ніби по вертикалі. Пристрій, де порівнюють  $U_L$  та  $U_{OP}$  називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ( $U_L - U_{OP}$ ).

На рис.7.5. зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням для однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

На рис.7.5. позначено: ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги, ВП – вузол порівняння, ФЗП – фазозсувний пристрій, ФІ – формувач імпульсів, ПП – підсилювач потужності. Часові діаграми каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис.7.6.

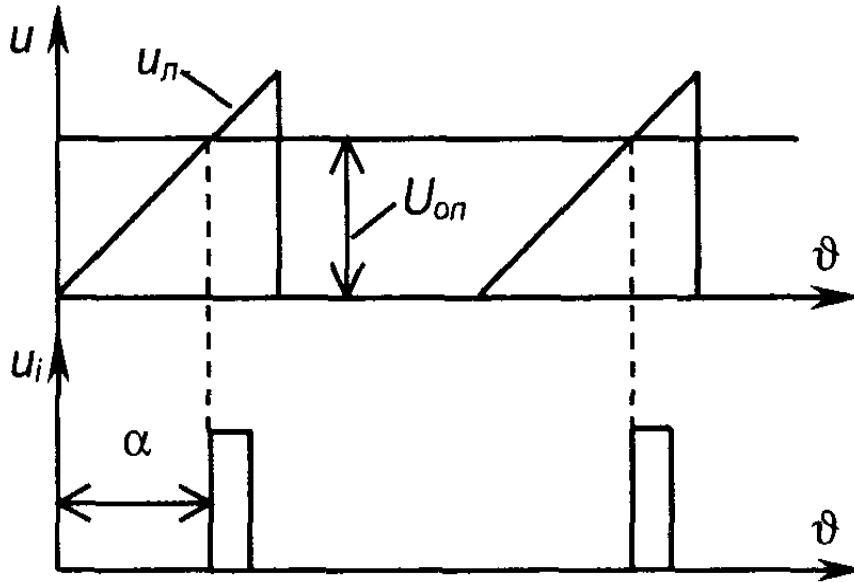


Рис.7.4. Часові діаграми методу вертикального керування.

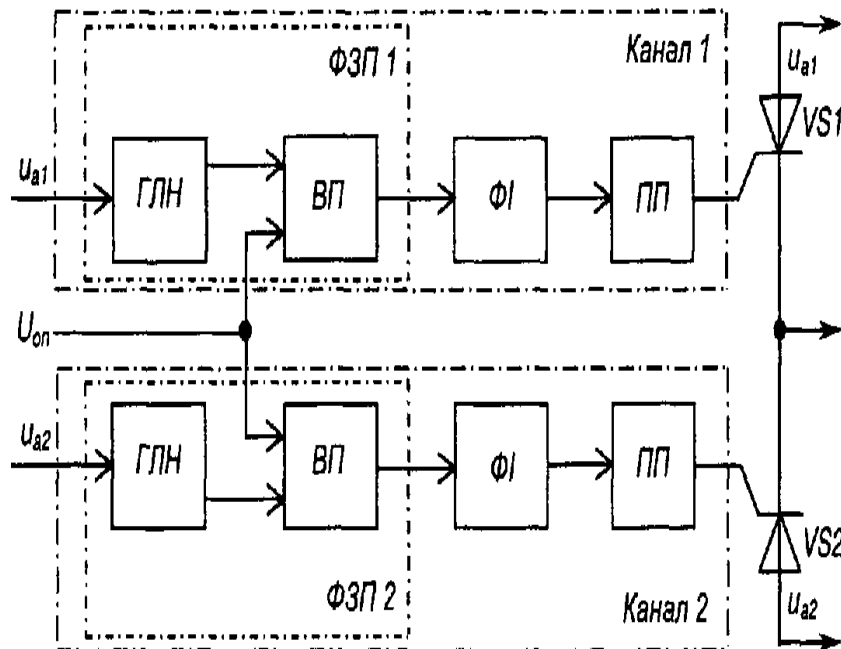
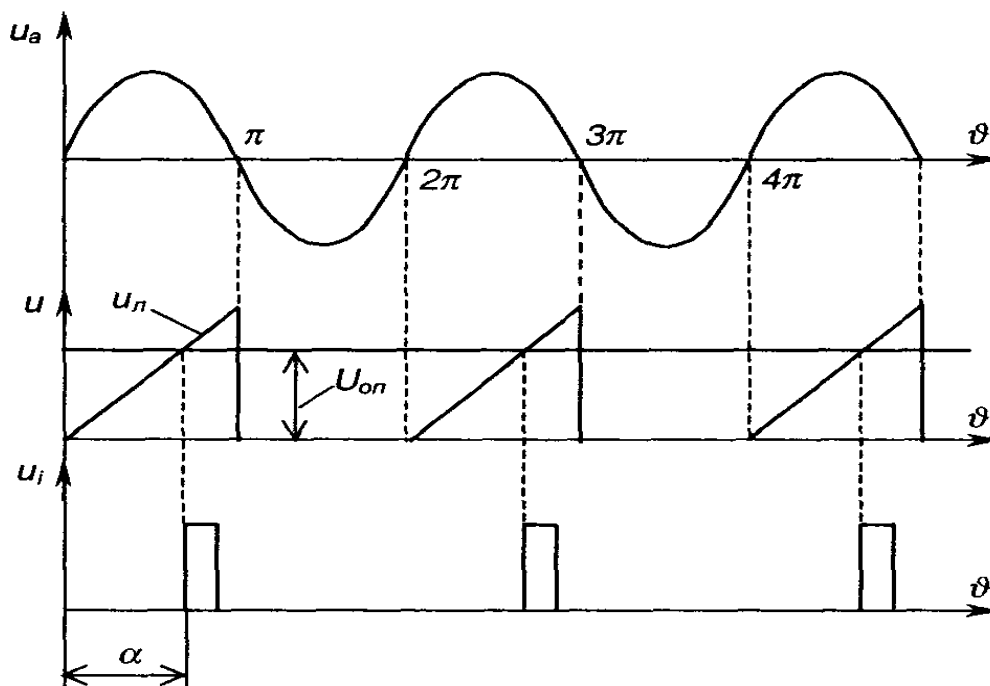


Рис.7.5. Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням.



**Рис.7.6.** Часові діаграми каналу СІФК з вертикальним керуванням.

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги  $U_A$  ГЛН генерує лінійно змінювану напругу  $U_L$ , яка надходить на один з виводів вузла порівняння. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга  $U_{OP}$ . У момент зрівняння цих напруг, коли  $U_L = U_{OP}$ , на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною напруги  $U_{OP}$ . Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою (ФЗП).

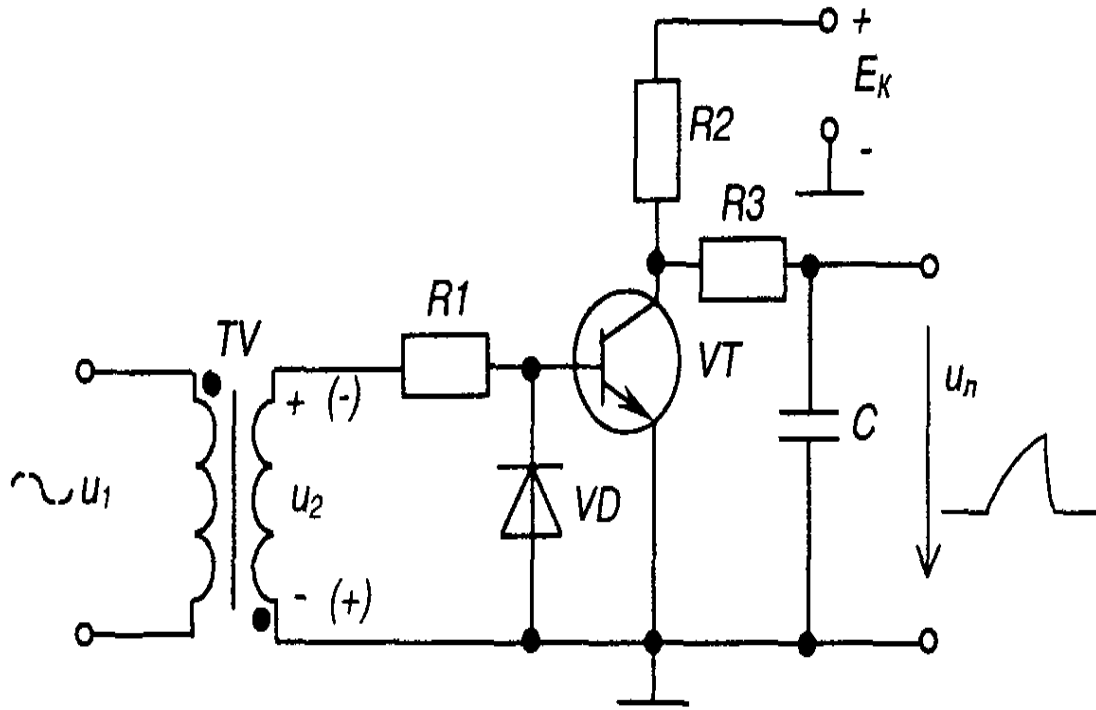
Вузли ФІ і ПП призначені для формування та підсилення імпульсів керування  $U_i$  необхідної тривалості. Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

#### **7.4. Типові вузли СІФК з вертикальним керуванням**

До типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням відносяться генератори лінійно змінюваної (або пилоподібної) напруги, компаратори (пристрої для порівняння сигналів) та імпульсні підсилювачі.

### 7.4.1. Генератори лінійно змінюваної напруги

Принципова електрична схема транзисторного генератора пилкоподібної напруги приведено на рис.7.7.

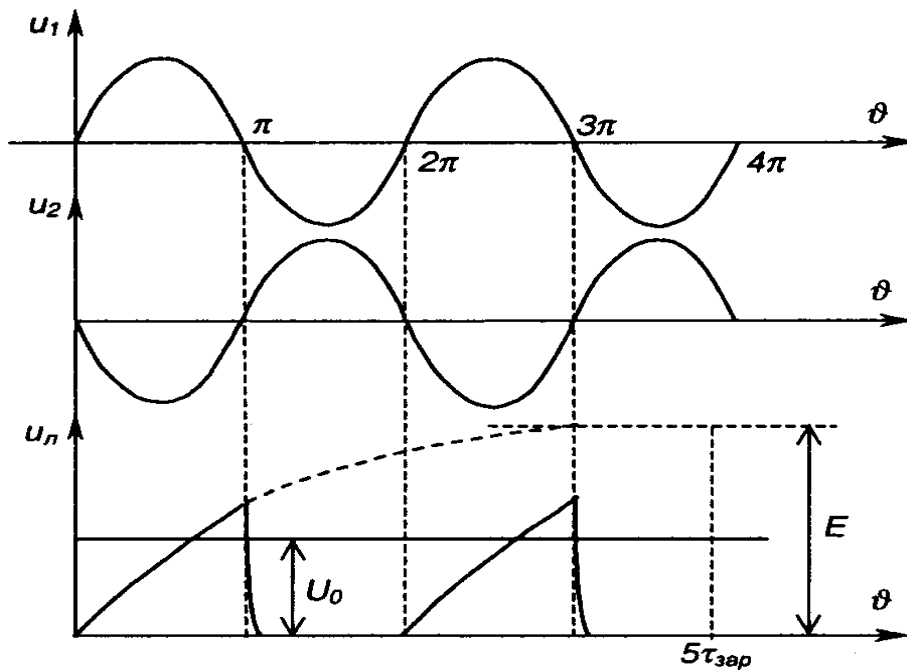


**Рис.7.7.** Схема транзисторного генератора пилкоподібної напруги.

Схема включає наступні елементи:  $TV$  – трансформатор напруги, вторинна напруга якого  $U_2$  знаходиться у протифазі з первинною напругою  $U_1$ ,  $VT$  – транзисторний ключ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C$  – зарядне  $RC$  – коло, стала часу якого  $\tau_{зар} = (R_2 + R_3) \cdot C \gg T_m$ , де  $T_m$  – період напруги мережі. Необхідно також щоб  $R_3 \ll R_2$ . Ця схема працює наступним чином.

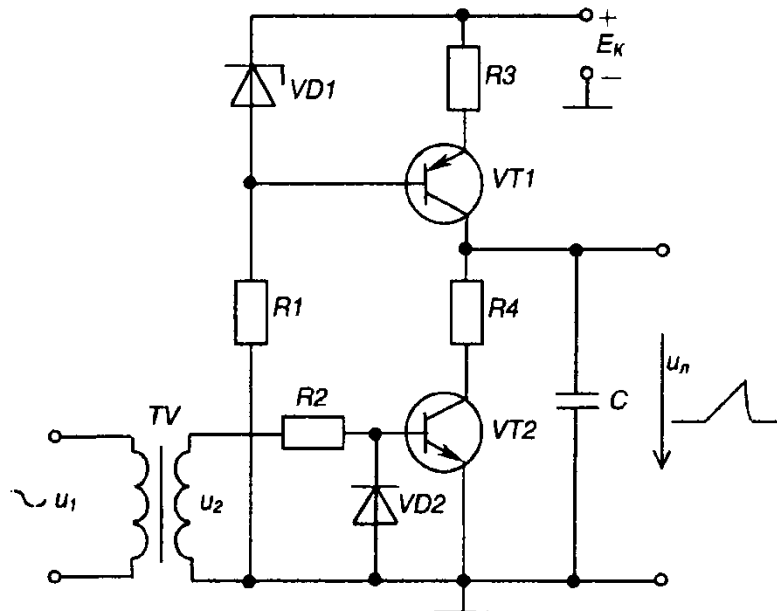
За позитивної півхвилі напруги  $U_2$  транзистор  $VT$  відкритий, конденсатор  $C$  розряджений, вихідна напруга  $U_{л} = 0$ . За негативної півхвилі напруги  $U_2$  транзистор закривається, а конденсатор  $C$  заряджається по колу  $(+E_K, R_2, R_3, C, -E_K)$ .

За наступної позитивної півхвилі  $U_2$  транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор  $R_3$ , який обмежує струм через транзистор. Оскільки  $\tau_{зар} \gg T_m$ , то можна вважати, що напруга  $U_{л}$  змінюється лінійно



**Рис.7.8.** Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги.

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора  $R_2$  використати джерело постійного струму (рис.7.9).



**Рис.7.9.** Схема генератора пилкоподібної напруги з генератором струму.

(використовується початкова ділянка зарядної експоненти)  
(рис.7.8.).

### 7.4.2. Вузол порівняння

**Вузол порівняння (ВП)**, схема якого представлена на рис.7.10, виконано на основі операційного підсилювача  $DA$ , який працює в режимі компаратора (пристрою, що порівнює напруги). На інвертуючий вхід ВП надходить пилкоподібна напруга  $U_n$ , а на неінвертуючий вхід – опорна напруга  $U_{оп}$ . Вихід компаратора з'єднано з формуючим ланцюгом: із диференціювальним колом  $C$ ,  $R_1$  та обмежуючим діодним ключем  $VD$ ,  $R_2$ , який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки негативної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструє рис.7.11. Вихідний імпульс ВП подається на одновібратор, який генерує керуючі імпульси прямокутної форми з необхідною тривалістю.

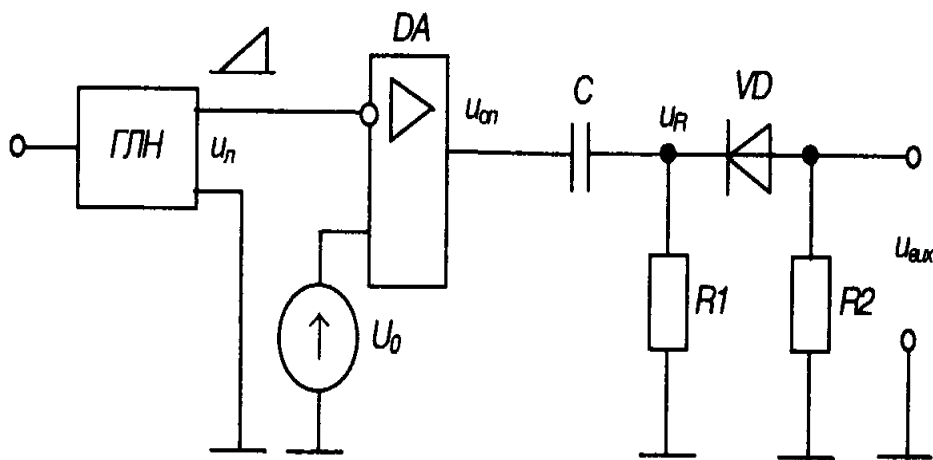


Рис.7.10. Схема вузла порівняння.

### 7.4.3. Імпульсний підсилювач потужності

**Імпульсний підсилювач потужності** призначений для підсилення прямокутних імпульсів до рівня, який забезпечує надійне вмикання тиристора. Його принципова схема наведена на рис.7.12.

Він виконаний на транзисторі  $VT$ , який ввімкнено за схемою  $CE$  і який працює у ключовому режимі. У колекторне коло

транзистора увімкнено первинну обмотку  $w_1$  трансформатора  $TV$ , напруга з виходу вторинної обмотки  $w_2$  якого надходить в коло керування тиристора  $VS$ . За відсутності вхідного імпульсу  $U_{BX}$  транзистор закритий (для надійного забезпечення закритого стану транзистора  $VT$  в коло його емітера подана напруга зміщення з діода  $VD3$ ). Напруга на вихідній обмотці  $w_2$  відсутня.

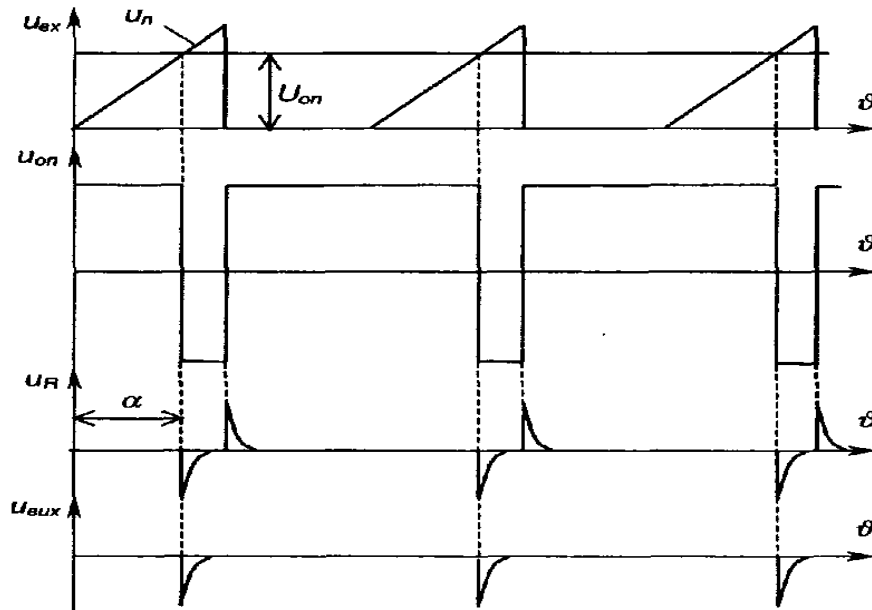


Рис.7.11. Часові діаграми роботи вузла порівняння.

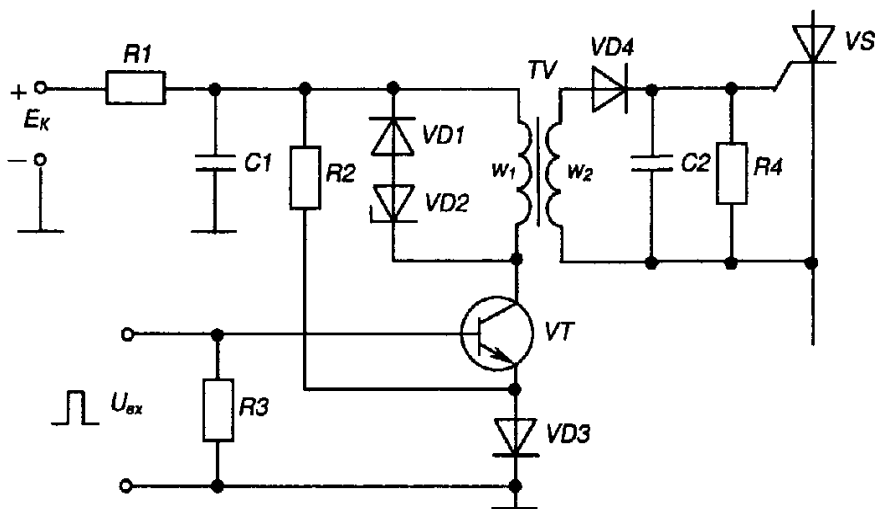


Рис.7.12. Схема імпульсного підсилювача потужності.



За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга  $E_K$  прикладається до первинної обмотки трансформатора  $w_1$ .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватися і на вторинній обмотці формується прямокутний позитивний імпульс  $U_{ВИХ}=E \cdot w_1/w_2$ , який існує протягом дії вхідного імпульсу. Коефіцієнт трансформації  $w_1/w_2$  вибирають з умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора – для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням, забезпечує і гальванічне розділення силового кола з колом керування.

Після закриття транзистора діоди VD1 і VD2 забезпечують розсіювання енергії, яка накопичується у магнітопроводі трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр  $R_1C_1$  знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, які живляться також від джерела  $E_K$ , оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

### 7.5. Застосування СІФК у резистивно-ємнісних схемах

На рис.7.13 наведена одна з резистивно-ємнісних схем СІФК.

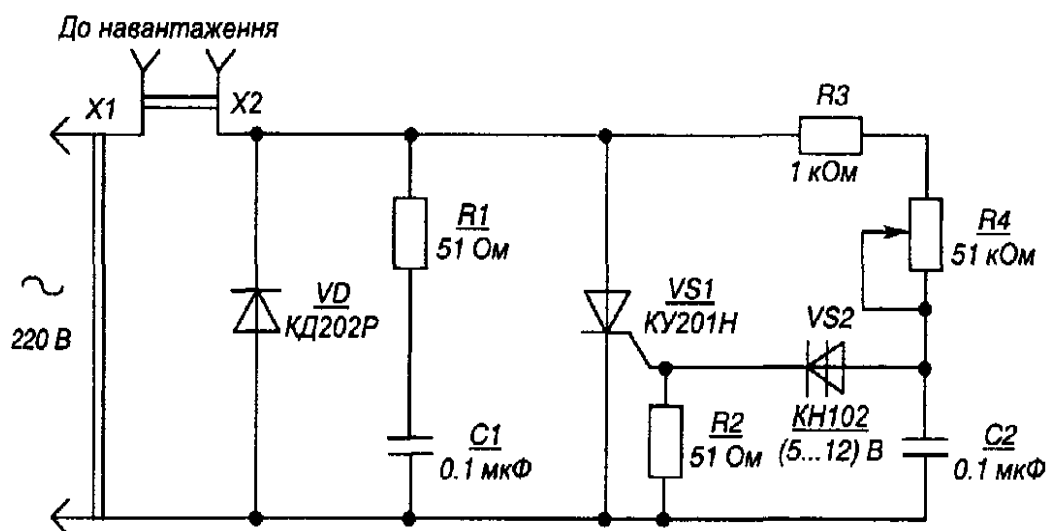


Рис.7.13. Схема резистивно – ємнісної СІФК.

Ця схема складається з часозадаючого ланцюжка  $R_3, R_4, C_2$  і порогового приладу – диністора  $VS_2$ . Змінюючи опір  $R_4$  від нуля до нескінченості (в ідеалі), можна змінювати кут керування  $\alpha$  від нуля до  $90^\circ$  електричних градусів. Реально таку схему застосовують при діапазонах регулювання  $\alpha$  у декілька десятків електричних градусів у невідповідальних регуляторах напруги мережі (наприклад, у регуляторі температури нагрівання паяльника).

Вилкою  $XI$  пристрій підмикається до мережі живлення, а у розетку вмикається навантаження.

У кожному позитивному півперіоді анодної напруги тиристора напруга на конденсаторі  $C_2$  зростає, доки не досягне значення напруги вмикання диністора  $VS_2$ , після чого конденсатор  $C_2$  швидко розряджається через коло керування тиристора, вмикаючи його.

Диністор  $VS_2$  забезпечує більш чітку роботу схеми при змінах значення керуючої напруги вмикання тиристора зі змінами температури.

Ланка  $R_1 \cdot C_1$  захищає тиристор від самочинного вмикання – знижує швидкість зростання напруги на тиристорі до прийнятних значень, наприклад, при підмиканні пристрою до мережі.

Оптронні тиристори дозволяють комутувати струм у сотні ампер. За необхідності у більш потужному силовому ключі використовують потужніший тиристор, яким керує оптронний, як це показано на рис.7.14.

Тут ланцюжки  $R_1 C_1$  і  $R_3 C_3$  знижують швидкість зростання напруги до допусмого для тиристорів значення  $V$  і  $VS$  відповідно.

Елементи  $R_2 C_2$  забезпечують завадостійкість кола керування тиристора  $VS$ , а резистор  $R_1$  обмежує його струм керування (розраховується за максимально допустимим значенням струму керування при амплітудному значенні напруги мережі).

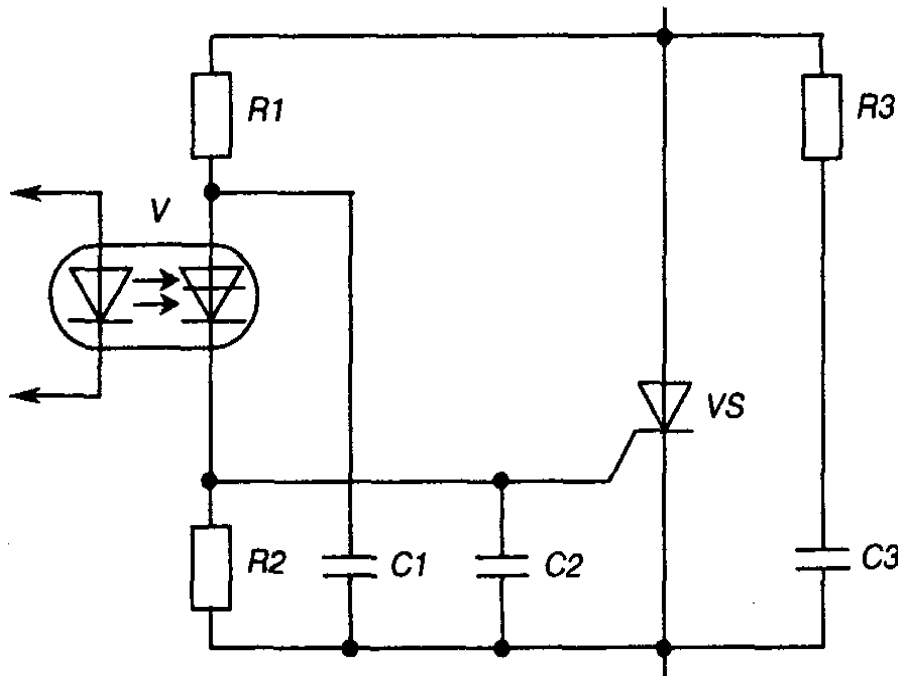
У даному випадку СІФК виконано на основі мікросхеми ІМС К 1401 УД2. В одному корпусі якої містяться чотири операційні підсилювачі з спільними коломи живлення.

## 7.6. СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне

значення кута керування  $\alpha_{II}$  задається у вигляді цифрового коду.

Після відповідної обробки цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування  $\alpha_{II}$ .



**Рис.7.14.** Схема вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного тиристора.

Структурна схема СІФК з цифровим керуванням зображена на рис.7.15. На цій схемі наведено наступні позначення:

**ЗП** – задаючий пристрій, за допомогою якого значення кута керування  $\alpha_{II}$  задається у вигляді цифрового коду;

**Р** – реєстр, у якому зберігається код поточного значення  $\alpha_{II}$  (тобто це елемент оперативної пам'яті системи);

**ПК** – пристрій порівняння (цифровий компаратор);

**Л** – лічильник імпульсів;

**Г** – генератор еталонних імпульсів еталонної частоти;

**Ф** – формувач імпульсів;

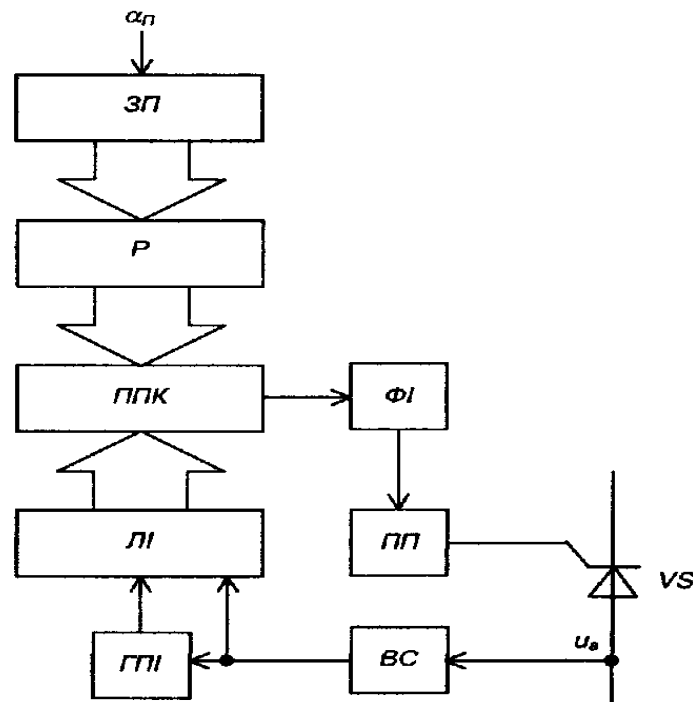
**П** – підсилювач потужності;

**В** – вузол синхронізації;

**VS** – тиристор.

На початку кожного циклу роботи в реєстр  $P$  заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ, код  $\alpha_{II}$  (який є аналогом опорної напруги  $U_{OP}$  у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі  $U_A$  через нуль вузол синхронізації ВС вмикає генератор ГПІ і лічильник імпульсів ЛІ, що починає відраховувати імпульси. Лінійно



**Рис.7.15.** Структурна схема СІФК з цифровим керуванням.

зростаючий код (аналог лінійно зростаючої напруги  $U_L$ ) з виходу ЛІ подається на цифровий пристрій порівняння кодів ППК, куди також подається і код з виходу реєстру  $P$ . Після досягнення кодом лічильника значення, що зберігається в реєстрі, ППК виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів ФІ. Вихідний імпульс ФІ після підсилення у ПП подається на керуючий електрод тиристора  $VS$ . Після закінчення позитивної півхвилі напруги  $U_A$  вузол ВС вмикає генератор ГПІ і встановлює лічильник імпульсів ЛІ у нульовий стан – тобто схема знову готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить в наш час дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях.

СІФК з цифровим керування можуть забезпечити практично будь-яку точність задавання кута керування (з допустимою дискретністю). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів  $P$  та  $L$ , а також частоти ГП.

Основні переваги цифрових СІФК в порівнянні з аналоговими наступні: більша точність роботи, висока завадостійкість, абсолютна ідентичність каналів багатоканальних СІФК, ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

Такий принцип керування СІФК може бути реалізовано програмно з використанням мікропроцесорного пристрою керування системою.

### Контрольні запитання

1. Яким основним вимогам повинна задовольняти система імпульсно-фазового керування (СІФК) роботою тиристорів ?
2. Які бувають види і типи СІФК ?
3. Як виглядає структурна схема і принцип дії СІФК з горизонтальним керуванням ?
4. Охарактеризуйте часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
5. Які елементи входять до структурної схеми СІФК з вертикальним керуванням і яким є принцип її роботи ?
6. Охарактеризуйте функціональну схему і часові діаграми роботи двоканальної СІФК з вертикальним керуванням ?
7. Нарисуйте часові діаграми методу вертикального керування.
8. Охарактеризуйте функціональну схему і часові діаграми роботи двоканальної СІФК з вертикальним керуванням.
9. Як побудований та працює транзисторний генератор пилкоподібної напруги ?
10. Нарисуйте схему вузла порівняння СІФК з вертикальним керуванням та поясніть його роботу.
11. Охарактеризуйте схему та механізм роботи імпульсного підсилювача потужності на транзисторі.
12. Нарисуйте схему резистивно-ємнісної СІФК і поясніть її роботу.
13. Як ввімкнути силовий тиристор за допомогою малопотужного оптронного тиристора ?

14. Нарисуйте структурну схему СІФК з цифровим керуванням та поясніть її роботу.
15. Якими є основні переваги СІФК з цифровим керуванням над аналоговою системою з вертикальним керуванням ?

## **8. ПРАКТИКУМ З НИЗЬКОВОЛЬТНОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

### **Лабораторна робота № 1. ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНКИ ІМПУЛЬСІВ**

#### **1. Мета роботи**

Ознайомитися з основними методами диференціювання та інтегрування електричних імпульсів. Навчитися формувати низьковольтні імпульси з допомогою диференціальних та інтегровальних RC, RL - ланок, імпульсного трансформатора та вивчити роботу лінії затримки імпульсних сигналів на основі дискретних радіотехнічних елементів.

#### **2. Необхідні прилади і матеріали.**

Генератор низьковольтних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з набором диференціальних та інтегровальних ланок, низьковольтний імпульсний трансформатор та лінії затримки імпульсних сигналів на дискретних радіотехнічних елементах.

#### **3. Завдання та методика виконання роботи**

1. Засвоїти механізм роботи диференціальних та інтегровальних ланок, низьковольтного імпульсного трансформатора і лінії затримки імпульсів на дискретних елементах.

2. Вивчити лабораторну плату із схемами до даної роботи (рис.8.1).

3. Увімкнути генератор прямокутних імпульсів Г5-54 та імпульсний осцилограф С1-55. Подати на вхід диференціальної, а потім інтегровальної схем прямокутний імпульс із генератора імпульсів, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт про диференційовані і проінтегровані схемами імпульси.

4. Дослідити роботу ланок при наступних вхідних сигналах:

4.1. Диференціювальна ланка (1) :

а) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 100 мкс і частотою повторення – 10 кГц;

б) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 1 мкс і частотою повторення – 100 кГц;

4.2. Інтегрувальна ланка (2): додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів 10 і 100 мкс, частотою повторення – 10 кГц.

4.3. Диференціювальна ланка (3):

додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 10 - 30 мкс, частотою повторення – 10 кГц.

4.4. Інтегрувальна ланка (4) :

додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 2 - 3 мкс та частотою повторення – 100 кГц.

5. Подати на вхід імпульсного трансформатора (5) прямокутні імпульси із тривалістю 1 – 2 мкс і частотою повторення 100 кГц, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси.

6. Подати на вхід лінії затримки (6) прямокутні імпульси із тривалістю 1 мкс і частотою повторення 100 кГц, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси, визначити час затримки вихідного імпульсу відносно вхідного.

7. Зробити висновки з одержаних результатів.

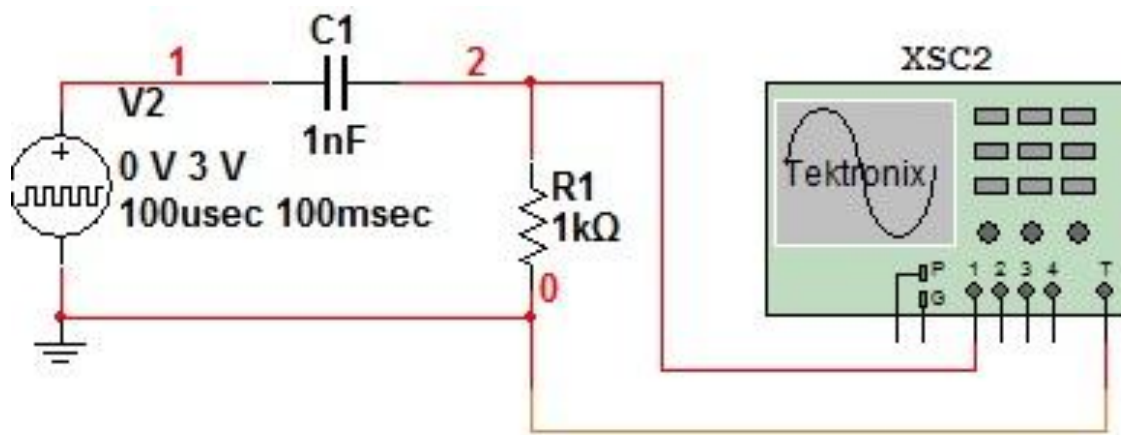
#### **4. Приклади застосування чисельного моделювання дослідження роботи диференціальних ланок за допомогою програми Multisim**

4.1. Диференціювальна ланка (1) :

а) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 100 мкс і частотою повторення – 10 кГц;

б) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалістю імпульсів – 1 мкс і частотою повторення – 100 кГц;





**Рис.8.1а.** Диференціювальна ланка.

Склаємо схему у відповідності з рисунком за допомогою програми Multisim.

1. Відкрити програму.
2. Створити новий файл для побудови схеми: File-New-Schematic Capture. Надати назву файлу і зберегти (save as) на комп'ютері.
3. Вибираємо компоненти програми на панелях, що знаходяться зверху над полем для побудови схеми, а також в правому куті інтерфейсу програми.



4. З'єднуємо елементи у відповідності до схеми рис.8.1(а).
5. Задаємо значення елементів схеми шляхом кліку на кожен елемент схеми.
6. Після побудови схеми запускаємо вихідний сигнал генератора і дивимось, що на виході: Simulate-Analyses-Transient analyses-Output. Вибираємо значення імпульсів напруг V(1), V(2) і запускаємо Simulate. З'являється вікно з вихідними імпульсами напруг-результат моделювання: V(1)-сигнал з генератора, V(2)-сигнал вихідний.

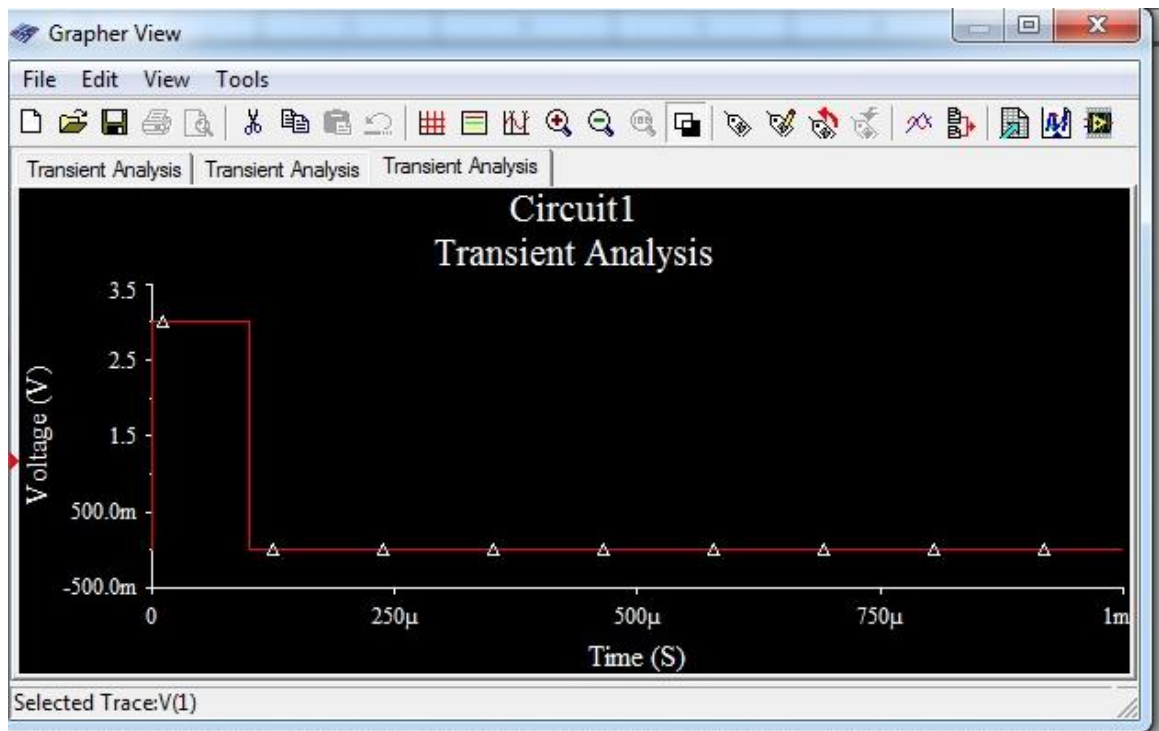


Рис. 8.1.1а. V(1)-сигнал з генератора

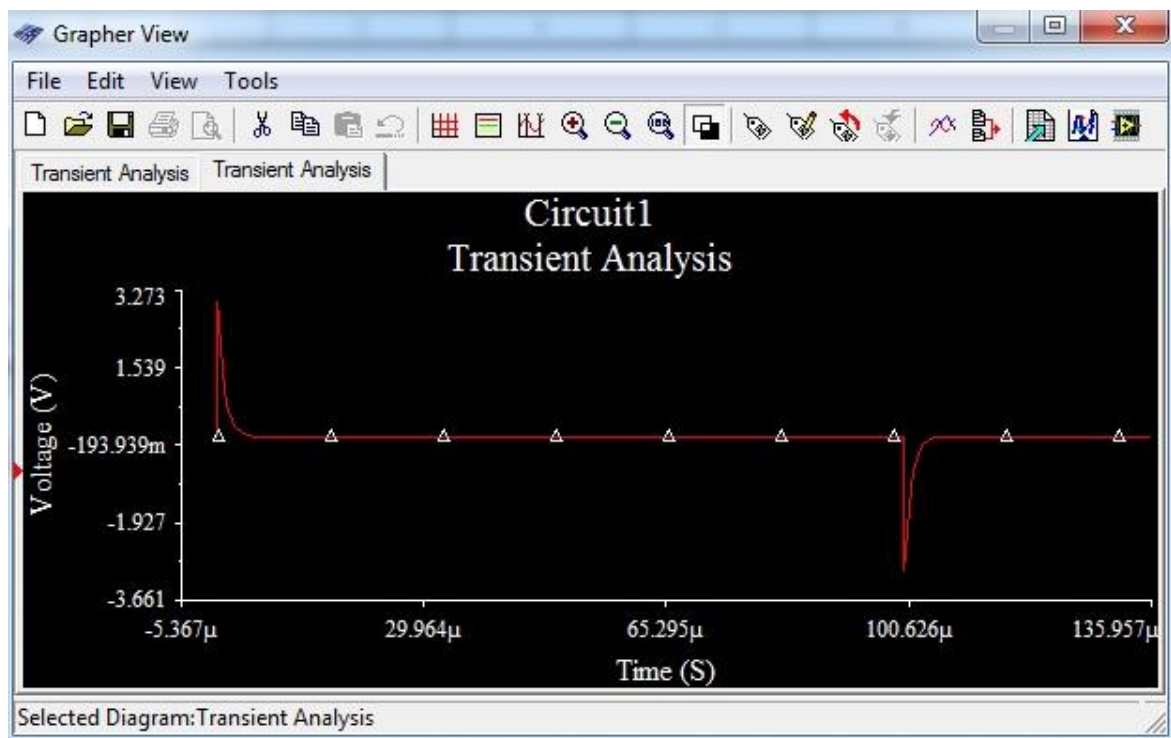
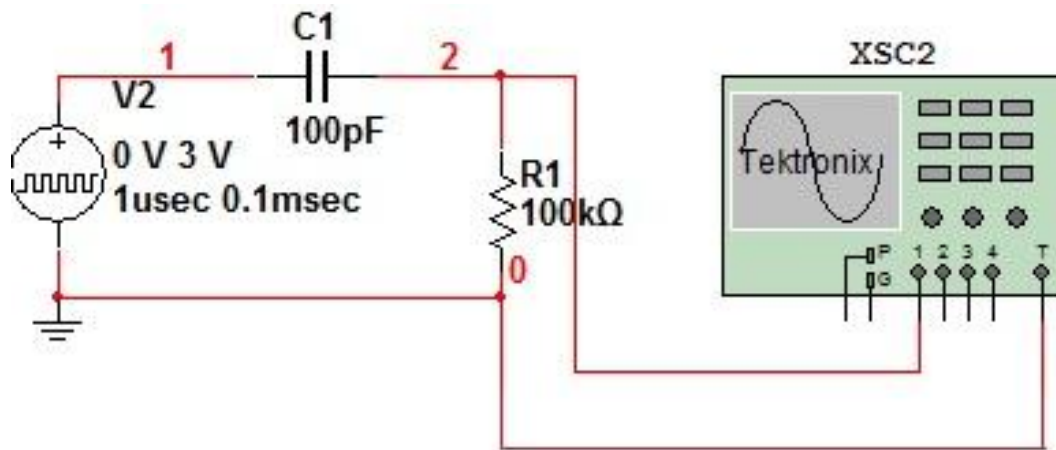


Рис. 8.1.2а. V(2)-сигнал вихідний.



**Рис.8.16.** Диференціювальна ланка.

Склаємо схему у відповідності з рисунком за допомогою програми Multisim.

1. Відкрити програму.
2. Створити новий файл для побудови схеми: File-New-Schematic Capture. Надати назву файлу і зберегти (save as) на комп'ютері.
3. Вибираємо компоненти програми на панелях, що знаходяться зверху над полем для побудови схеми, а також в правому куті інтерфейсу програми.



4. З'єднуємо елементи у відповідності до схеми рис.8.1(б).
5. Задаємо значення елементів схеми шляхом кліку на кожен елемент схеми.
6. Після побудови схеми запускаємо вихідний сигнал генератора і дивимось, що на виході: Simulate-Analyses-Transient analyses-Output. Вибираємо значення імпульсів напруг V(1), V(2) і запускаємо Simulate. З'являється вікно з вихідними імпульсами напруг-результат моделювання: V(1)-сигнал з генератора, V(2)-сигнал вихідний.

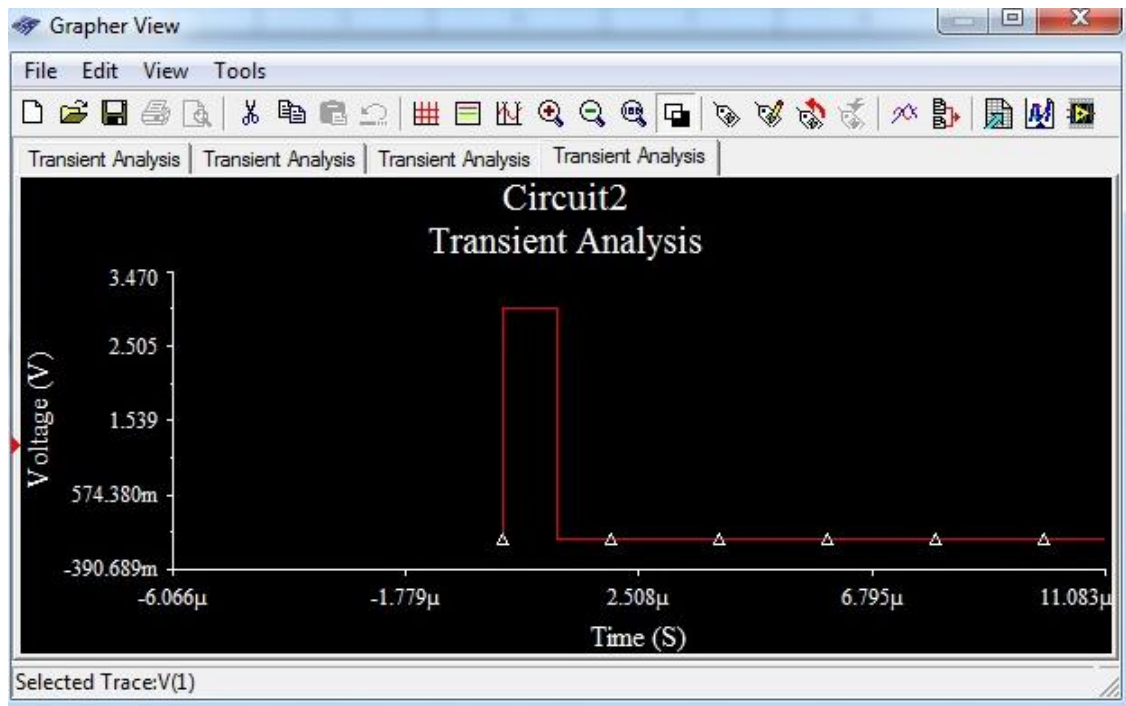


Рис. 8.1.16. V(1)-сигнал з генератора

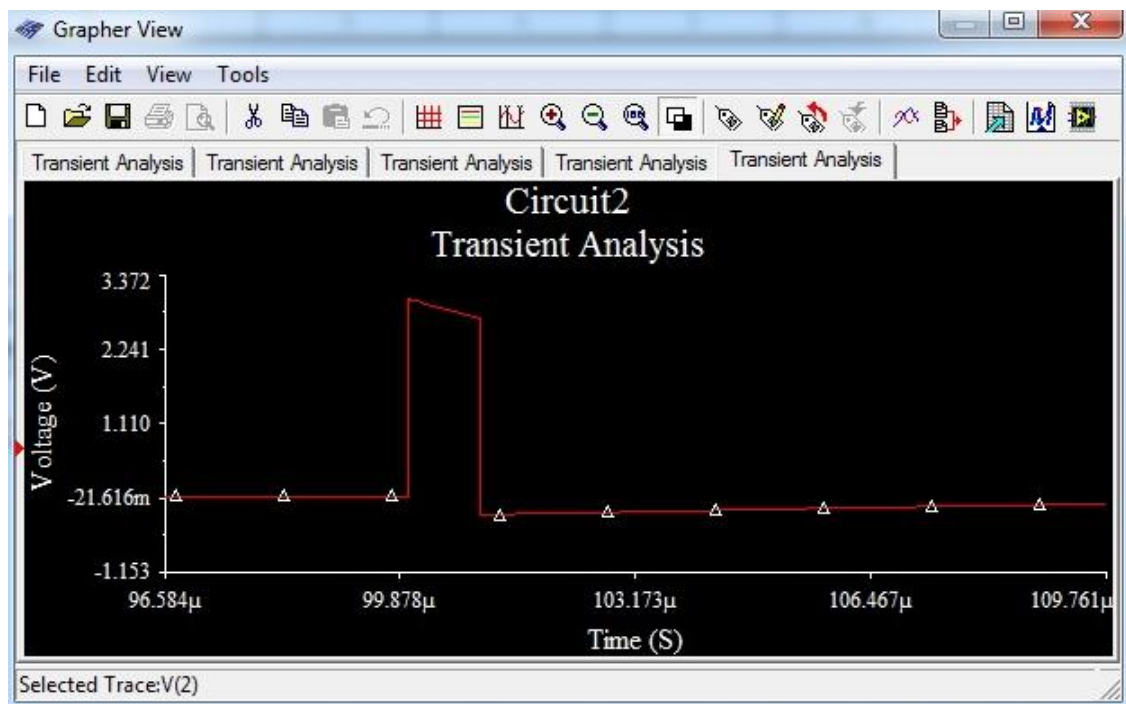
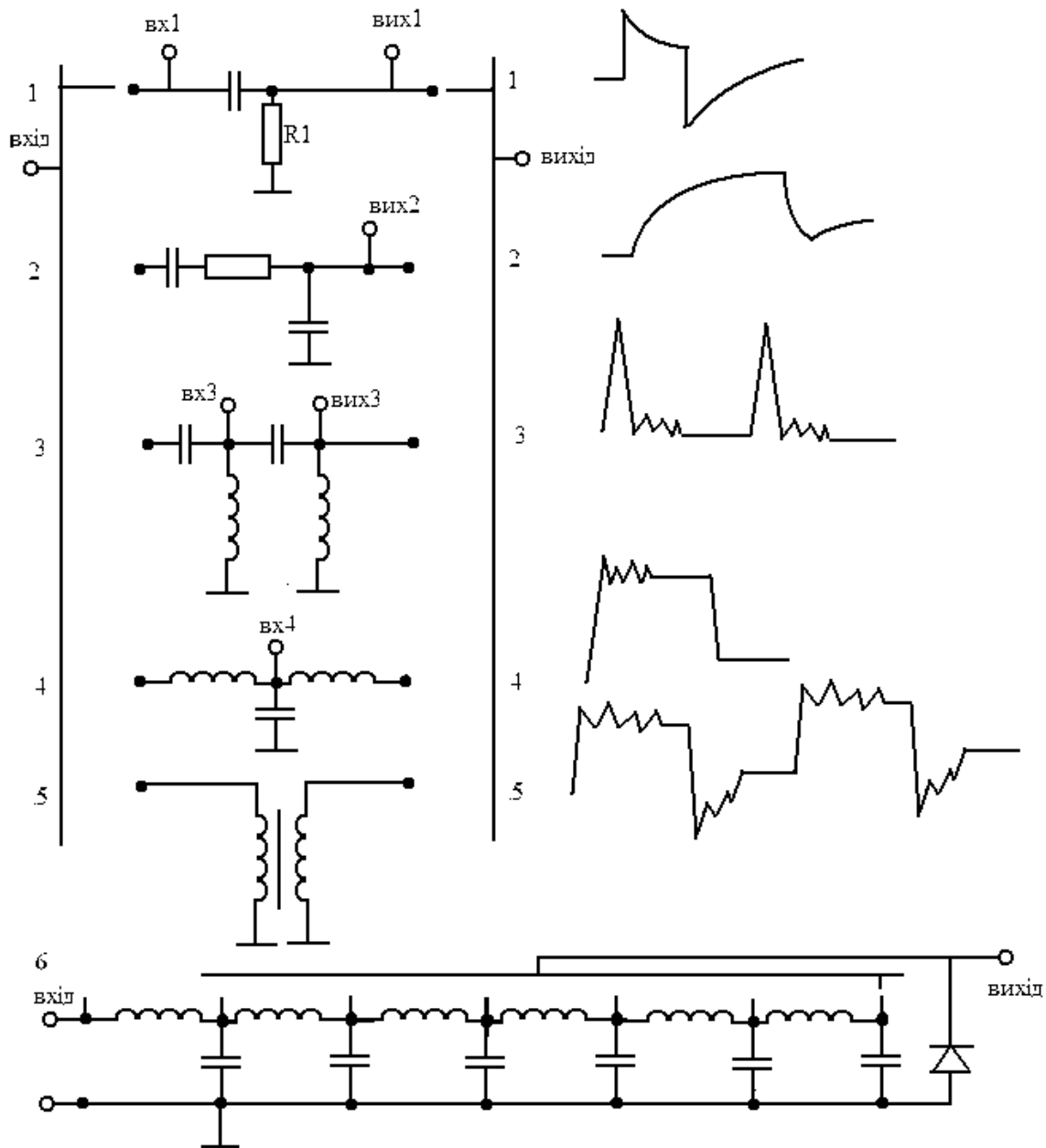


Рис. 8.1.26. V(2)-сигнал вихідний.

### Контрольні запитання

1. В чому полягають фізичні основи диференціювання електричних імпульсів за допомогою RC – ланок ?

2. За яких умов RC-ланка буде диференційною, а за яких – розділовою ?
3. Умови отримання режиму негармонійних збурень в схемі з диференціувальною RC – ланкою ?



**Рис.8.2.** Схеми диференціувальних та інтегральних ланок; схеми лінії затримки та імпульсного трансформатора.

4. Дайте визначення і поясніть принцип інтегрування електричних імпульсів із допомогою RC – ланок.

5. За яких умов RC – ланка буде інтегровальною. Від чого залежить відносна похибка інтегрування імпульсу і яка її орієнтовна величина ?
6. Від чого залежить час затримки імпульсу в лінії затримки на основі дискретних (L, C) елементів ?
7. Наведіть основні співвідношення для розрахунку дискретної лінії затримки ?
8. Області застосування та принцип дії імпульсного трансформатора ?
9. Намалюйте принципову схему імпульсного трансформатора і перерахуйте основні його параметри ?

### Література

1. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 365 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

# Лабораторна робота № 2. ІМПУЛЬСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА ТРАНЗИСТОРАХ

## 1. Мета роботи

Вивчити роботу імпульсного підсилювача на резисторах, ознайомитися з впливом на форму імпульсів, які підсилюються, основних параметрів планарного транзистора та електричної схеми, засвоїти методи корекції переднього фронту та вершини імпульсу мікросекундної тривалості.

## 2. Необхідні прилади і матеріали

Генератори низьковольтних синусоїдальних та імпульсних електричних сигналів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетом імпульсного підсилювача на транзисторах.

## 3. Завдання та методика виконання роботи

1. Ознайомитися з лабораторною схемою однокаскадного підсилювача на транзисторі (рис.8.3.) та вивчити роботу резистивного підсилювача і емітерного повторювача на транзисторі.

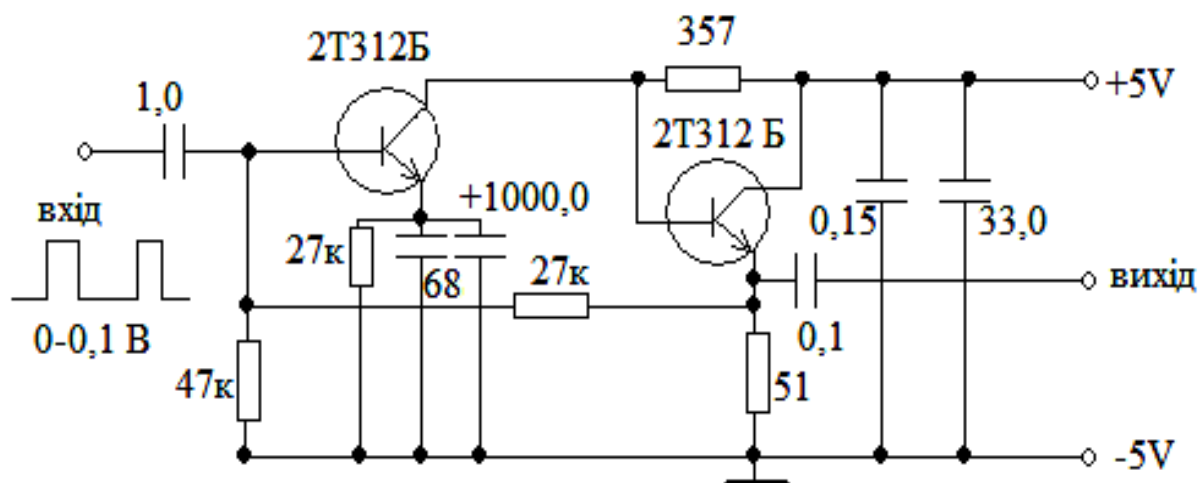


Рис.8.3. Схема імпульсного підсилювача на транзисторі.

2. Подати на вхід імпульсного підсилювача додатний прямокутний імпульс з генератора імпульсів Г5-54, який має наступні параметри: амплітуду 50-150 мВ, частоту 10-30 кГц і тривалість 0,1-1,0 мкс; спостерігати на екрані осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси.

3. Подати на вхід підсилювача від генератора Г4-18А синусоїдальну напругу з амплітудою 10 мВ - 40 мВ і зняти залежність вихідної напруги від частоти в діапазоні 0,1 – 10 МГц.

4. Визначити коефіцієнт підсилення імпульсного підсилювача на транзисторі.

5. Зробити висновки з одержаних результатів.

#### 4. Приклад застосування чисельного моделювання дослідження роботи імпульсного підсилювача за допомогою програми Multisim

Подати на вхід імпульсного підсилювача (рис.4.1) додатний прямокутний імпульс з генератора імпульсів, який має наступні параметри: амплітуду 50-150 мВ, частоту 10-30 кГц і тривалість 0,1-1,0 мкс; спостерігати на екрані осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси.

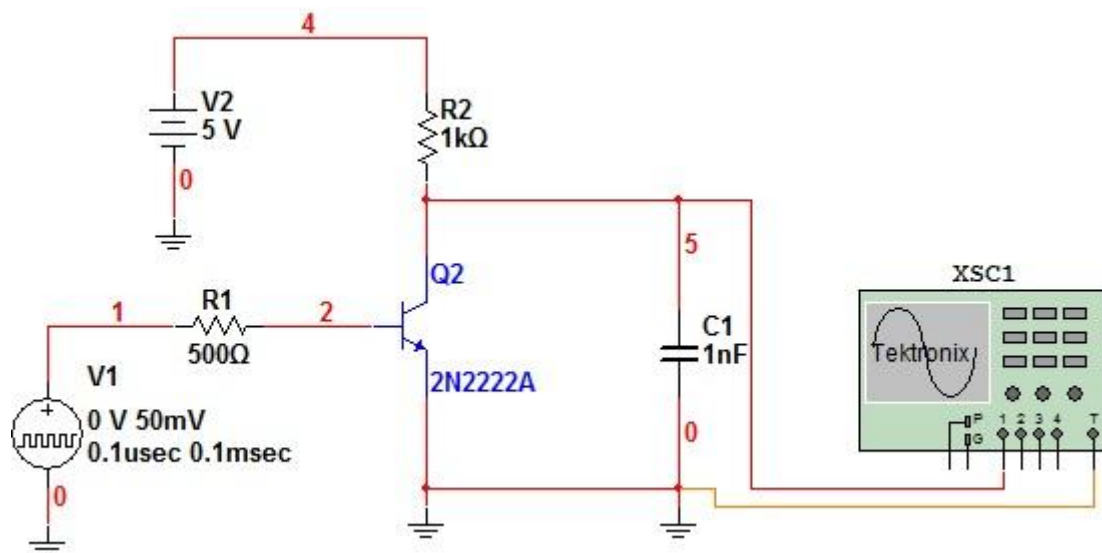


Рис.8.4. Принципова схема підсилювача на транзисторі.



Склаємо схему у відповідності з рисунком за допомогою програми Multisim.

1. Відкрити програму.
2. Створити новий файл для побудови схеми: File-New-Schematic Capture. Надати назву файлу і зберегти (save as) на комп'ютері.
3. Вибираємо компоненти програми на панелях, що знаходяться зверху над полем для побудови схеми, а також в правому куті інтерфейсу програми.



4. З'єднуємо елементи у відповідності до схеми рис. 8.4.
5. Задаємо значення елементів схеми шляхом кліку на кожен елемент схеми.
6. Після побудови схеми запускаємо вихідний сигнал генератора і дивимось, що на виході: Simulate-Analyses-Transient analyses-Output. Вибираємо значення імпульсів напруг V(1), V(5) і запускаємо Simulate. З'являється вікно з вихідними імпульсами напруг-результат моделювання: V(1)-сигнал з генератора, V(5)-сигнал вихідний.

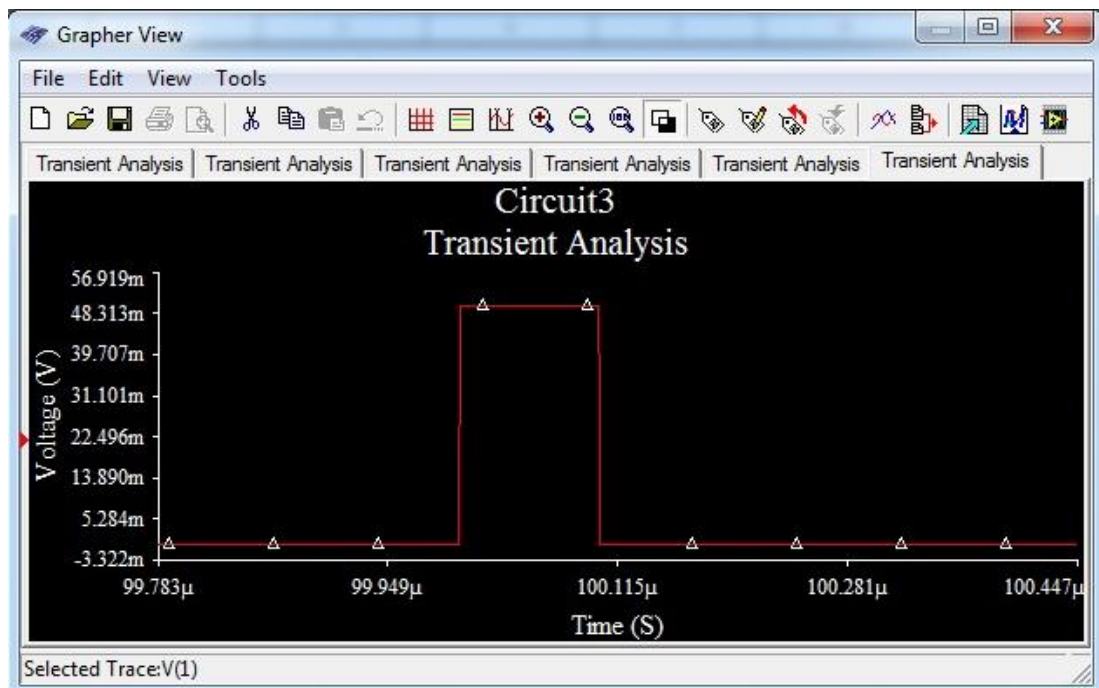
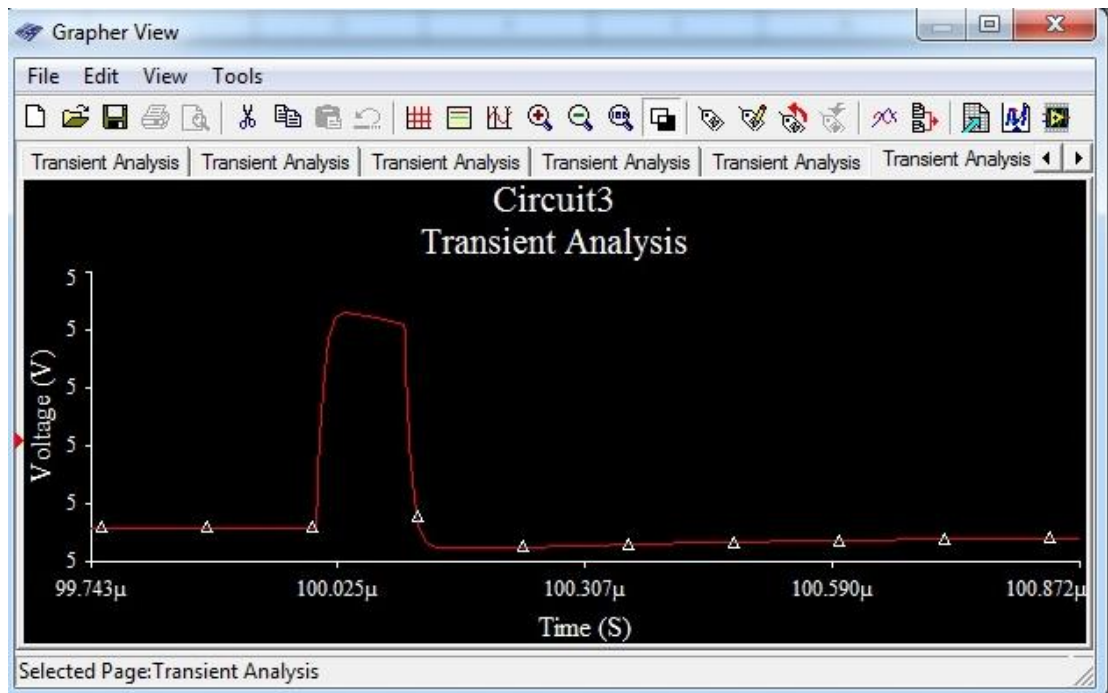


Рис. 8.5. V(1)-сигнал з генератора.



**Рис.8.6.** V(5)-сигнал вихідний.

### Література

1. 1.В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. К.С.Петров // Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. М., С.-П. «Питер». 2004. 521 с.
4. Ю.А. Браммер, И.Н.Пашук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

## **Лабораторна робота № 3. ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ**

### **1. Мета роботи**

Ознайомитися з принципом дії та роботою формувачів низьковольтних імпульсів, які виготовлено на основі діодного обмежувача, несиметричного тригера (тригера Шмітта), формувача імпульсів визначеної тривалості на логічних елементах та амплітудного аналізатора.

### **2. Необхідні прилади і матеріали**

Генератор низьковольтних електричних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетами діодного обмежувача, тригера Шмітта і формувача імпульсів визначеної тривалості на логічних елементах та амплітудного аналізатора.

### **3. Опис та принцип дії лабораторних макетів формувачів імпульсів**

3.1. Діодний обмежувач (рис.8.7) виконано на основі діодів V1 та V2. Імпульсний сигнал додатної полярності подається на діоди через конденсатор C1 і резистор R1. Рівень обмеження імпульсів зверху задається величиною резистора R2.

3.2. Тригер Шмітта. Тригер Шмітта виконано на транзисторі T1 (КТ342Б) та двох логічних елементах “І – НІ” (мікросхема МС1 К155ЛА6). В початковий момент на вході МС1 (1-5 ніжки) утворюється рівень “1”, на виході (6) і вході (9-13) – “0”, а на виході (8) “1”, транзистор T1 відкривається.

3.3. Формувач імпульсів на мікросхемі К155АГ1. Формувач імпульсів короткої і великої тривалості виготовлено на основі мікросхеми МС2 типу К155АГ1. Він дозволяє формувати вхідні імпульси як менші, так і більші за тривалістю. Тривалість імпульсів визначається величиною ємності конденсаторів С4 і С5, які можуть перемикатися з допомогою тумблера К1, та резистора R7.

3.4. Амплітудний селектор виготовлено на основі мікросхеми МС3 типу К521СА3А (рис.8.3). Вхідний сигнал проходить на

вихід при співпадінні його амплітуди з величиною опорної напруги, рівень якої задається резистором R14. При цьому відбувається інвертування вхідного імпульсу.

#### **4. Завдання та методика виконання роботи**

Засвоїти принцип роботи діодних обмежувачів послідовного і паралельного типу; несиметричного тригера на транзисторах з емітерним зв'язком (тригера Шмітта); ознайомитися з основними логічними елементами та логічними операціями, роботою формувачів імпульсів на логічних елементах та амплітудного селектора імпульсів.

Вивчити лабораторну плату із схемами (рис.12).

Подати на вхід схеми діодного обмежувача імпульсний сигнал додатної полярності від генератора імпульсів із частотою 1 - 10 кГц, тривалістю - 100 мкс і амплітудою  $\leq 4$  В; зарисувати осцилограми вихідних імпульсів при різній величині опорної напруги.

Подати на вхід схеми тригера Шмітта імпульси додатної полярності з амплітудою  $\leq 4$  В, частотою 1 - 10 кГц і тривалістю 3-300 мкс; з допомогою двопроменевого осцилографа зареєструвати імпульси на вході і виході тригера при різній частоті та тривалості вхідних імпульсів.

Подати на вхід формувача на логічних елементах (мікросхеми К155АТ1) імпульси додатної полярності з амплітудою 4 В, тривалістю 50 мкс і частотою 100-1000 Гц; виміряти з допомогою двопроменевого осцилографа вхідні і вихідні імпульси при вмиканні в схемі різних конденсаторів та резисторів, які визначають тривалість сформованого імпульсу.

Подати на вхід амплітудного селектора імпульси додатної полярності з амплітудою  $\leq 4$  В і тривалістю - 100 мкс ; визначити рівень опорної напруги при якій сигнал поступає на вихід; зарисувати осцилограми при малій опорній нарузі і при співпадінні опорної напруги і сигналу (коли на виході є сигнал).

Зробити висновки з одержаних результатів.

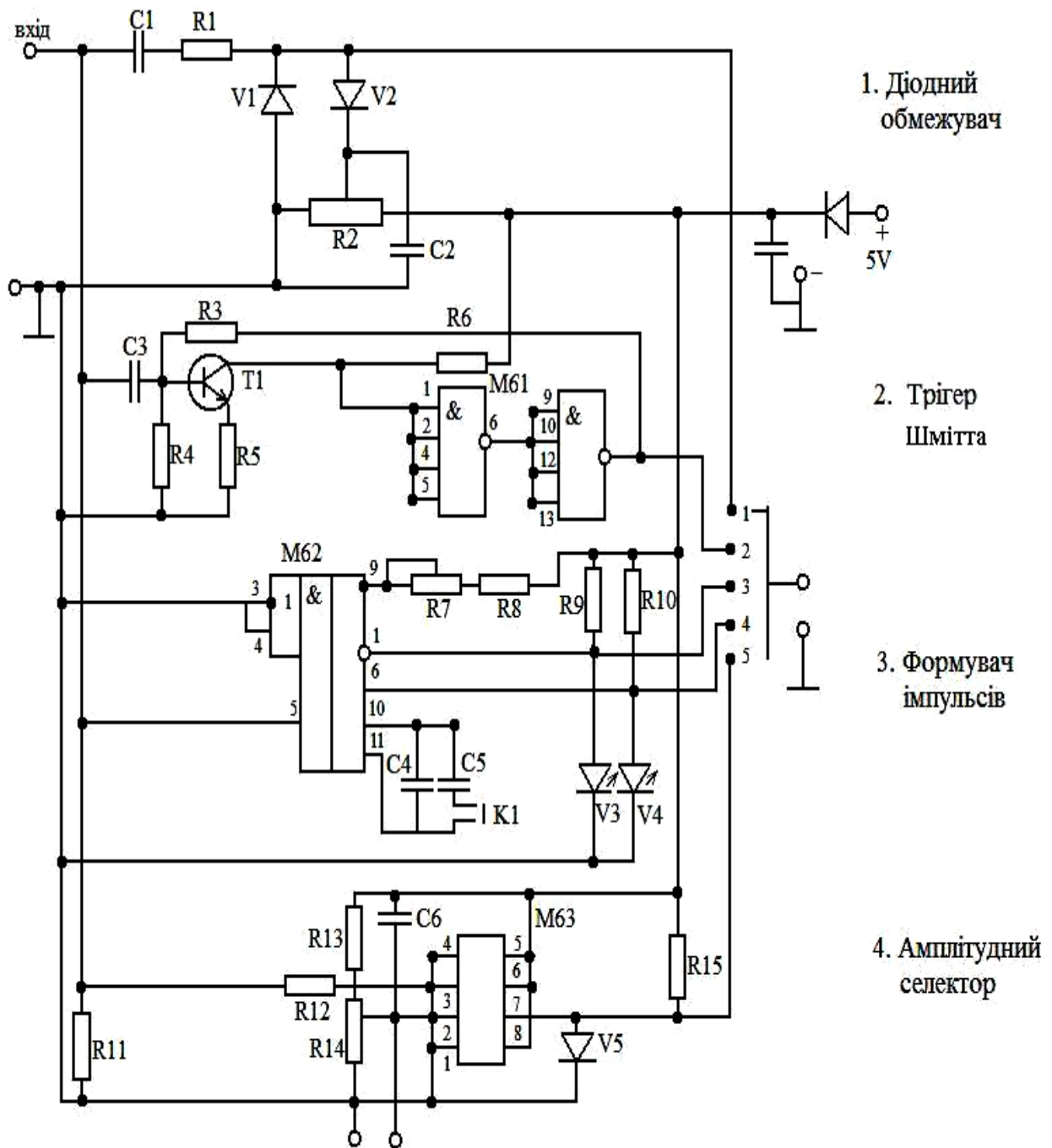
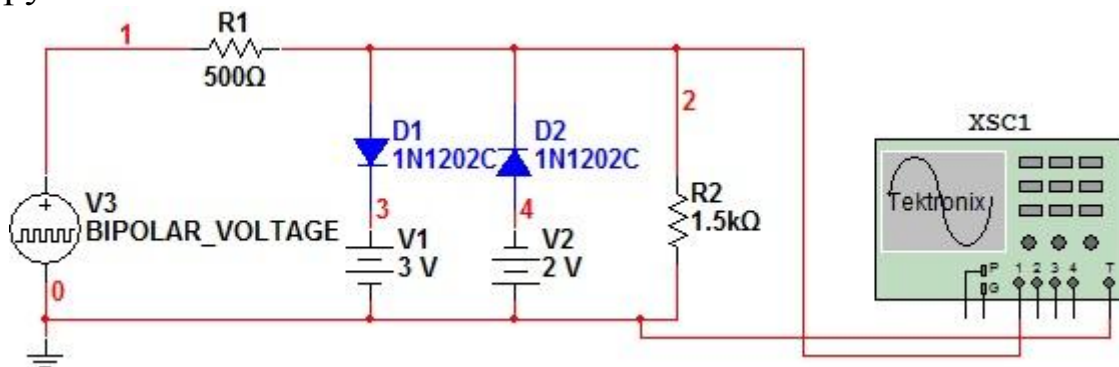


Рис.8.7. Схема лабораторного макету з формувачами імпульсів.

Примітка: осцилограф слід використовувати в режимі очікуючої розгортки з відкритим входом.

## 5. Приклад застосування чисельного моделювання дослідження роботи діодного обмежувача за допомогою програми Multisim

Подати на вхід схеми діодного обмежувача (рис.8.8) імпульсний сигнал додатної полярності від генератора імпульсів із частотою 1 - 10 кГц, тривалістю - 100 мкс і амплітудою  $\leq 5$  В; зарисувати осцилограми вихідних імпульсів при різних опорній напруги.



**Рис.8.8.** Принципова схема діодного обмежувача з фіксованими напругами обмеження.

Склаємо схему у відповідності з рисунком за допомогою програми Multisim.

1. Відкрити програму.
2. Створити новий файл для побудови схеми: File-New-Schematic Capture. Надати назву файлу і зберегти (save as) на комп'ютері.
3. Вибираємо компоненти програми на панелях, що знаходяться зверху над полем для побудови схеми, а також в правому куті інтерфейсу програми.



4. З'єднуємо елементи у відповідності до схеми рис. 1.
5. Задаємо значення елементів схеми шляхом кліку на кожен елемент схеми.
6. Після побудови схеми запускаємо вихідний сигнал генератора і дивимось, що на виході: Simulate-Analyses-Transient analyses-Output. Вибираємо значення імпульсів

напруг  $V(1)$ ,  $V(2)$  і запускаємо Simulate. З'являється вікно з вихідними імпульсами напруг-результат моделювання:  $V(1)$ -сигнал з генератора,  $V(2)$ -сигнал вихідний.

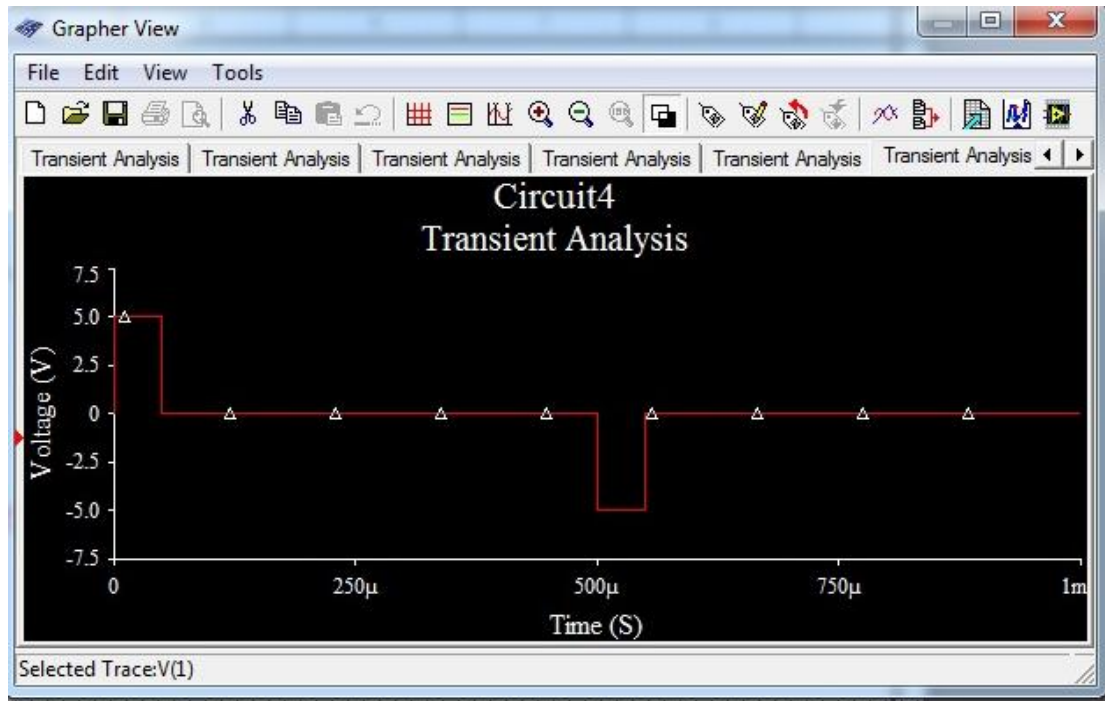


Рис. 8.9.  $V(1)$ -сигнал з генератора.

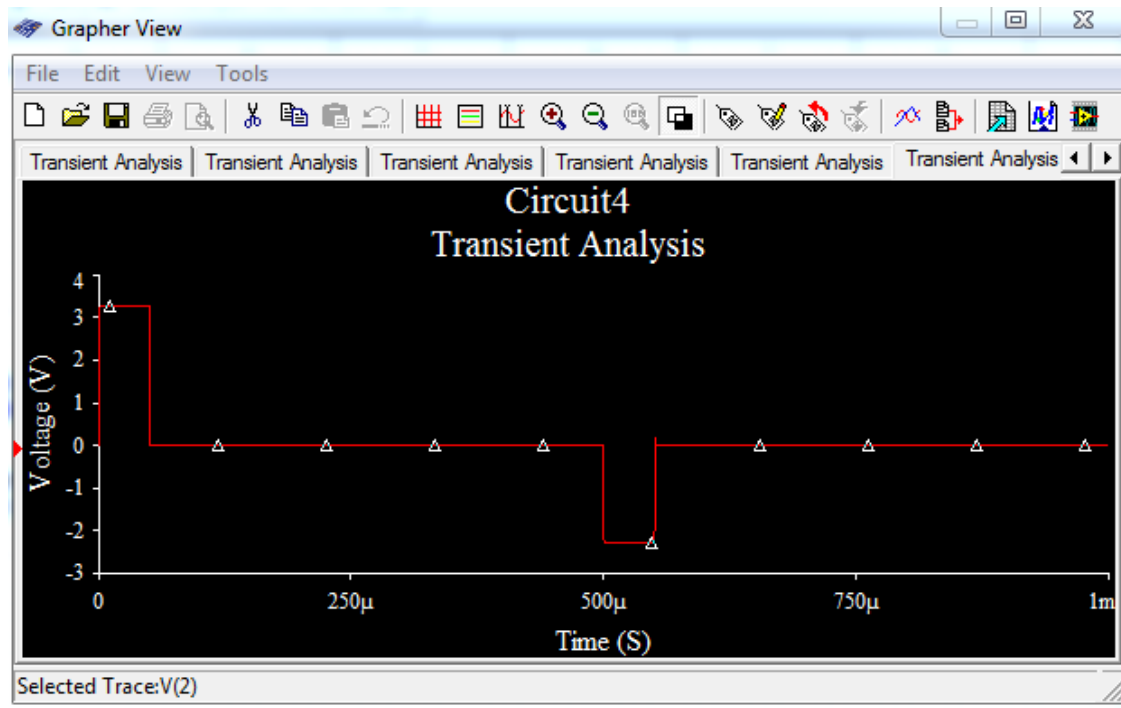


Рис. 8.10.  $V(2)$ -сигнал вихідний.

## Література

1. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. “Вища школа”. 2004. 423 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пашук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.
6. З.П.Важенина // Импульсные генераторы на транзисторах. Л. «Энергия». 1971. 128 с.



## **Лабораторна робота № 4. ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ**

### **1. Мета роботи**

Ознайомитися з методами генерування прямокутних імпульсів на дискретних (транзисторах) та логічних елементах, основними параметрами логічних елементів та схемою транзисторно-транзисторної логіки. Навчитися формувати низьковольтні електричні імпульси з допомогою транзисторів та логічних елементів.

### **2. Необхідні прилади і матеріали**

Генератор низьковольтних електричних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетами одновібратора на транзисторі, генератора ступінчастої напруги та генераторами імпульсів на логічних елементах “АБО-НІ”.

### **3. Опис лабораторних макетів та принципів роботи генераторів прямокутних імпульсів**

**3.1. Одновібратор на дискретних елементах.** Генератор імпульсів виготовлено на одноперехідному транзисторі  $T_1$  КТ117А (рис.8.4). Він працює наступним чином. В початковий момент часу транзистор  $T_1$  закритий, конденсатор  $C_1$  ( $C_2$ ) починає заряджатися через резистори  $R_3$  і  $R_4$ . На базі транзистора  $B_1$  додатна напруга в момент часу коли напруга на конденсаторі і, відповідно, на емітері транзистора досягає напруги пробую, транзистор відкривається і напруга на базі  $B_1$  зменшується. Конденсатор розряджається через коло  $E - B_2 - R_2$  і на виході генератора формується короткий імпульс від'ємної полярності. Ємність конденсаторів  $C_1$ ,  $C_2$  визначає частоту повторення імпульсів.

**3.2. Генератор ступінчастої напруги** складається з одновібратора на транзисторі  $T_2$  (КТ117А) і керуючого пристрою на транзисторі  $T_3$  (КТ342Б). На базу транзистора  $T_3$  подається

імпульсний сигнал з генератора 4. Конденсатор  $C_4$  заряджається імпульсами з колектора транзистора  $T_3$  через резистор  $R_7$  до моменту спрацювання одновібратора. При цьому, на конденсаторі  $C_4$  формується ступінчата напруга з частотою повторення, яка задається одновібратором. Частота сходинок задається генератором 4.

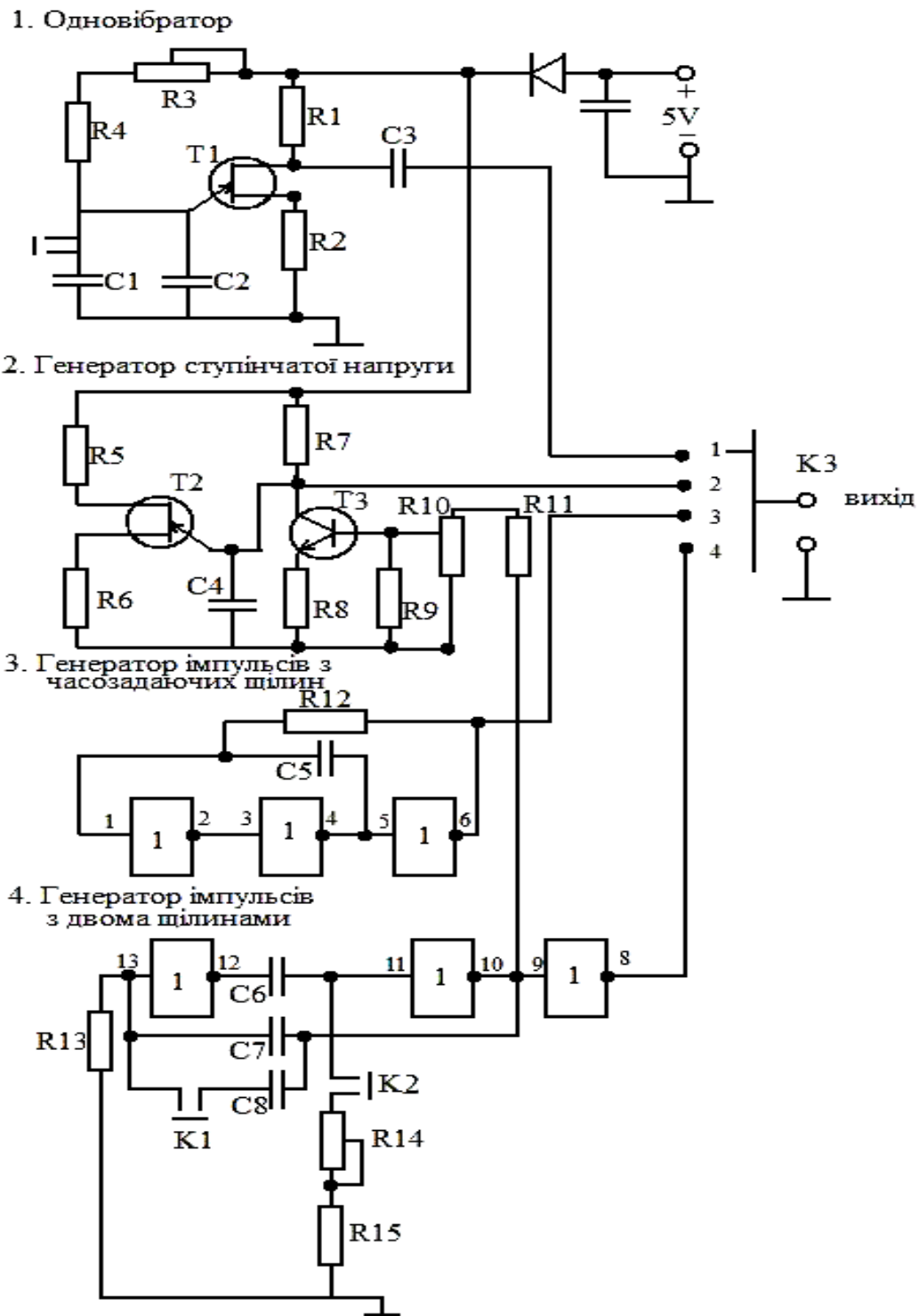
**3.3. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з однією ланкою, яка задає час.** Генератор (рис.8.4) працює наступним чином. В початковий момент на вході мікросхеми 1 є напруга нульового рівня тоді на виході 2 і вході 3 формується напруга рівня “1”. На входах 4 і 5 – “0”, на вході 6 – “1”. Конденсатор  $C_5$  починає заряджатися через резистор  $R_{12}$  і через деякий час на вході 1 формується стан “1”, а на виході 6 – “0” і конденсатор починає розряджатися. В подальшому цей процес повторюється і на виході схеми формуються симетричні прямокутні імпульси. Їх період визначається величиною ємності конденсатора  $C_5$  і резистора  $R_{12}$ .

**3.4. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з двома ланками, які задають час.** Генератор (рис.8.4) працює аналогічно попередньому. Тривалість імпульсів визначається ємністю конденсаторів  $C_6$  та  $C_7(C_8)$  і регулюється резисторами  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ . Шпаруватість імпульсів визначається величиною резистора  $R_{13}$ .

**Примітка:** Сигнали з виходу генераторів перемикаються з допомогою перемикача  $K_3$  і подаються на клему “вихід”. Осцилограф слід використовувати в режимі очікуючої розгортки з відкритим входом.

#### **4. Завдання та методика виконання роботи**

1. Засвоїти загальні відомості про генератори прямокутних імпульсів; ознайомитися з принципом дії одновібратора на транзисторах, основними параметрами логічних елементів, схемою транзисторно-транзисторної логіки, принципами роботи генераторів прямокутних імпульсів на логічних елементах “АБО-НІ” та “І-НІ”.

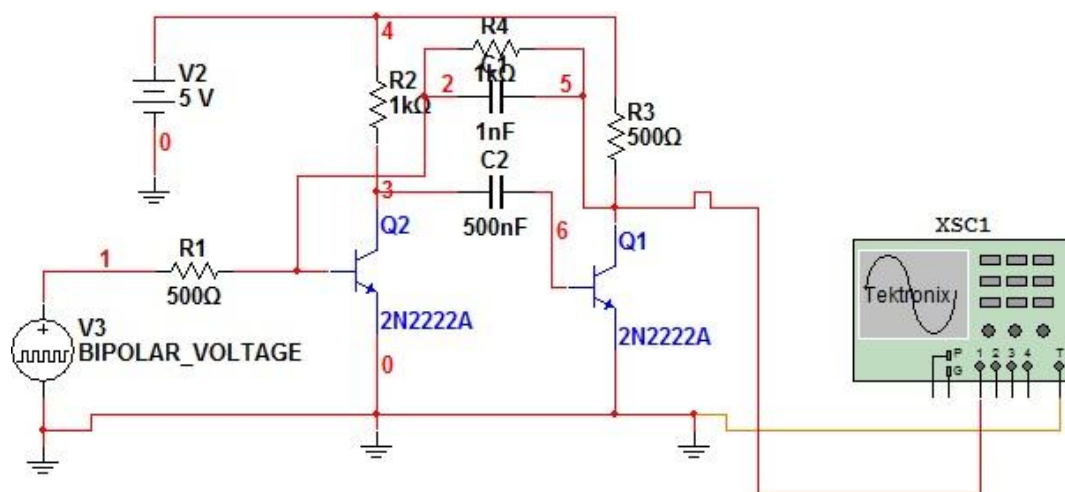


**Рис.8.11.** Схема лабораторного макета генераторів прямокутних імпульсів

2. Вивчити схему лабораторного макета до роботи (рис.8.4).
3. Дослідити роботу одновібратора на транзисторі; зарисувати і визначити параметри вихідних імпульсів.
4. Дослідити генератор імпульсів ступінчатої напруги і зарисувати вихідні імпульси при двох значеннях частоти.
5. Визначити параметри і зарисувати форму імпульсів генератора на основі однієї ланки логічних елементів “НІ”, які визначають тривалість вихідного імпульсу.
6. Виміряти параметри генератора прямокутних імпульсів на основі логічних елементів “НІ” з двома ланками, які задають тривалість вихідних імпульсів; зарисувати форму вихідних імпульсів.
7. Зробити висновки з одержаних результатів.

### **5. Приклад застосування чисельного моделювання дослідження роботи одновібратора на транзисторі за допомогою програми Multisim**

Дослідити роботу одновібратора на транзисторах (рис.8.12), зарисувати і визначити параметри вихідних імпульсів.



**Рис.8.12.** Принципова схема одновібратора.

Склаємо схему у відповідності з рисунком за допомогою програми Multisim.

1. Відкрити програму.

2. Створити новий файл для побудови схеми: File-New-Schematic Capture. Надати назву файлу і зберегти (save as) на комп'ютері.

3. Вибираємо компоненти програми на панелях, що знаходяться зверху над полем для побудови схеми, а також в правому куті інтерфейсу програми.



4. З'єднуємо елементи у відповідності до схеми рис. 1.

5. Задаємо значення елементів схеми шляхом кліку на кожен елемент схеми.

6. Після побудови схеми запускаємо вихідний сигнал генератора і дивимось, що на виході: Simulate-Analyses-Transient analyses-Output. Вибираємо значення імпульсів напруг V(1), V(5) і запускаємо Simulate. З'являється вікно з вихідними імпульсами напруг-результат моделювання: V(1)-сигнал з генератора, V(5)-сигнал вихідний.

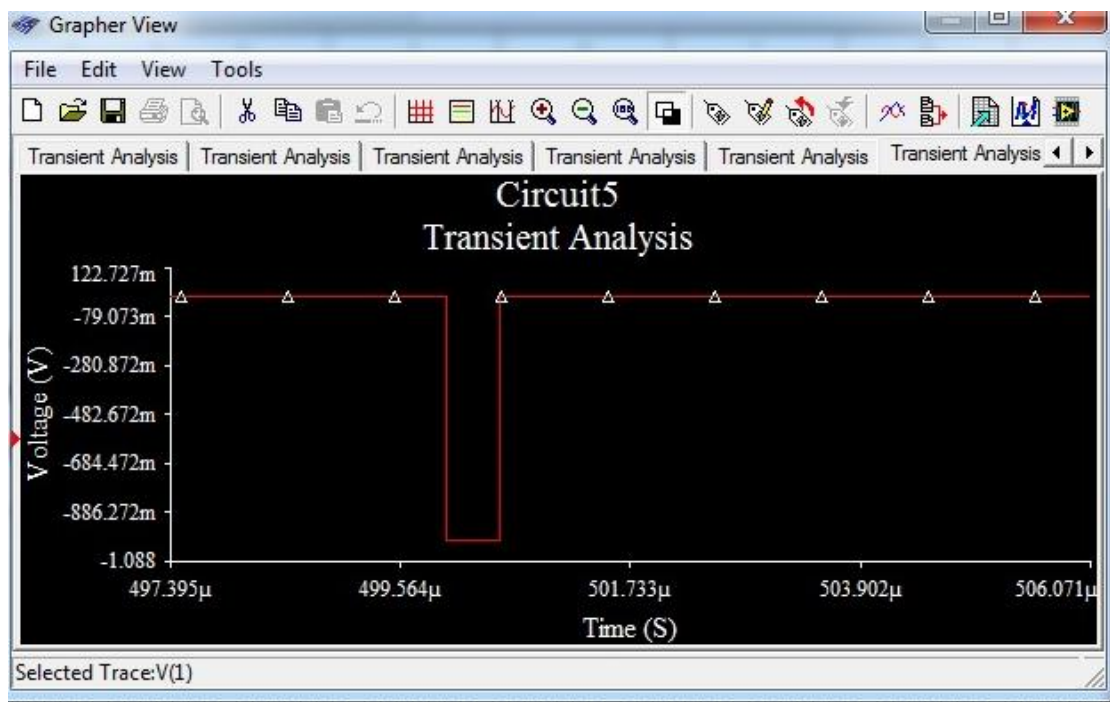
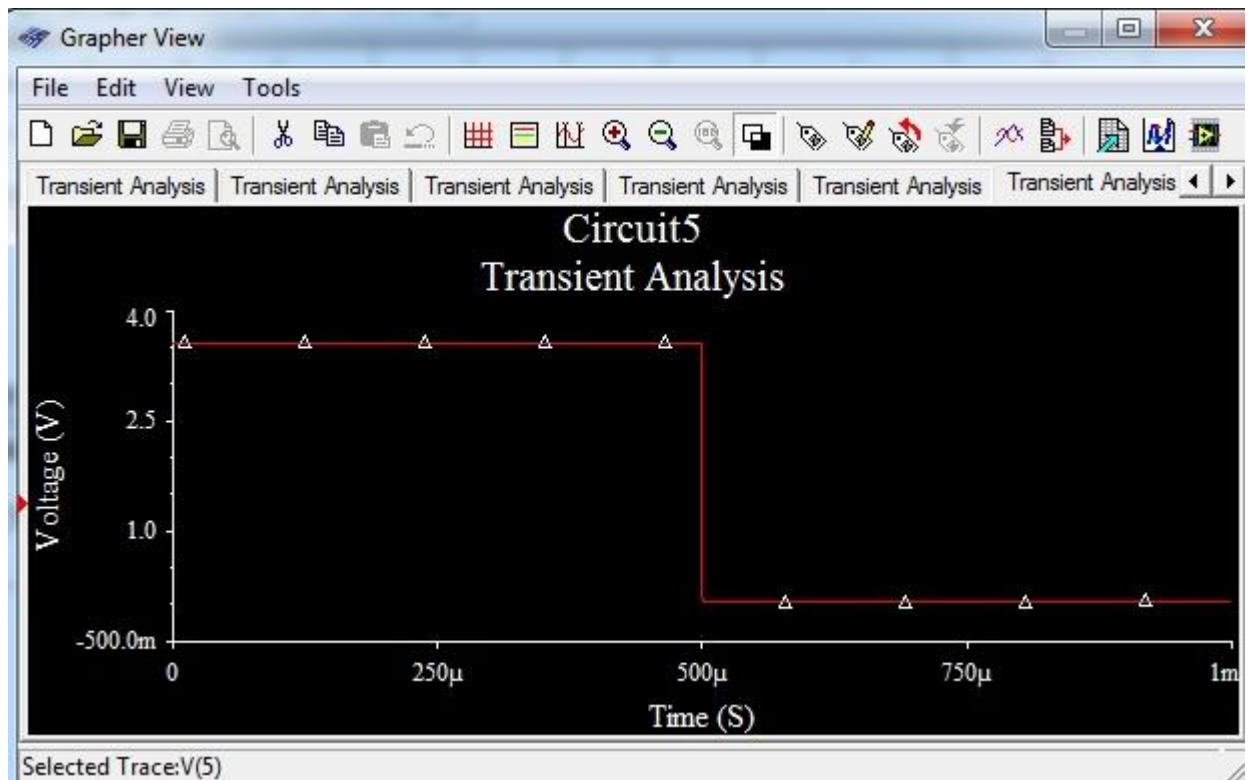


Рис. 8.13. V(1)-сигнал з генератора.



**Рис. 8.14.** V(5)-сигнал вихідний.

### Література

1. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
2. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 395 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. “Вища школа”. 2004. 423 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. В.Н.Яковлев // Микроэлектронные генераторы импульсов. К. «Техніка». 1982. 208 с.
6. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

## 9. МОДЕЛЮВАННЯ ІМПУЛЬСНИХ ТА ЦИФРОВИХ ПРИБОРІВ В СЕРЕДОВИЩІ MULTISIM

В процесі розробки сучасних електричних та електронних пристроїв поряд з теоретичними і експериментальними дослідженнями застосовується схемотехне моделювання.

*Multisim* - це унікальна можливість для інтерактивного створення принципів електричних схем і моделювання їх режимів роботи. Multisim абстрагується від складного синтаксису SPICE1-моделювання, по-цьому розробнику не потрібні глибокі знання SPICE для швидкого проектування, моделювання та аналізу електронних схем.

У Multisim 10.0 реалізована велика кількість функцій для професійного проектування, орієнтованих на найсучасніші засоби моделювання, а також поліпшена компонентна база даних, яка включає в себе більше 1200 нових елементів і понад 500 нових SPICE-моделей від провідних виробників, таких, як Analog Devices, Linear Technology і Texas Instruments, а також понад 100 нових моделей імпульсних джерел живлення

Пакет Multisim займає гідне місце серед сучасних про-грамних пакетів, таких, як Micro-Cap, OrCAD, Microwave Office і ін. Цей інструмент дозволяє, з одного боку, зробити дуже наочним вивчення дисципліни, а з іншого боку, підготуватися до роботи в реальній лабораторії, вивчивши методику планування і проведення експериментів.

### 9.1. Інтерфейс програми

Multisim є програмою з багатовіконний графічним інтерфейсом, що дозволяє будувати і редагувати схеми, моделі і зображення компонентів, а також представляти результати розрахунків в зручному графічному вигляді. Інтерфейс програми показаний на рис.9.1 і складається з наступних елементів:

- 1 - *рядок меню* (головне меню) дозволяє вибирати команди для всіх функцій;
- 2 - *панель розробки* дозволяє керувати різними елементами схеми;

- 3 - панель інструментів складається з кнопок для швидкого доступу до команд та елементів меню;
- 4 - вікно редагування (робоча область);
- 5 - приладова панель складається з набору кнопок доступу до моделей контрольно-вимірювальних приладів.

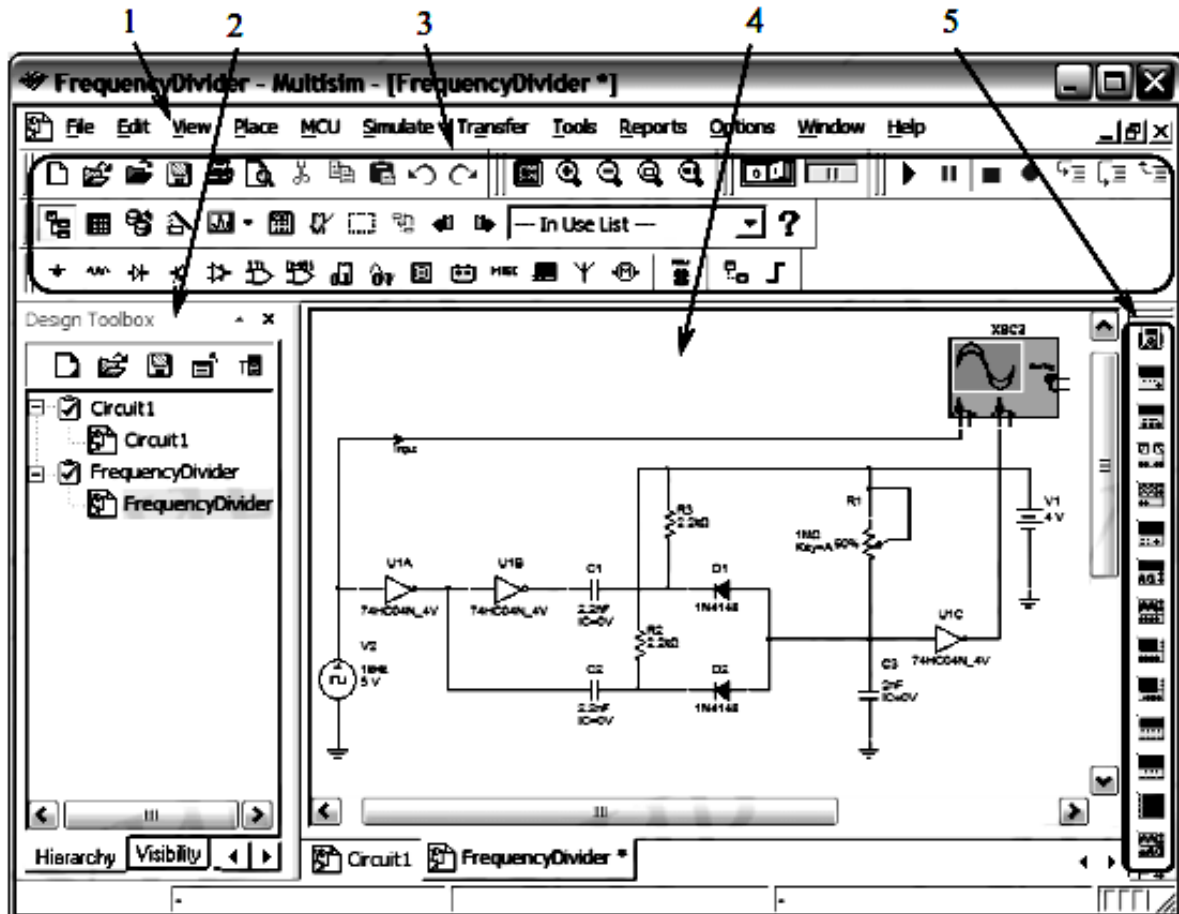


Рис.9.1. Інтерфейс програми Multisim.

Головне меню знаходиться безпосередньо під рядком заголовка. Вибір елемента головного меню призводить до виклику іншого меню (підменю), що з'являється під головним. Розглянемо елементи меню.

### 9.1.1. Меню File

Меню File складається з наступних елементів:

**New / Schematic Capture** (Ctrl + N) - створити новий файл;



**Open** (Ctrl+O) - відкрити файл для редагування і аналізу;  
**Open Samples** - відкрити папку з прикладами;  
**Close** - закрити поточне вікно;  
**Close All** - закрити всі відкриті вікна;  
**Save** (Ctrl + S) - зберегти поточну схему в файл, розширення .ms10 додається до назви файлу автоматично;  
**Save As** - зберегти поточну схему в файл з новою назвою за вказаним шляхом;  
**Save All** - зберегти всі відкриті файли;  
**New Project** - створити новий проект;  
**Open Project** - відкрити проект;  
**Save Project** - зберегти проект;  
**Close Project** - закрити відкритий проект;  
**Version Control** - створити резервну копію або відновити проект;  
**Print** (Ctrl + P) - відкрити стандартне діалогове вікно виведення на друк;  
**Print Preview** - попередній перегляд схеми під час друку  
**Print Options / Print Circuit Setup** - налаштування виводу на друк для поточної схеми;  
**Print Options / Print Instruments** - вивести на друк лицьову панель обраного віртуального приладу;  
**Recent Designs** - показати список з восьми останніх електронних схем, які відкривались чи зберігались;  
**Recent Projects** - показати список з восьми останніх проектів, які відкривались чи зберігались;  
**Exit** (Alt + F4) - вийти з програми.

### 9.1.2. Меню Edit

У меню **Edit** містяться такі команди:

**Undo** (Ctrl + Z) - скасувати останню команду редагування (відкат назад);  
**Redo** (Ctrl + Y) - повторити останню скасовану команду (відкат вперед);  
**Cut** (Ctrl + X) - перемістити виділений об'єкт в буфер обміну;  
**Copy** (Ctrl + C) - копіювати виділений об'єкт в буфер обміну;  
**Paste** (Ctrl + V) - вставити вміст буфера обміну в місце розподання курсору миші;

**Delete** (Delete) - видалити виділену ділянку схеми;  
**Select All** (Ctrl + A) - виділити всі елементи в поточному вікні;  
**Delete Multi-Page** - видалити багатосторінковий файл;  
**Paste as Subcircuit** - вставити виділену частину схеми у вигляді окремого блоку (підсхеми);  
**Find** (Ctrl + F) - відкрити діалогове вікно пошуку;  
**Graphic Annotation** містить команди, що дозволяють змінювати конструювання графічних елементів, додавання елементів графіки здійснюється за допомогою меню **Place / Graphics**;  
**Order** - перемістити графічні елементи на задній / передній план;  
**Assign to Layer** - перемістити вибраний елемент на інший шар;  
**Layer Settings** - відкрити діалогове вікно **Visibility**, доступне з меню **Options / Sheet Properties**;  
**Title Block Position** - змінити позицію блоку заголовка, блок заголовка містить таку інформацію, як назва проекту, ім'я автора, ім'я редактора, дата останнього зміни, кількість сторінок і т.д.;  
**Orientation** - змінити орієнтацію виділених елементів схеми;  
**Symbol / Title Block** - змінити вміст блоку заголовка;  
**Font** - змінити налаштування фону;  
**Comment** - редагувати контекст елемента **comment** (коментар);  
**Questions** - викликати редактор **Edit Form** для створення тестових форм;  
**Properties** (Ctrl + M) - показати властивості виділеного елемента.

### 9.1.3. Меню View

У меню **View** містяться такі команди:

**Full Screen** - розгорнути вікно редагування на весь екран;  
**Parent Sheet** - показати батьківське вікно для поточної підсхеми;  
**Zoom In** (F8) - збільшити масштаб схеми в процентному співвідношенні;  
**Zoom Out** (F9) - зменшити масштаб схеми в процентному співвідношенні;  
**Zoom Area** (F10) - відобразити виділений за допомогою курсору миші ділянку схеми на всю область робочого вікна;  
**Zoom Fit to Page** (F7) - показати весь робочий простір схеми;  
**Zoom to magnification** (F11) - вибрати масштаб відображення робочої області;

**Zoom Selection (F12)** - відобразити виділену частину схеми на всю робочу область;

**Show Grid** - показати / приховати сітку розмітки;

**Show Border** - показати / приховати рамку;

**Show Page Bounds** - показати / приховати межі листа;

**Ruler Bars** - показати / приховати масштабну лінійку зліва і зверху робочої області;

**Status Bar** - показати / приховати рядок стану;

**Design Toolbox** - показати / приховати панель розробки, панель містить такі закладки:

- *Visibility* (Видимість) - показати / приховати шари схеми робочої області;
- *Hierarchy* (Ієрархія) - показати відкритий проект у вигляді ієрархії файлів;
- *Project* (Проект) - показати інформацію про відкрите проект;

**Spreadsheet View** - показати / приховати панель Spreadsheet View, панель відображається у вигляді таблиці для швидкого перегляду і редагування раз- особистих параметрів компонентів схеми;

**Circuit Description Box (Ctrl + D)** - показати / приховати тестову форму;

**Toolbars** - додати / видалити кнопки на панелі інструментів для швидкого доступу до команд і елементам меню;

**Show Comment / Probe** - показати / приховати коментарі;

**Grapher** - показати / приховати результати моделювання в графічному або символічному вигляді.

#### 9.1.4. Меню Place

**Меню Place** складається з команд розташування елементів у вікні редагування схеми:

**Component (Ctrl + W)** - відкрити вікно доступу до баз даних компонентів Master Database, Corporate Database і User Database;

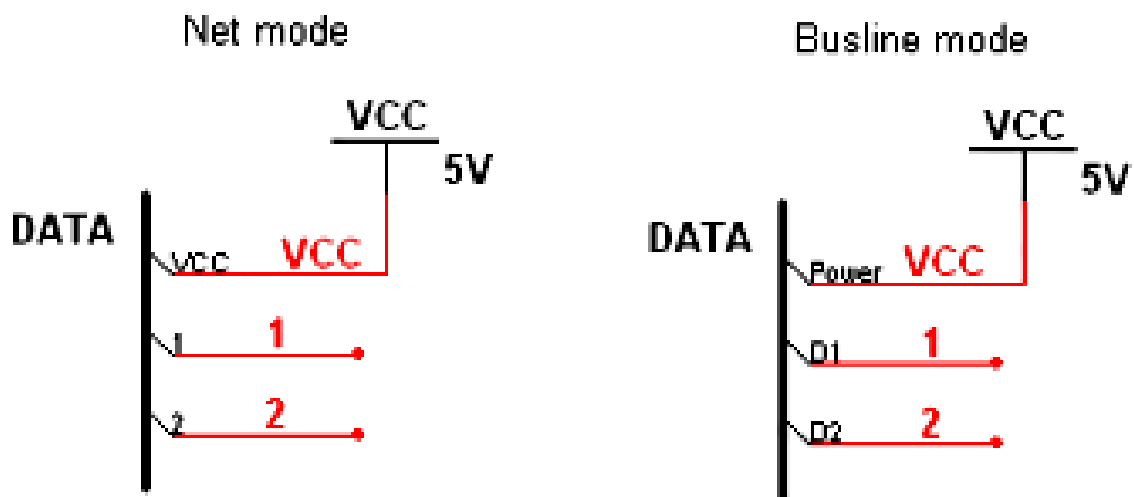
**Junction (Ctrl + J)** - додати елемент «вузол» у вікно редагування схеми;

**Wire (Ctrl + Q)** - додати елемент «провідник» (сполучна лінія), за допомогою даного елемента проводиться сполучення елементів і вузлів схеми;

**Bus** (Ctrl + U) - додати елемент «шина», шини дозволяють замінити велику кількість провідників і можуть використовуватися в межах робочої сторінки, між сторінками, і у вкладених схемах (підсхеми і вкладені блоки); шина може функціонувати в двох режимах (рис. 9.2): мережевому (net mode) і інформаційному (busline mode);

У мережевому режимі шина – це набір з'єднань. При кожному новому підключенні до шини з'єднання здійснюється з вже наявним висновком шини або формується новий висновок, який відповідає назві провідника.

В інформаційному режимі можна заздалегідь визначити номер і назву для кожної лінії шини.



**Рис.9.2.** Режими функціонування шини.

**Connectors** - додати елемент «з'єднувач» (перехідник), в програмі використовуються чотири види з'єднувачів:

*HB / SC Connector* (Ctrl + I) призначений для з'єднання елементів схеми і підсхеми (рис. 9.3);

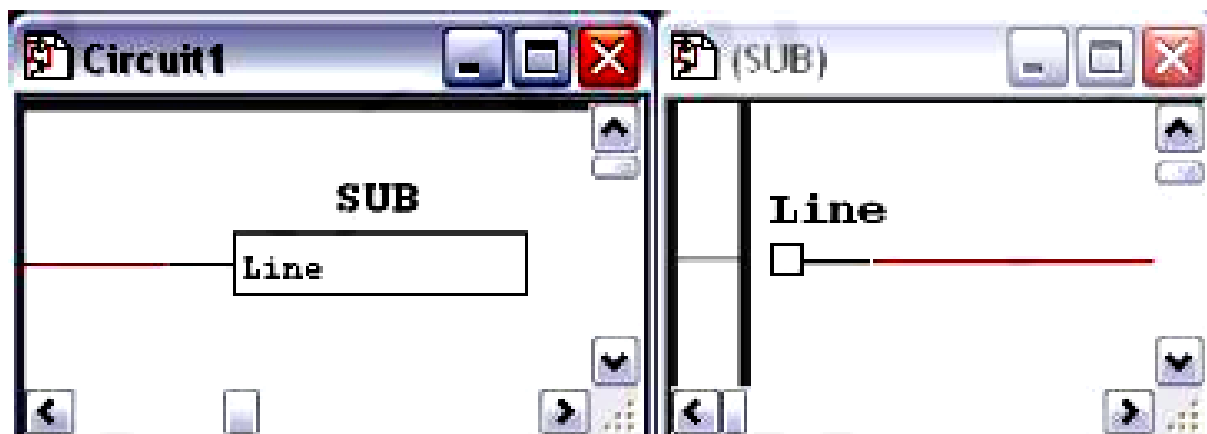


Рис.9.3. Використання елемента HB / SC Connector.

*Bus HB / SC Connector* призначений для з'єднання елементів схеми і підсхеми за допомогою шини (рис.9.4);

*Off-Page Connector* призначений для міжсторінкових з'єднання елементів схеми;

*Bus Off-Page Connector* призначений для міжсторінкових з'єднання елементів схеми з використанням шини;

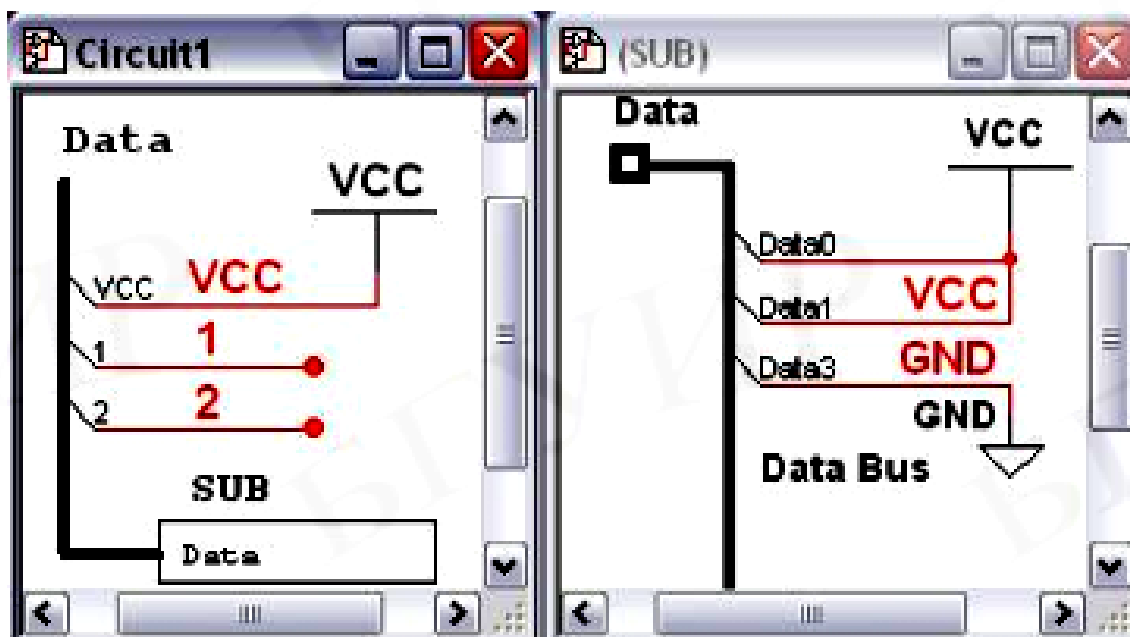


Рис. 9.4. Використання елемента Bus HB / SC Connector.

**New Hierarchical Block** - створити схему, яка відображається в родинному вікні у вигляді прямокутного блоку з висновками; створена схема не має елементів і знаходиться на один рівень нижче в ієрархічній структурі (рис. 9.5);

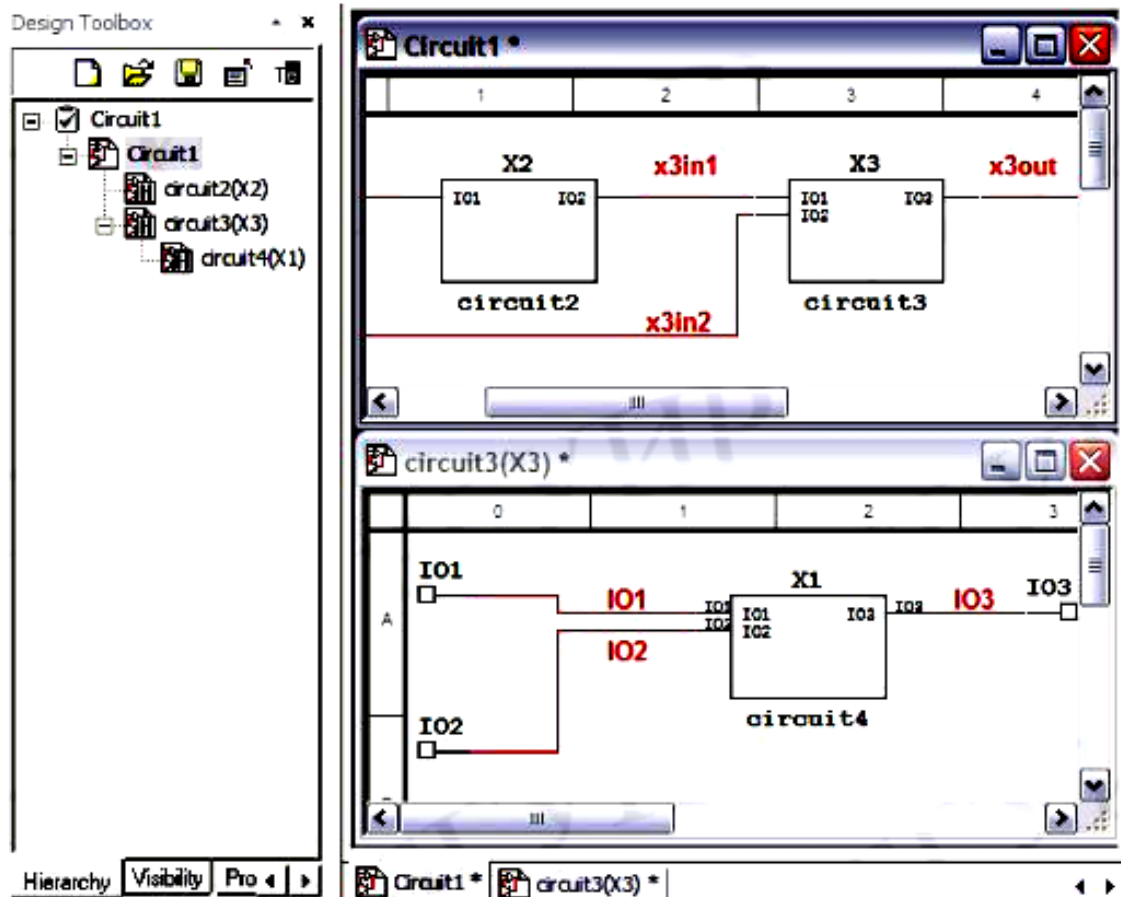


Рис. 9.5. Кілька рівнів вкладеності схем.

**Replace by Hierarchical Block** (Ctrl + Shift + H) - замінити виділену частину схеми вкладеним блоком;

**Hierarchical Block from File** (Ctrl + H) - додати вкладений блок в схему з файлу;

**New Subcircuit** (Ctrl + B) - створити нову підсхему;

**Replace by Subcircuit** (Ctrl + Shift + B) - замінити виділену частину схеми підсхемою;

**Multi-Page** - створити нову сторінку одного рівня з поточної;

**Merge Bus** - об'єднати кілька шин в одну;

**Bus Vector Connect** - встановити з'єднання між компонентами схеми за допомогою шини;  
**Comment** - додати коментар;  
**Text** (Ctrl + T) - додати текстовий напис;  
**Graphics** - додати графічний елемент;  
**Title Block** - додати блок заголовка.

### 9.1.5. Меню MCU

У програмі Multisim є можливість підключення модуля імітації роботи сучасних мікроконтролерів, що комбінує в собі центральні процесор, пам'ять даних, програмне забезпечення та периферійні пристрої на єдиному фізичному кристалі. В меню MCU знаходяться команди для забезпечення написання і налагодження програми з урахуванням особливостей розроблювального пристрою. Більш детальна інформація по даному модулю і елементам меню міститься в праці [14].

### 9.1.6. Меню Simulate

В даному меню містяться наступні команди:

**Run** (F5) - запустити / відновити моделювання;

**Pause** (F6) - призупинити процес моделювання з можливістю продовження моделювання з моменту припинення;

**Stop** - зупинити процес моделювання;

**Instruments** - додати віртуальний контрольно-вимірювальний прилад;

**Interactive Simulation Settings** дозволяє встановлювати настройки за замовчуванням для приладів, які засновані на аналізі перехідних процесів (таких як осцилограф, спектроаналізатор і логічний аналізатор);

**Digital Simulation Settings** дозволяє вибирати між оптимізацією за точністю і за швидкістю моделювання при наявності цифрових компонентів у схемі;

**Analyses** містить команди налаштування параметрів і виконання аналізу схеми;

**Postprocessor** - відкрити діалогове вікно Postprocessor, яке дозволяє об'єднати кілька досліджень і відобразити результати

моделювання в графічному вигляді; для використання **Postprocessor** необхідно провести мінімум одне дослідження;

**Simulation Error Log / Audit Trail** - показати / приховати журнал реєстрації подій;

**XSpice Command Line Interface** - відкрити вікно введення Xspice-команд, таких, як SOURCE, PLOT, SAVE, TAN та ін.;

**Load Simulation Settings** - завантажити раніше збережені налаштування параметрів моделювання;

**Save Simulation Settings** - зберегти настройки параметрів моделювання;

**VHDL Simulation** - запустити модуль імітації VHDL1;

**Dynamic Probe Properties** - відобразити діалогове вікно **Probe Properties**, призначене для зміни налаштувань інструменту **Measurement Probe** (вимірювальний пробник);

**Reverse Probe Direction** - змінити напрямок виділеного вимірювального пробника;

**Clear Instrument Data** - очистити дані моделювання вимірювальних приладів, таких як осцилограф;

**Auto Fault Option** - додати помилки в моделі компонентів схеми;

**Use Tolerances** - включити / вимкнути встановлені допустимі відхилення для компонентів схеми.

### 9.1.7. Transfer Menu

В меню **Transfer** знаходяться команди імпорту / експорту даних в формати файлів інших програм. Більш детальна інформація за елементами меню міститься в [14].

### 9.1.8. Tools Menu

У меню **Tools** знаходяться наступні команди:

**Component Wizard** - викликати майстра створення компонентів;

**Database / Database Manager** - дозволяє додати групу компонентів, редагувати, копіювати і видаляти компоненти;

**Database / Save Component to DB** - зберегти виділений компонент в базі даних;



**Database / Convert Database** - конвертувати компоненти з корпоративної бази даних або з бази даних користувача в базу даних пакета Multisim;

**Database / Merge Database** - викликати діалогове вікно **Merge Database**, яке служить для об'єднання вмісту призначених для користувача і інших баз даних;

**Circuit Wizards / 555 Timer Wizard** - дозволяє створювати автоколивальний або чекаючий мультивибратор на таймері 555;

**Circuit Wizards / Filter Wizard** - дозволяє створювати різні типи фільтрів з необхідними характеристиками;

**Circuit Wizards / Opamp Wizard** - дозволяє створювати різні схеми на операційному підсилювачі;

**Circuit Wizards / CE BJT Amplifier Wizard** - дозволяє створювати схему підсилювача на біполярному транзисторі з загальним емітером і з необхідними характеристиками;

**Variant Manager** - відкрити діалогове вікно **Variant Manager** для створення декількох варіантів схем;

**Set Active Variant** - вибрати варіант схеми і зробити його поточним;

**Rename / Renumber Components** - змінити нумерацію компонентів схеми, які відображаються на екрані;

**Replace Components** - замінити виділений компонент схеми;

**Update Circuit Components** - оновити компоненти схеми, створеної в попередніх версіях Multisim;

**Electrical Rules Check** - перевірити наявність і коректність з'єднувальних елементів схеми;

**Toggle NC Marker** - встановити мітку «немає з'єднання» (маркер помилки) для висновків компонентів схеми;

**Clear ERC Markers** - видалити маркери помилок;

**Symbol Editor** - викликати редактор умовно-графічного відображення для користувача елементів;

**Title Block Editor** - викликати редактор блоку заголовка;

**Description Box Editor** - запустити редактор поля **Circuit Description Box**, призначеного для опису проекту;

**Edit Labels** - додати / видалити мітку в поле **Circuit Description Box**; **Capture Screen Area** - копіювати частину екрану в буфер обміну.

### 9.1.9. Reports Menu

Меню **Reports** містить наступні команди:

**Bill of Materials** - вивести перелік елементів схеми;

**Component Detail Report** - показати діалогове вікно опису компонентів, доступних в базі даних Multisim;

**Netlist Report** - вивести інформацію про провідниках схеми;

**Cross Reference Report** - вивести список елементів поточної схеми;

**Schematic Statistics** - вивести статистичну інформацію про схему (кількість елементів, кількість з'єднувачів і т.д.);

**Spare Gates Report** - вивести список незадіяних секцій інтегральних елементів.

### 9.1.10. Options Menu

Меню **Options** складається з наступних пунктів:

**Global Preferences** - виконати загальні налаштування програми;

**Sheet Properties** - відкрити діалогове вікно для зміни колірної гами схеми і її об'єктів, типу і атрибутів шрифтів і інших параметрів, значення яких зберігаються в файлі схеми;

**Customize User Interface** - настройка користувацького інтерфейсу програми.

### 9.1.11. Menu Window

У меню **Window** містяться команди організації віконного інтерфейсу програми:

**New Window** - створити копію відкритого поточного вікна;

**Close** - закрити поточне вікно;

**Close All** - закрити всі вікна;

**Cascade** - розташування відкритих вікон каскадом;

**Tile Horizontal** - послідовне розташування відкритих вікон по горизонталі;

**Tile Vertical** - послідовне розташування відкритих вікон по верцюкали;

**Windows ...** - закрити / зробити вікно поточним.

### 9.1.12. Help Menu

Меню **Help** містить команди виклику файлу допомоги з деталізацією можливостей програми, докладного опису сімейств компонентів, а також інформацію про останню версію програми Multisim.

## 9.2. Панель інструментів

Панель інструментів є елементом графічного інтерфейсу програми, що об'єднує різні кнопки для швидкого доступу до команд меню. За замовчуванням відображаються групи кнопок наступного призначення:

- *Standart* - стандартна панель, що включає кнопки швидкого доступу до меню File, такі, як New, Open, Save і т.д. ;
- *Main* - головна панель, що включає такі кнопки, як вибір режиму аналізу, створення призначеного для користувача компонента, запуску Postprocessor і ін. ;
- *View* - панель масштабування, що включає найбільш часто використовувані кнопки для швидкого доступу до команд меню View;
- *Simulation* - панель моделювання, що включає кнопки управління процесом моделювання Run, Stop і т.д. ;
- *Simulation Switch* - включає кнопки запуску / завершення і припинення моделювання;
- *Components* - включає кнопки доступу до окремих груп компонентів бази даних Multisim (рис.9.6).

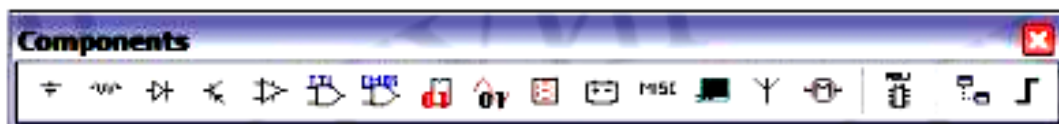


Рис.9.6. Панель доступу до компонентів програми.

Програма Multisim дозволяє розширювати панель інструментів, додавши кнопки або групи кнопок для швидкого доступу до будь-яких команд меню.

### 9.3. Віртуальні прилади Multisim

Віртуальні прилади Multisim - це програмні моделі контрольно-вимірювальних приладів. Додавання віртуального приладу в схему здійснюється за допомогою курсору миші і приладової панелі (рис. 9.7.) або меню Place.



Рис.9.7. Панель приладів.

Розглянемо деякі моделі контрольно-вимірювальних приладів.

#### 9.3.1. Логічний перетворювач (Logic Converter)

Логічний перетворювач призначений для виконання функціональних перетворень в схемі. Зовнішній вигляд логічного перетворювача показаний на рис. 9.8.

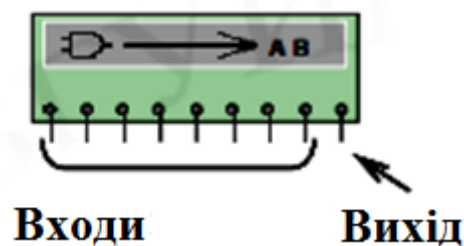


Рис. 9.8. Зовнішній вигляд логічного перетворювача.

Логічний перетворювач має вісім входів (А, В, ..., Н) і один вихід (Out), екран для відображення таблиці істинності схеми, що досліджується, рядок для відображення її логічного виразу, панель вибору перетворення (Conversions). Лицьова панель приладу показана на рис.9.9.

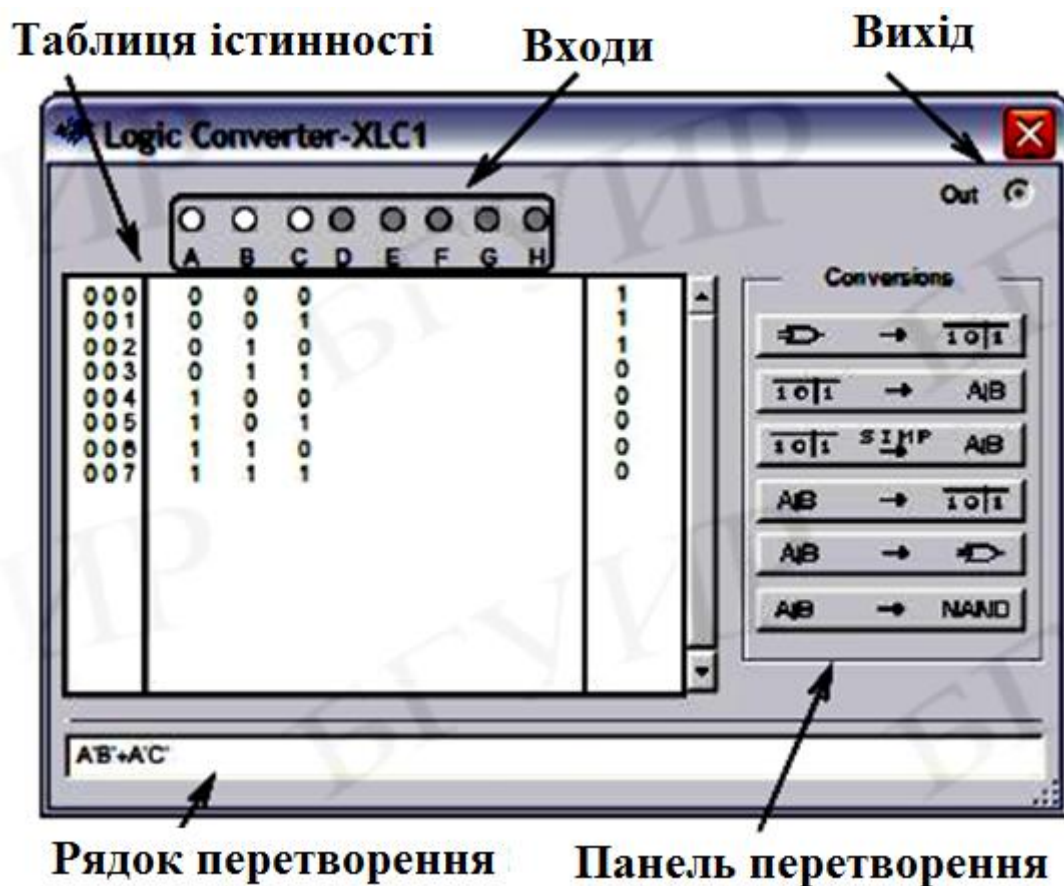


Рис. 9.9. Лицьова панель логічного перетворювача.

За допомогою перетворювача можна здійснювати наступні операції.

*Отримання таблиці істинності схеми.* Для отримання таблиці істинності необхідно підключити входи логічного перетворювача до входів належної схеми, вихід логічного перетворювача з'єднати з виходом схеми, запустити перетворення натисканням кнопки (рис. 9.10).

*Отримання логічного виразу по таблиці істинності.* Для цього необхідно задати кількість аргументів і для кожного набору задати значення функції алгебри логіки. Задання кількості аргументів здійснюється за допомогою екранних кнопок над буквами на лицьовій панелі приладу. Отримати логічний вираз

МОЖЛИВО натисканням кнопки або логічний вираз в диз'юнктивній нормальній формі натисканням кнопки.

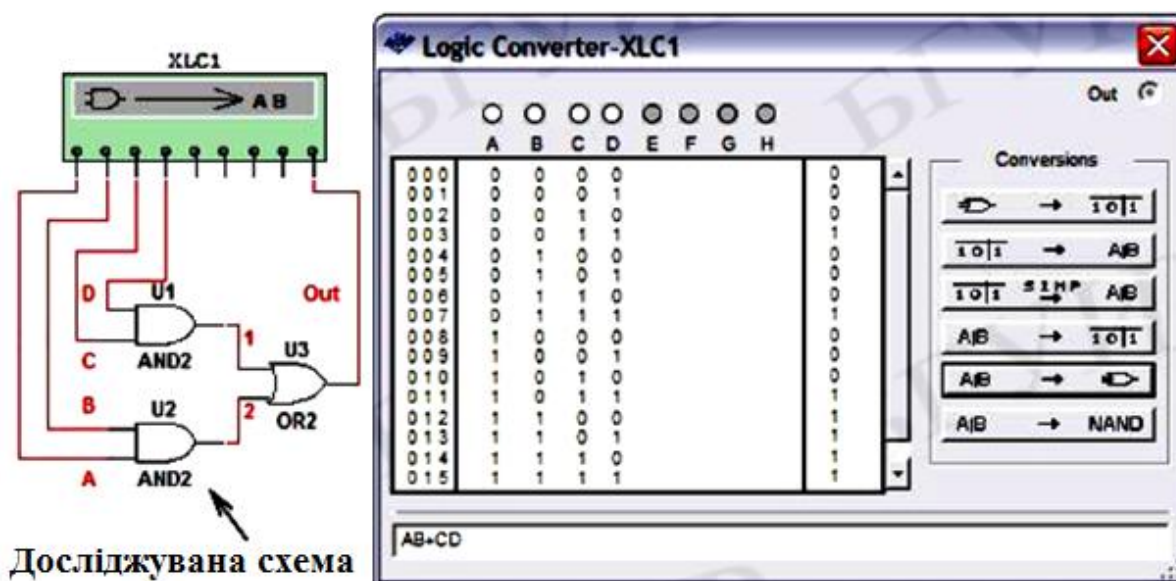


Рис.9.10. Отримання таблиці істинності схеми.

Отримання таблиці істинності по логічному виразу. Для цього необхідно в рядок перетворення ввести логічний вираз. Натиснути кнопку. При введенні виразу інверсія позначається апострофом «'», Роз'єднання - знаком «+», логічне множення не позначається.

Синтез логічного пристрою по логічного виразу. Для одержання схеми, що реалізує функцію, задану логічним виразом, необхідно ввести вираз в рядку перетворення і натиснути кнопку . Для побудови схеми в базисі Шеффера (I-NE) натиснути кнопку

### 9.3.2. Осцилограф (Oscilloscope)

Осцилограф дозволяє проводити аналіз сигналів у часовій області. Зовнішній вигляд і лицьова панель осцилографа показані на рис.9.11.

Модель має два канали А і В з роздільним регулюванням чутливості в діапазоні від  $10^{-15}$  В / до  $10^{15}$  В / поділ, регулюванням зміщення по горизонталі і по вертикалі. Кожен канал, крім сигнального входу, має контакт заземлення. Якщо не використовувати контакт заземлення, осцилограф все одно буде

заземлений, тому що він в програмі Multisim заземлюється автоматично.

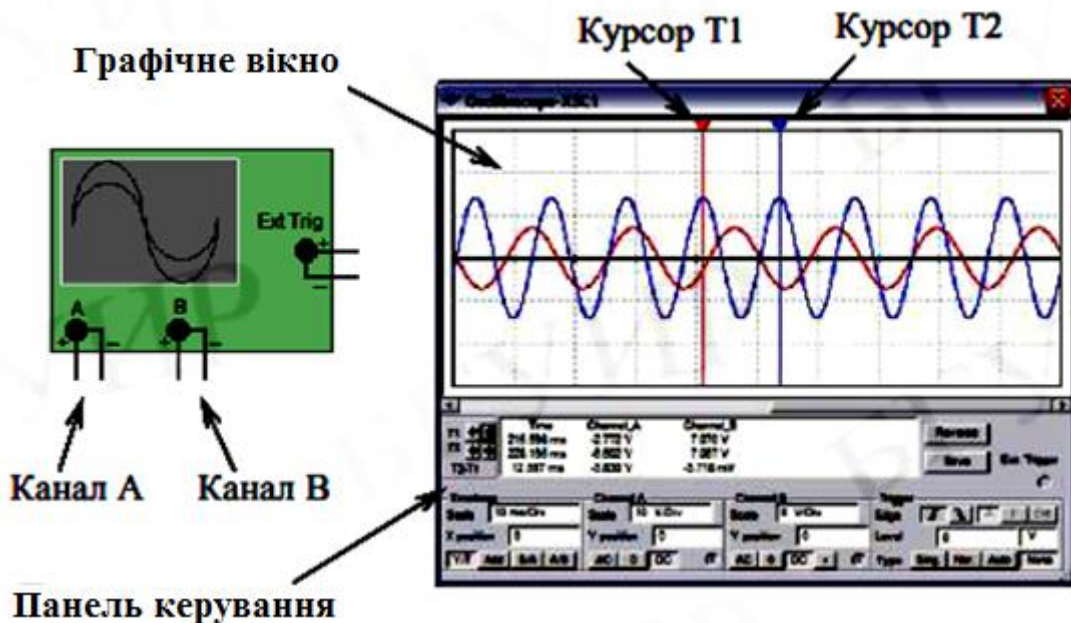


Рис. 9.11. Двоканальний осцилограф.

Для налаштування відображення вимірюваного сигналу використовується панель керування осцилографом (рис. 9.12). Вибір режиму роботи по входу здійснюється натисканням кнопок «АС», «0», «DC», «-» (інверсний режим - тільки для каналу В). Режим АС рівносильний введенню ємнісного фільтру в ланцюг сигналу, при цьому відображається тільки змінна складова сигналу. У режимі 0 вхідний канал замикається на землю. У режимі DC відображаються обидві складові сигналу. У інверсному режимі сигнал інвертується щодо положення нуля.

Для вибору режиму розгортки використовуються кнопки Y / T, Add, B / A, A / B. У режимі Y / T реалізується тимчасова розгортка для кожного каналу, тобто горизонтальна вісь являє собою вісь часу, а сигнал каналу А і / або В відкладається по вертикальній осі. Тривалість розгортки задається в поле Scale (Масштаб) параметра Timebase і варіюється в діапазоні від 10-15 с / справ до 10 + 15 с / справ. У режимі Add відображається сумарний сигнал каналів А і В. Для побудови передавальної характеристики досліджуваної схеми використовують режими B /

A і A / B. У режимі B / A відображається сигнал каналу B відносно сигналу каналу A. В режимі A / B - навпаки.

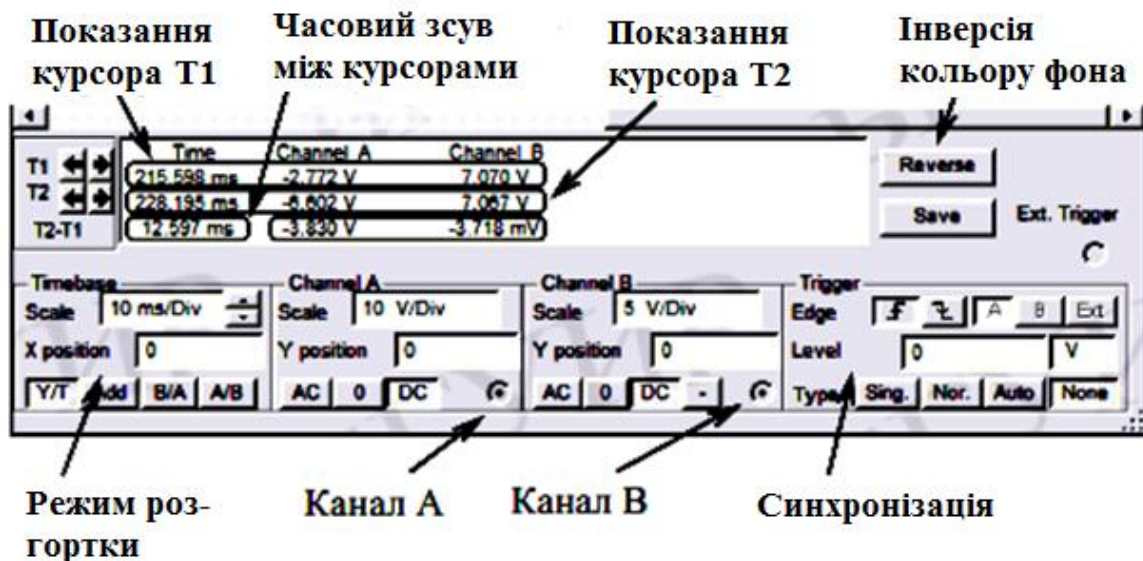


Рис. 9.12. Панель керування осцилографом.

Осцилограф Multisim має три режими синхронізації - Single (Однократний), Normal (Звичайний), Auto (Автоматичний).

У режимі Normal сигнал на екрані осцилографа відображається після надходження сигналу синхронізації. Далі осциллограмма залишається нерухомою до моменту приходу наступного сигналу синхронізації.

Режим Single працює аналогічно режиму Normal за винятком того, що на екрані формується тільки одна крива. При активації опції Single осцилограф переходить в режим очікування сигналу синхронізації.

У режимі Auto сигнал синхронізації створюється автоматично, а не шляхом порівняння заданого значення і рівня тригера. Режим автоматичної синхронізації використовується, коли неможливо створити сигнал запуску в звичайному або одинарному режимі.

У всіх цих режимах використовується одне з джерел синхронізації: канал А, канал В або External Trigger (Зовнішня синхронізація). Опція Edge (Фронт) дозволяє вибрати запуск по фронту або по зрізу сигналу синхронізації при регульованому рівні (Level) запуску.



При вимірюванні напруги постійного струму вибирається режим None (синхронізація відсутня), тому що напруга не змінюється і вимірюваний сигнал не може перетнути рівень запуску.

Зазвичай осцилографи створюють сигнали синхронізації за допомогою сигналів, що вимірюються на каналах А або В. Однак при вимірюванні невеликих сигналів можуть виникнути складності з генерацією сигналу синхронізації, тому осцилограми будуть безладно переміщуватися по екрану. Щоб уникнути цього, використовується канал зовнішньої синхронізації (Ext. Trigger).

### 9.3.3. Мультиметр (Multimeter)

Зовнішній вигляд і лицьова панель мультиметра наведені на рис. 13.

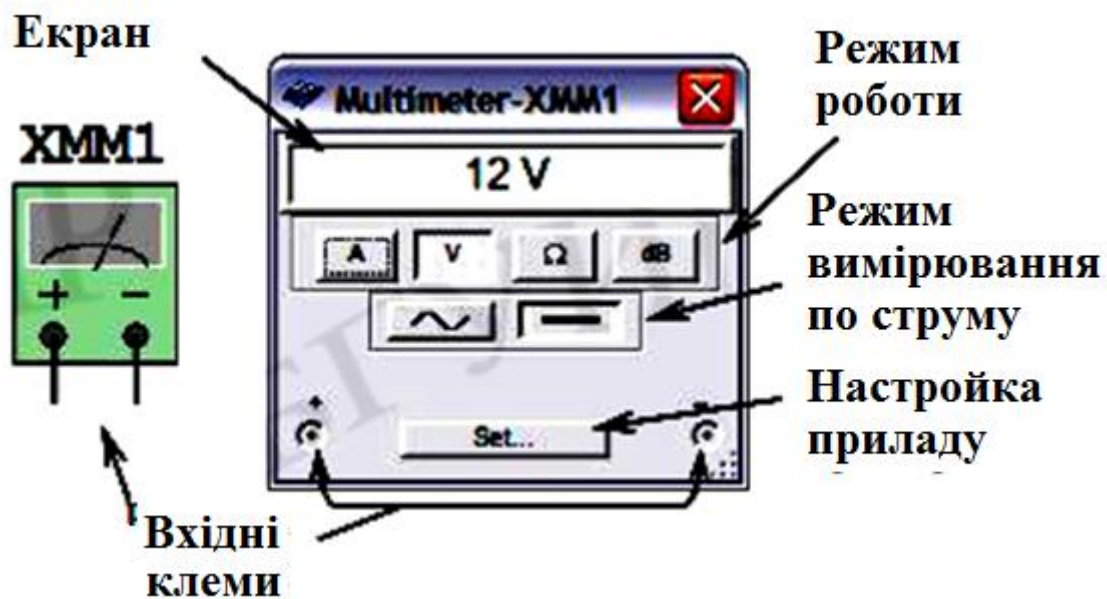


Рис.9.13. Мультиметр.

Вибір режиму роботи здійснюється натисканням кнопок на панелі приладу відповідно до рис. 9.14.

Для вимірювання струму необхідно ввімкнути прилад в схему, як показано на рис. 9.15.



Рис.9.14. Режим роботи.

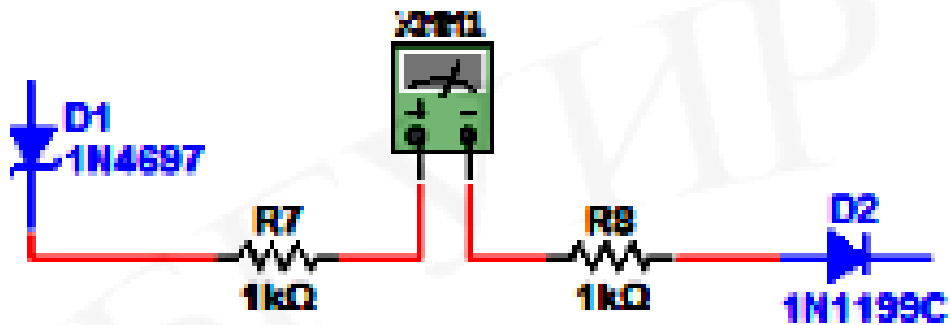


Рис. 9.15. Ввімкнення приладу в режимі амперметра.

Для вимірювання напруги, опору або рівня загасання мультиметр необхідно ввімкнути в схему, як показано на рис. 9.16. При цьому, щоб виміряти опір між вузлами схеми, необхідно переконаватися, що схема не містить джерел і має заземлення.

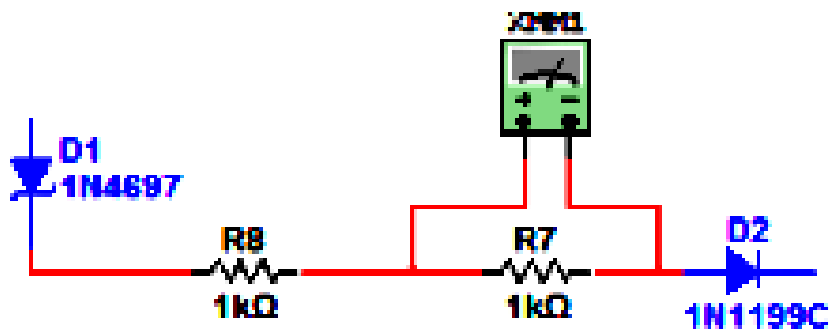


Рис. 9.16. Паралельне ввімкнення приладу в схему.

Прилад має вхідний опір 1нОм або 1 ГОм, якщо вимірюється струм або напруга, відповідно. Під час вимірювання опорю генерується струм 10 нА через підімкнену частина схеми, а потім зчитується напруга на цій ділянці. Якщо ці параметри істотно впливають на роботу схеми, тоді передбачена можливість змінити внутрішні налаштування приладу (рис.9.17).

### 9.3.4. Функціональний генератор (Function Generator)

Функціональний генератор являє собою джерело сигналу синусоїдальної, трикутної або прямокутної форми. Зовнішній вигляд і лицьова панель генератора показані на рис.9.18.

Налаштування параметрів сигналу здійснюється за допомогою органів управління, об'єднаних в групу Signal Options:

- Frequency (Частота) - установка частоти вихідного сигналу в діапазоні від  $10^{-15}$  Гц до  $10^{+15}$  Гц;
- Duty Cycle - установка коефіцієнта заповнення в діапазоні від 1% до 99%, для імпульсних сигналів це відношення тривалості імпульсу до періоду повторення (величина зворотна шпаруватості), опція недоступна для синусоїдального сигналу;
- Amplitude - установка амплітуди вихідного сигналу в діапазоні від  $10^{-15}$  В до  $10^{+15}$  В;
- Offset - установка величини постійної складової вихідного сигналу в діапазоні від  $10^{-15}$  В до  $10^{+15}$  В.

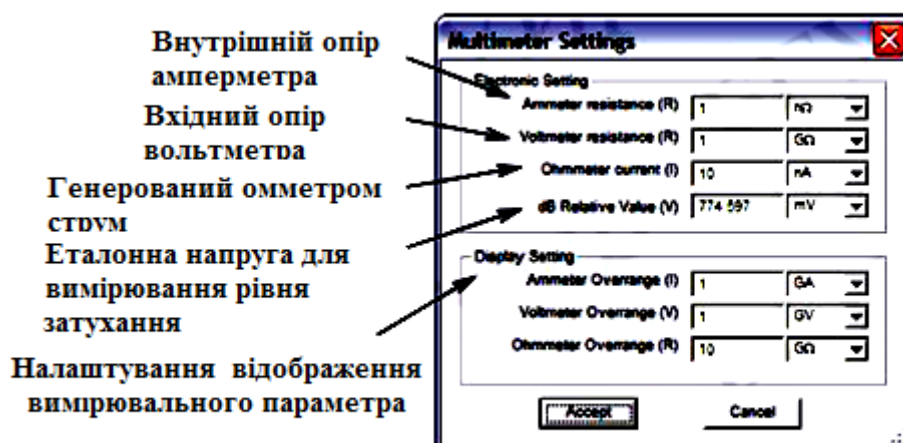


Рис.17. Налаштування мультиметра.

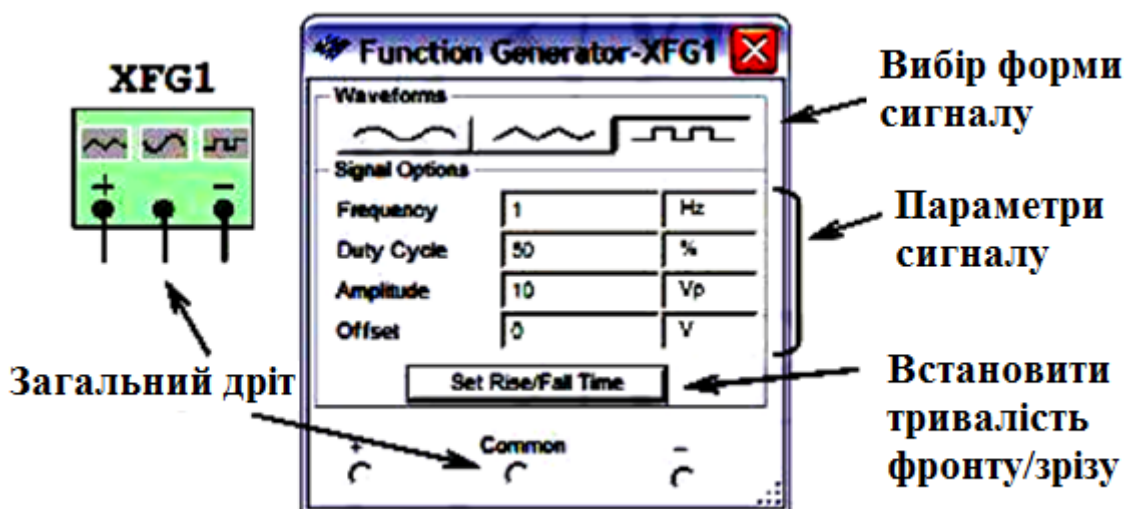


Рис. 18. Функціональний генератор.

### 9.3.5. Генератор слів (Word Generator)

Генератор слів призначений для генерації 8192 32-розрядних двійкових слів. Зовнішній вигляд і лицьова панель генератора показані на рис. 9.19. Введення згенерованих слів проводиться в буфері введення. Формат відображення кодових слів вибирається з допомогою групи кнопок Display (Hex - шестнадцатерічний, Dec - десятковий, Binary - двійковий, ASCII - символний). Частота генерації кодових слів задається у вікні Frequency (Частота) і лежить в діапазоні від 1 Гц до 1000 МГц. В процесі роботи на кожному виведення генератора з'являється логічний рівень згідно розряду двійкового кодового слова, при цьому генератор працює в трьох режимах:

- Step (Покроковий) - кожен раз при подачі чергового слова на вихід моделювання зупиняється;
- Burst (Пакетний) - генерується послідовність кодових слів, починаючи з початкової позиції і закінчуючи кінцевою позицією, моделювання зупиняється при досягненні кінцевої позиції;
- Cycle (Циклічний) - на виводах генератора послідовно появляються логічні рівні згідно комбінації слів, генерування

здійснюється до тих пір, поки не буде зупинено моделювання або досягнута точка переривання (Breakpoint).

Під час моделювання курсор у вікні «буфер виведення» вказує на поточне згенероване слово. Зупинивши моделювання, можна змінити положення курсора, початкову позицію, кінцеву позицію, а також точку переривання.

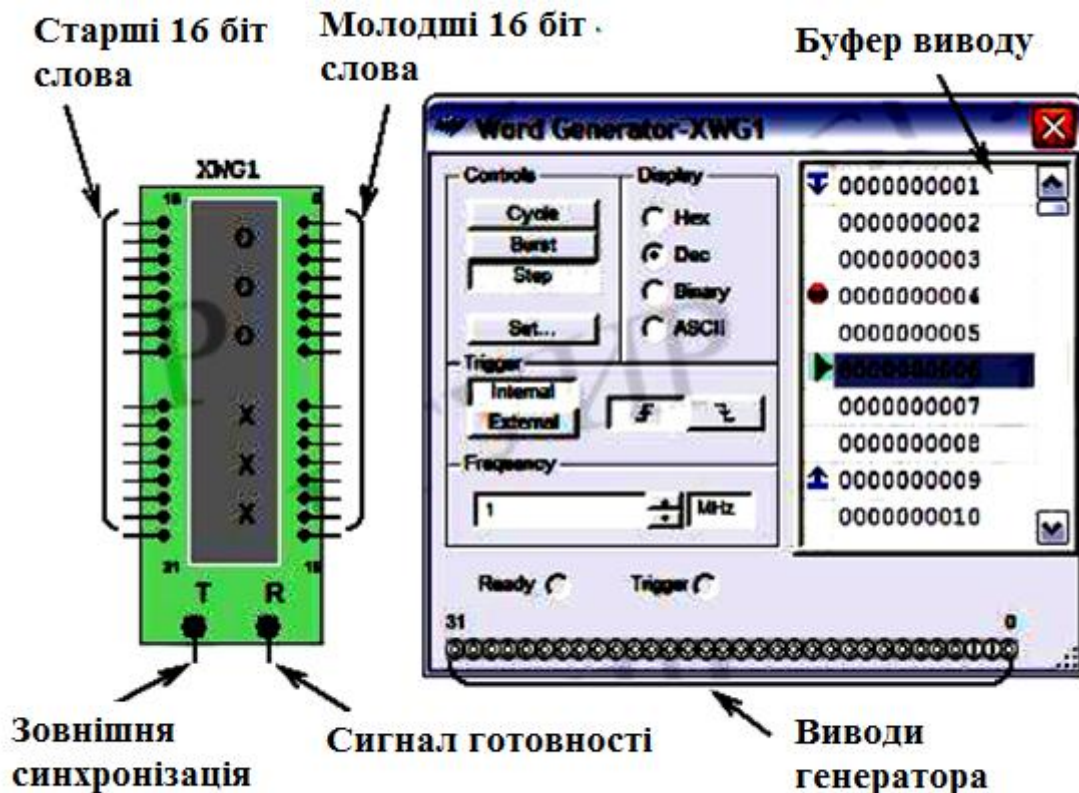


Рис. 9.19. Генератор слів.

При натисканні кнопки «Set» відкривається діалогове вікно властивостей буфера (Рис.9. 20, а):

- No Change - залишити без змін;
- Load - завантажити кодові слова з файлу (з розширенням .dp);
- Save - зберегти кодові слова в файл;
- Clear buffer - обнулити вміст буфера;

- Up Counter - заповнити буфер кодovими словами, починаючи з коду, зазначеного в полі Initial Pattern (за замовчуванням 0x0000), з подальшим збільшенням на 1 в кожному наступному рядку;
  - Down Counter - заповнити буфер кодovими словами, починаючи з коду, зазначеного в полі Initial Pattern (за замовчуванням 0x0400), з подальшим зменшенням на 1 в кожній наступній рядку;
  - Shift Right - заповнити буфер кодovими словами, починаючи з коду, зазначеного в полі Initial Pattern (за замовчуванням 0x80000000), з після- двійковим зрушенням вправо на 1 розряд в кожному наступній рядку (рис.9.20, б);
  - Shift Left - заповнити буфер кодovими словами, починаючи з коду, вказаного в полі Initial Pattern (за замовчуванням 0x0001), з подальшим двійковим зрушенням вліво на 1 розряд в кожній наступній рядку (рис. 9.20, в);
- Запуск генератора може синхронізуватися як внутрішнім (Internal), так і зовнішнім (External) сигналом синхронізації. На висновок Ready подається сигнал готовності.

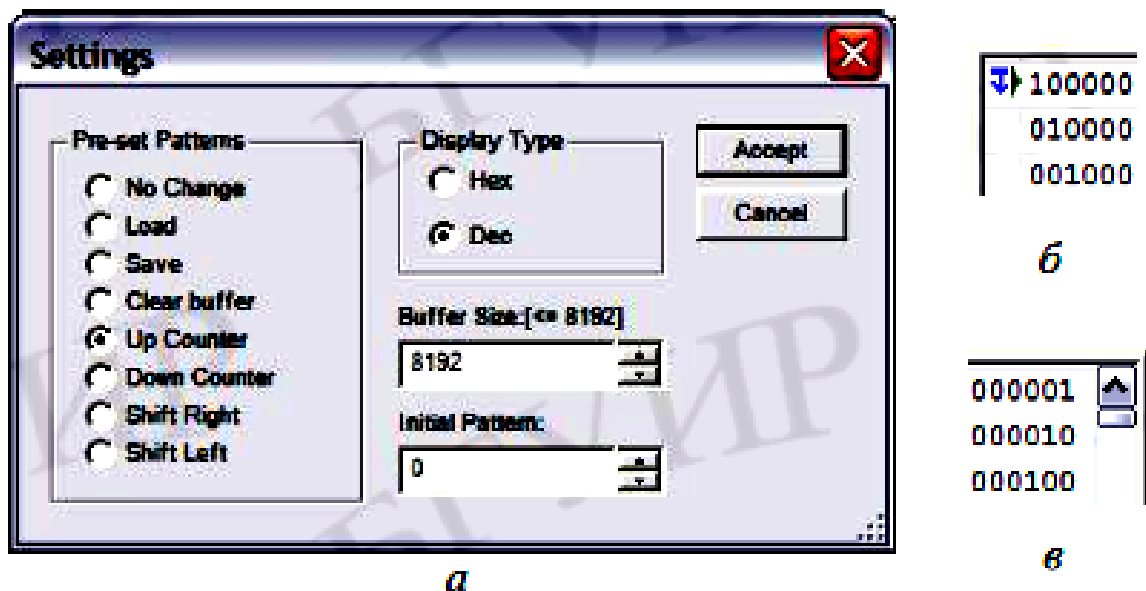


Рис. 9.20. Вікно властивостей буфера (а) і його заповнення (б, в).

### 9.3.6. Логічний аналізатор (Logic Analyzer)

Логічний аналізатор (ЛА) - пристрій, призначений для діагностики цифрових схем. ЛА дозволяє відстежувати і записувати стан логічних елементів цифрових електронних пристроїв, аналізувати і візуалізувати їх. Зовнішній вигляд і лицьова панель ЛА показані на рис.9. 21. Він має 16 каналів для знімання сигналів, а також кілька входів запуску. Крім цього, прилад забезпечений двома курсором, що дозволяють проводити вимірювання в часовій області. Якщо вхід 1 вважати молодшим разрядом, а вхід 16 - старшим, то стан всіх входів може бути представлено 16-розрядним двійковим кодом. Код, відповідний позиції курсора, відображається в полі «вхідний код» (рис.9.22.)

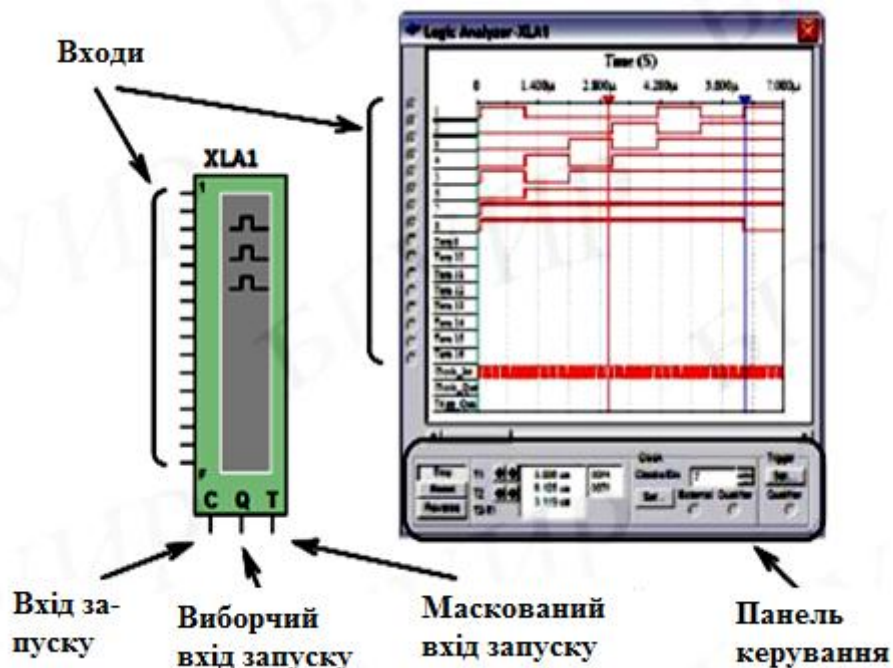
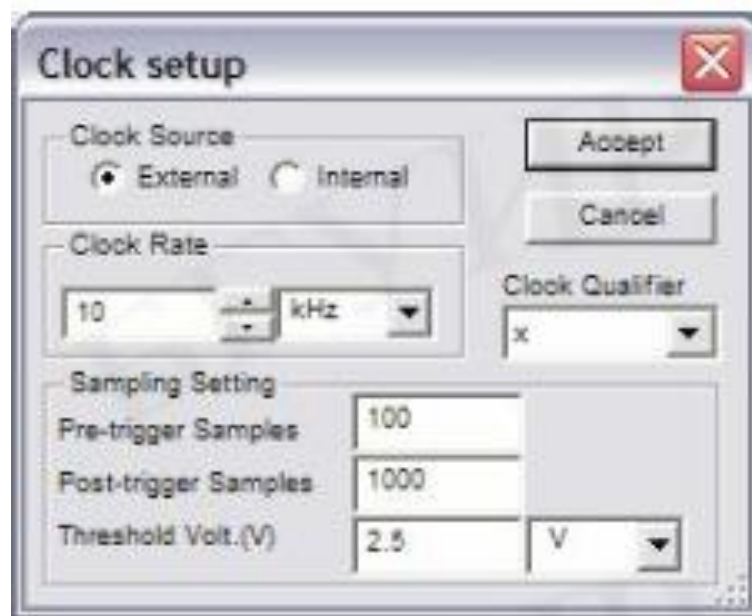


Рис.9.21. Логічний аналізатор.



**Рис. 22.** Панель управління логічного аналізатора.

При натисканні кнопки «Set» в групі Clock (тактовий генератор) відкривається діалогове вікно налаштування параметрів синхронізації вхідних сигналів (рис. 9.23).



**Рис. 23.** Налаштування параметрів синхронізації.

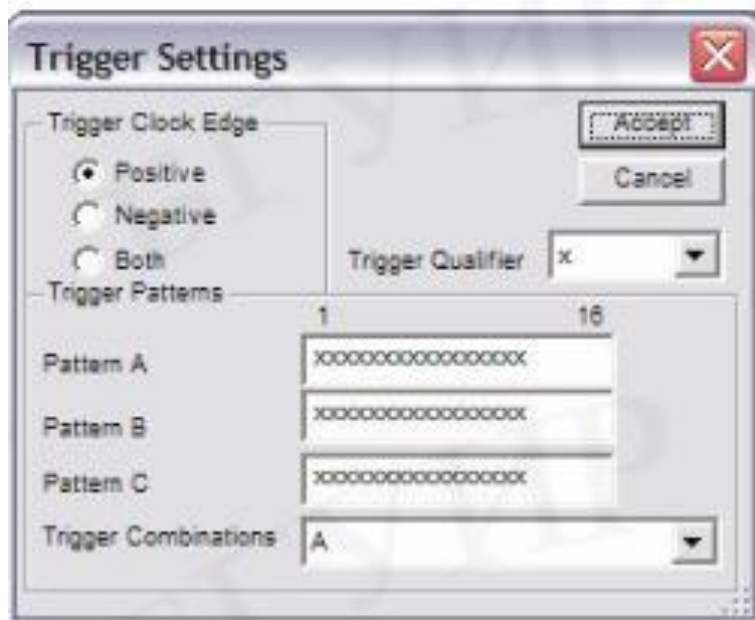


Синхронізація сигналів здійснюється з використанням зовнішнього (External) або внутрішнього (Internal) джерела. В полі Clock Qualifier встановлюється активний рівень сигналу синхронізації. В полі Clock Rate встановлюється частота вибірки аналізатора.

У групі Sampling Setting задаються параметри вибірки сигналів:

- Pre-trigger Samples - збір даних проводиться до надходження імпульсу запуску;
- Post-trigger Samples - збір даних починається після надходження імпульсу запуску і триває до тих пір, поки не буде набрано задану кількість відліків;
- Threshold Volt (V) - порогова величина

Додаткові умови запуску аналізатора здійснюються з допомогою діалогового вікна Trigger Settings (рис.9.24). В даному вікні налаштовується маска, за якою здійснюється фільтрування логічних рівнів і синхронізації вхідних каналів.



**Рис.24.** Налаштування розширених можливостей

### 9.3.7 Ватметрів (Wattmeter)

Ватметр Multisim дозволяє проводити вимірювання потуж-

ності постійного і змінного струму, що розсіюється в навантаженні, і коефіцієнта потужності (Power Factor). Зовнішній вигляд і лицьова панель ватметра наведені на рис. 9.25

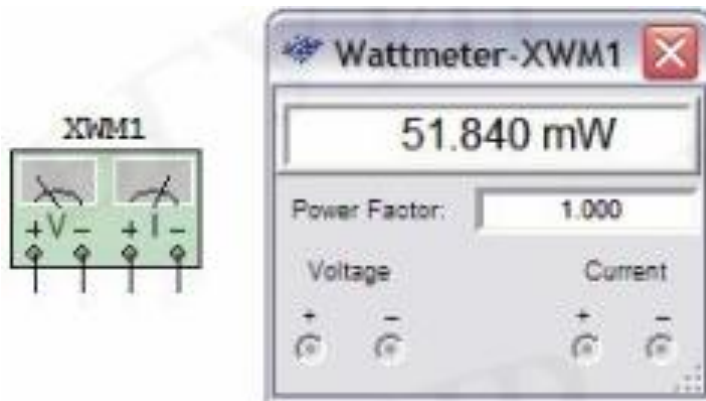


Рис.9.25. Ватметр.

Приклад підключення приладу в схему показано на рис.9.26.

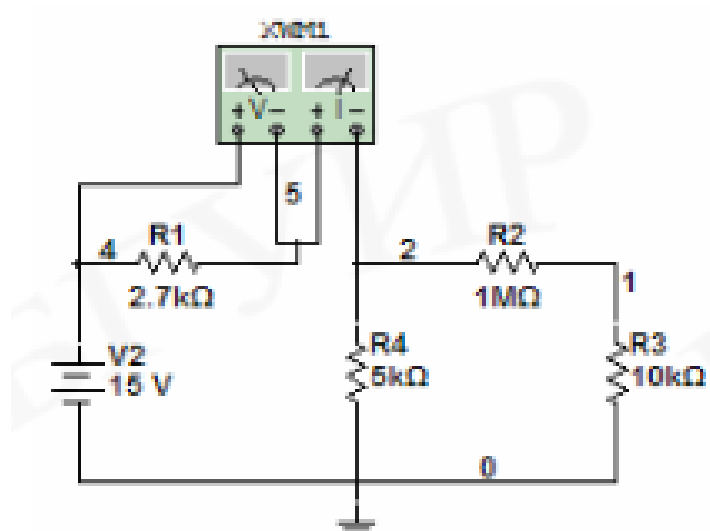


Рис. 26. Підключення ватметра.

### 9.3.8. Вимірювач АЧХ і ФЧХ (Bode Plotter)

Зовнішній вигляд і лицьова панель приладу показані на рис. 9.27. Вимірювач призначений для аналізу амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик та подання їх в лінійному або логарифмічному масштабі.

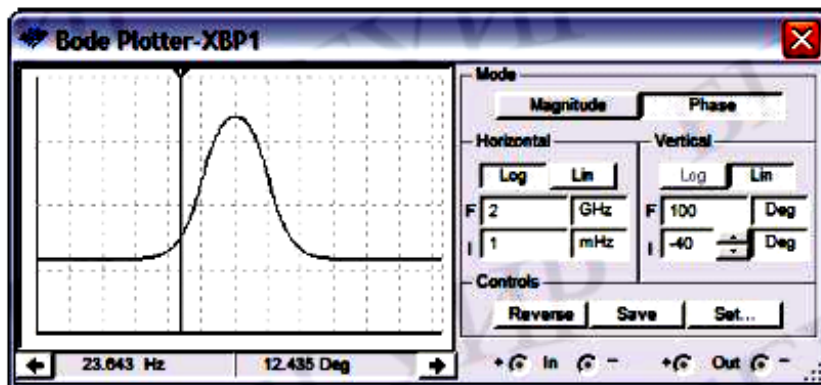


Рис. 27. Вимірювач АЧХ и ФЧХ.

### 9.3.9. Спектроаналізатор (Spectrum Analyzer)

Спектроаналізатор дозволяє представити сигнал у вигляді гармонійних складових в частотній області, виміряти потужність сигналу і частотних компонент, визначити наявність гармонік в сигналі. Зовнішній вигляд і лицьова панель спектроаналізатора показані на рис.9.28. Більш детальна інформація про прилад міститься в праці [4].

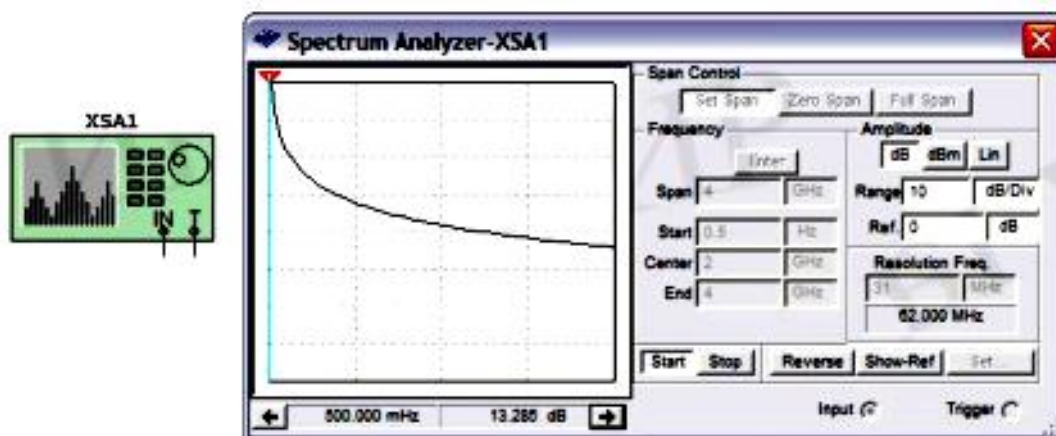


Рис. 28. Спектроаналізатор.

### 9.3.10. Аналізатор електричних ланцюгів (Network Analyzer)

Мережевий аналізатор використовується для вимірювання S-параметрів схеми, які працюють в ВЧ-діапазоні. Зовнішній вигляд і лицьова панель спектроаналізатора показані на рис.9.29.

## 9.4. Компоненти Multisim

Компоненти - це основа будь якої схеми, тобто елементна база, з якої складається схема. У Multisim робота здійснюється з двома категоріями компонент: віртуальними (virtual) (рис. 9.30, а) і реальними (real) (рис.9.30, б). Реальні компоненти є повними аналогами компонент, які випускаються радіоелектронною промисловістю. Віртуальні компоненти є математичними моделями сімейств (Family) компонентів (резистори, конденсатори і т.д.) з будь-якими довільними параметрами, що властиві саме цій категорії (наприклад опір, рівний 3,89736 Ом).

Додавання компонентів в схему здійснюється з меню **Place** або панелі інструментів **Components**.

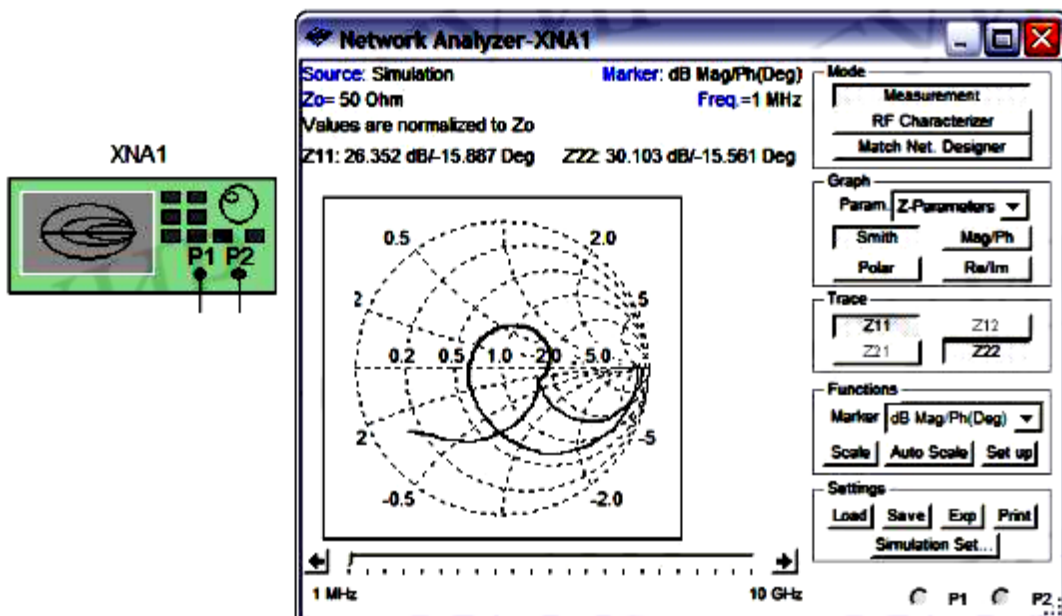


Рис. 9.29. Аналізатор електричних ланцюгів.

Розглянемо основні групи компонентів бази даних Multisim. Група Sources (Джерела). У даній групі містяться моделі джерел живлення (однофазний джерело живлення постійної (DC\_POWER) і змінної напруги (AC\_POWER), трифазні джерела живлення, джерела живлення постійного струму, а також заземлення (GROUND)), джерел напруги (джерело прямокутного сигналу (CLOCK\_VOLTAGE), лінійного сигналу (PWL Voltage) і ін.), джерел струму і т.д.

Група Basic (Базові компоненти). У базову групу входять моделі резисторів, конденсаторів, індуктивностей, трансформаторів, віртуальних механічних ключів і т.д.

Група Diodes (Діоди). У цій групі містяться моделі компонент, таких, як діод, стабілітрон (zener), світлодіод, діодний міст (FWB), діод Шоттки, тиристор і ін.

Група Transistors (Транзистори). У даній групі знаходяться моделі біполярних транзисторів (BJT), польових транзисторів (JFET), МОП-транзисторів і ін.

Група Analog (Аналогові компоненти) містить моделі операційних підсилювачів (OPAMP), компараторів (COMPARATOR) і ін.

Група TTL (цифрові мікросхеми за технологією TTL). У даній групі містяться моделі мікросхем серій 74Sxx, 74LSxx, 74ALSxx і ін.

Група CMOS (цифрові мікросхеми за технологією КМОП) містять моделі мікросхем серії 74HCxx, NC7Sx (Tiny Logic) і ін.

Група Misc Digital (Цифрові пристрої) включає ідеальні моделі цифрових пристроїв (TIL) (логічні елементи, тригери, регістри, лічильники, мультиплексори, декодери, елементи арифметико-логічних пристроїв і ін.). Мікросхеми цифрової обробки сигналів (DSP), програмовані логічні інтегральні схеми, мікросхеми пам'яті, мікроконтролери і ін.

Група Indicators (Індикаторні пристрої) включає наступні моделі компонентів: індикатори напруги і струму, логічні пробники, семисегментні індикатори, звукові індикатори та ін.

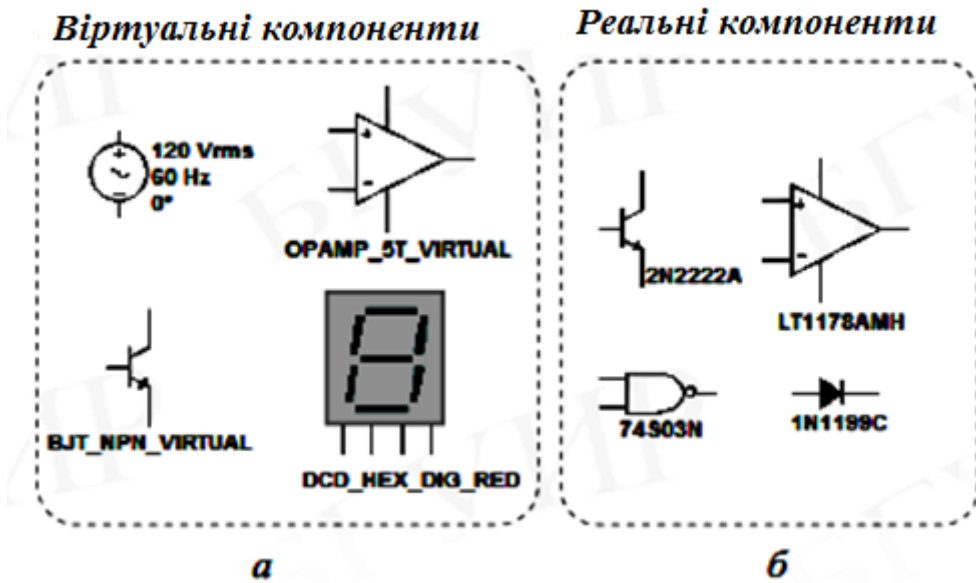


Рис.9.30. Компоненти Multisim: віртуальні (а), реальні (б).

### 9.5. Створення схем

Розглянемо процес створення схеми на прикладі електронного транзисторного ключа. Процес створення схеми починається з вибору компонентів схеми. Обраний компонент автоматично прикріплюється до курсора миши. Після цього компонент розміщується в будь якому місці робочого вікна (рис. 9.31). Далі встановлюється орієнтація компонентів (якщо це необхідно) за допомогою команд контекстного меню (натискання правої кнопки миши на обраному компоненті, рис.9.32, а) і змінюються параметри елементів живлення, рис.9.32, б.

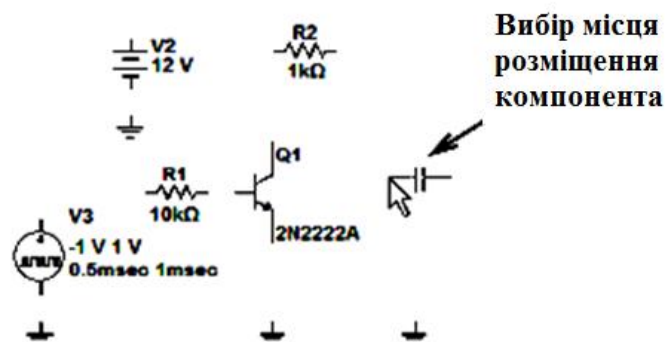


Рис. 31. Розміщення компонентів схеми.

Після розміщення компонентів схеми здійснюється з'єднання їх виводів провідниками. При цьому необхідно враховувати, що до виводу підмикається лише один провідник. Для отримання інформації щодо під'єднання, курсор миші підводиться до виводу компоненти і після зміни виду курсора вста новлюється з'єднання (рис. 9.33, а). При зміні існуючого з'єднання курсор відображається у вигляді (рис. 33, б).

## 9.6. Плоттер (Grapher)

Основним інструментом перегляду результатів моделювання є Плоттер (Grapher) (рис. 9.34). Дані відображаються на графіку graph і в таблиці chart. На графіку представляється одна або кілька залежностей уздовж вертикальної або горизонтальної осі. У таблиці представлені рядки або колонки текстових даних. Вікно розділяється на кілька закладок, число яких залежить від певних функцій аналізу.

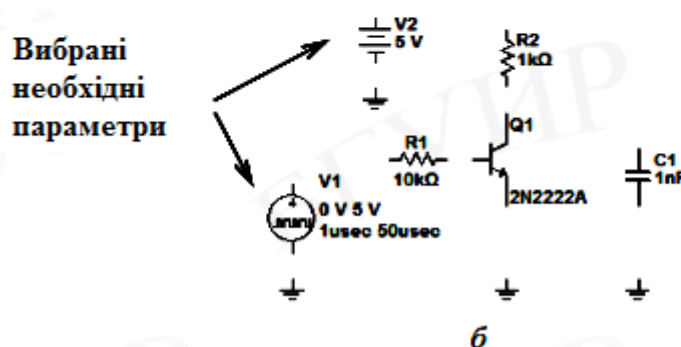
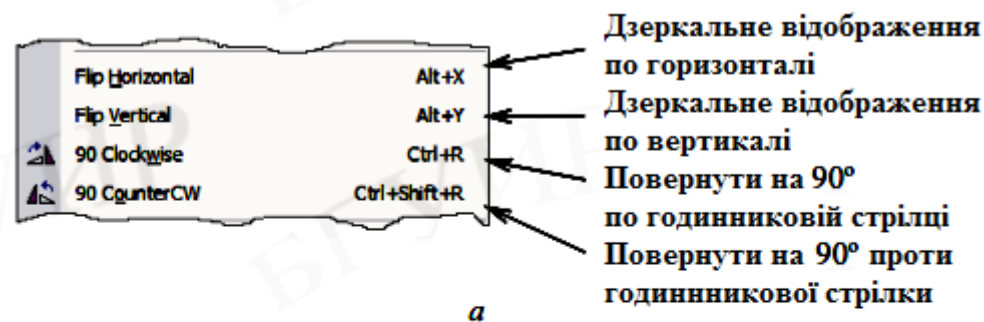
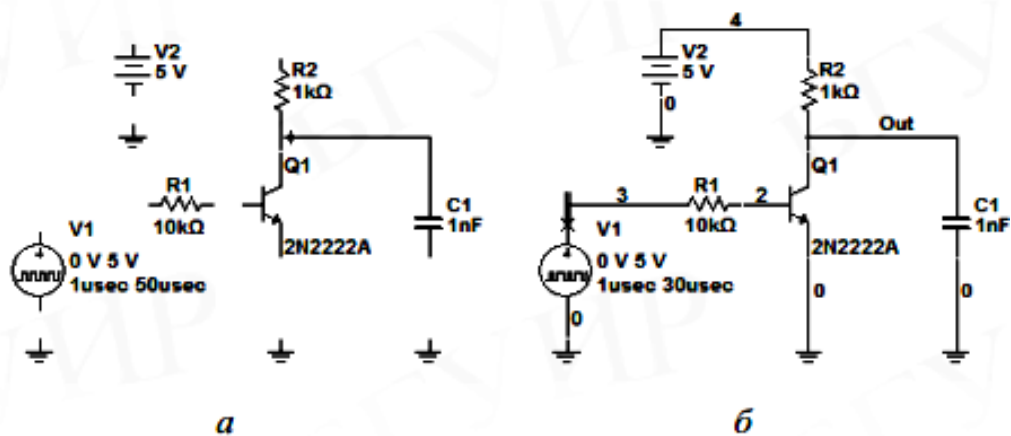


Рис. 32. Орієнтація елементів схеми (а), при їх додаванні (б).



**Рис. 9.33.** З'єднання елементів схеми (а, б).

У кожній закладці є дві можливі активні зони, зазначені червоною стрілкою на лівому полі: навпроти назви закладки або активного графіка (таблиці). Деякі команди, наприклад, копіювання, вставки, впливають тільки на активну область.

Налаштування плоттера дозволяють змінювати такі параметри, як масштаб, діапазон виведених значень, стилі ліній осей і ін.

Передбачена можливість експорту отриманих результатів моделювання в форматі програм NI LabView, MS Excel або MathCad.

## 9.7. Аналіз (Analysis)

У Multisim входить також багато засобів аналізу даних моделювання. Для початку аналізу необхідно вибрати потрібну функцію з меню Simulate / Analyses, налаштувати параметри аналізу і виконати аналіз натисканням кнопки Simulate. Розглянемо деякі з них.

### 9.7.1. AC Analysis (Розрахунок частотних характеристик)

Для виконання роботи необхідно задати параметри аналізу в діалоговому вікні AC Analysis, такі, як FSTART і FSTOP (межі частотного діапазону), Output (вузли, для яких розраховуються



характеристики схеми) і ін. Виконати аналіз натисканням кнопки Simulate.

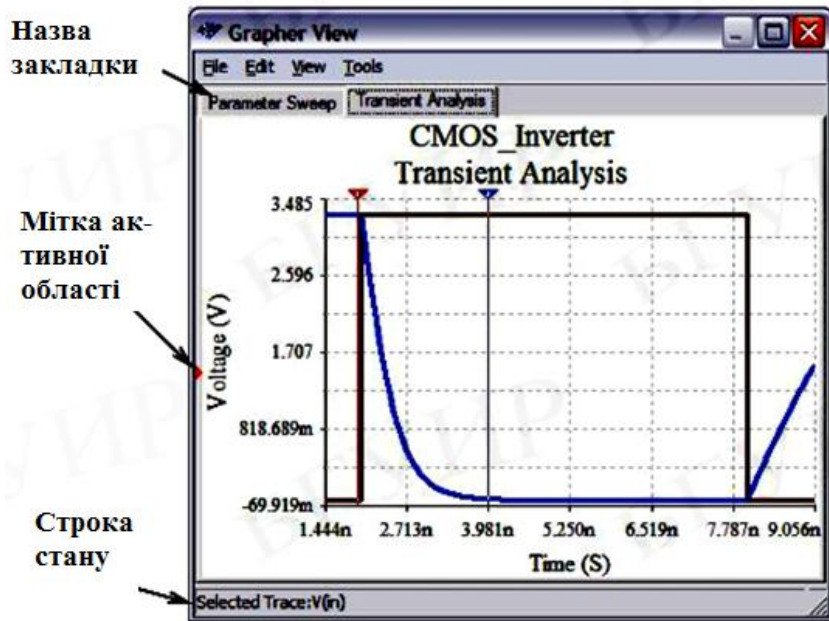


Рис. 9.34. Вікно перегляду результатів Плоттер.

Розглянемо аналіз частотних характеристик на прикладі інтегрувального ланцюга (рис. 9.35).

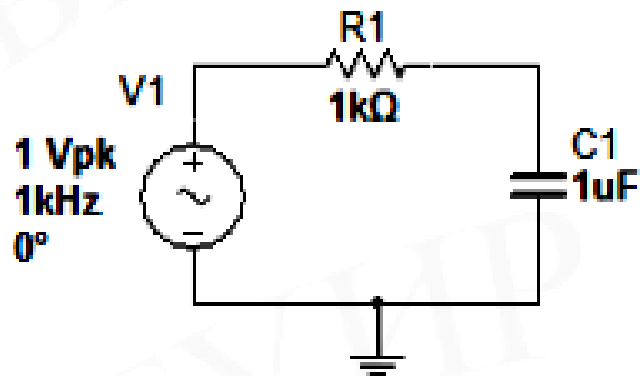


Рис. 9.35. Інтегрувальна RC-ланка.

Задамо наступні параметри аналізу: Start frequency (початкова частота) - 1 Гц, End frequency (кінцева частота) - 100 кГц, Number of points per decade (кількість точок аналізу на декаду) - 100. Вікно результатів розрахунку частотних характеристик представлено на рис.9. 36.

### 9.7.2. Transient Analysis (Розрахунок перехідних характеристик)

Для виконання аналізу необхідно задати параметри аналізу в діалоговому вікні Transient Analysis, зокрема такі, як TSTART і TSTOP (кордон часового діапазону), Output (вузли, для яких розраховуються характеристики електронної схеми), Maximum number of point (кількість вибірок) і ін. Виконати аналіз натисканням кнопки Simulate.

Розглянемо аналіз перехідних процесів на прикладі диференціювального RC-ланцюга (рис.9.37, а). Для цього задамо параметри функціонального генератора так, як показано на рис. 9.37, б. Крім цього, у властивостях Transient Analysis встановимо параметр TSTART = 0 с, TSTOP = 0,012 с, а в якості вузлів схеми, що аналізуються, - вхід та вихід конденсатора.

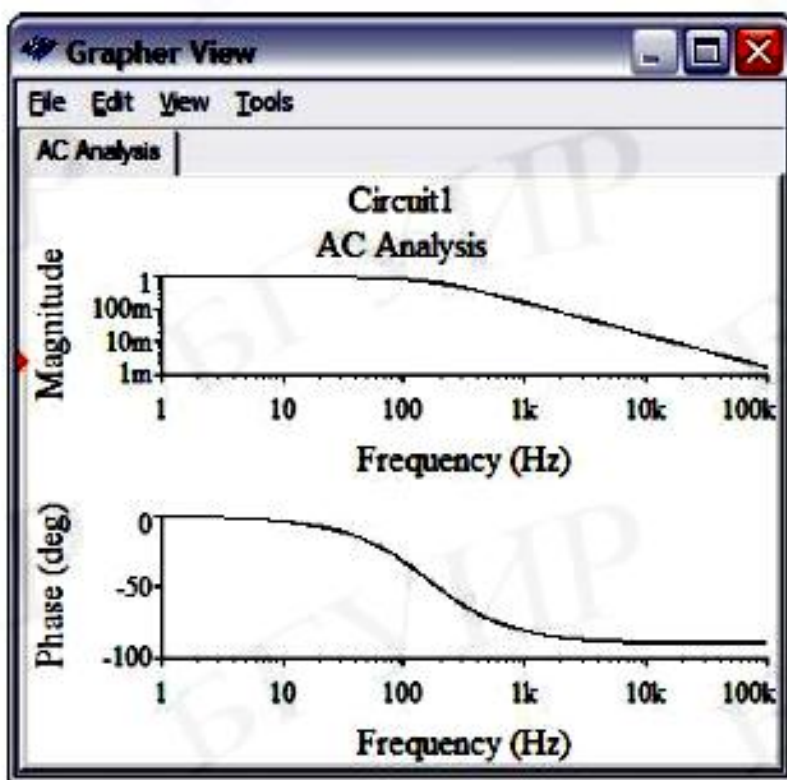
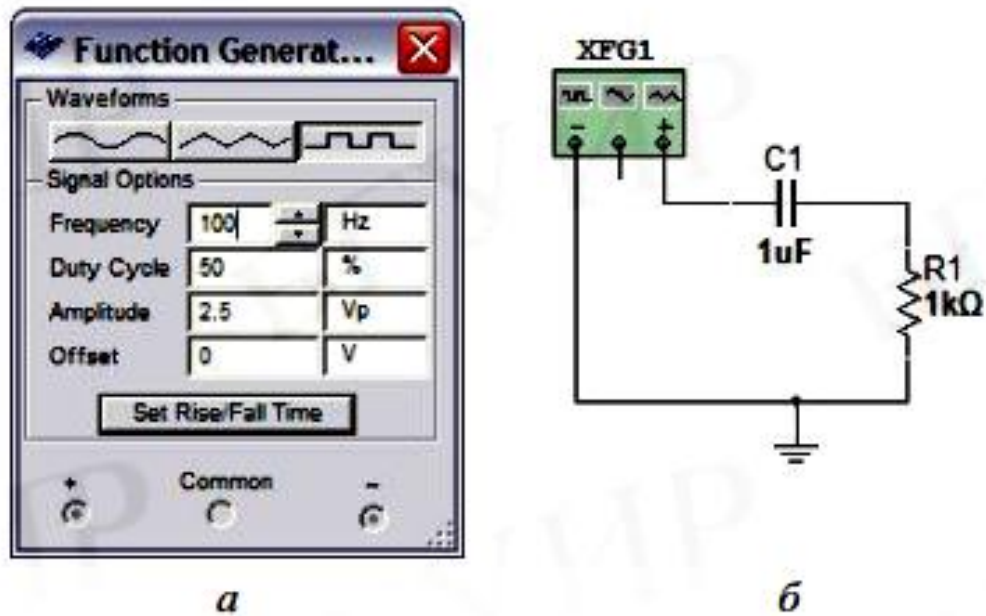
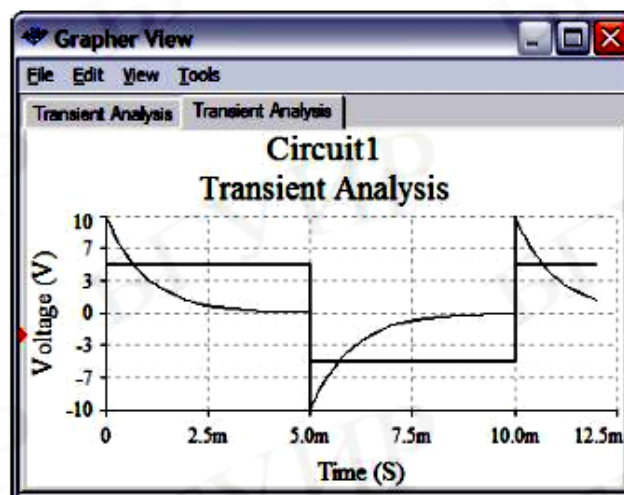


Рис. 9.36. Результати розрахунку частотних характеристик фільтру.



**Рис.9.37.** Налаштування параметрів генератора (а) для дослідження диференціуючого RC-ланцюга (б).

Результати розрахунку перехідних характеристик диференціуювального RC-ланцюга представлені на рис. 9.38.



**Рис. 9.38.** Результати розрахунку перехідних процесів в фільтрі.

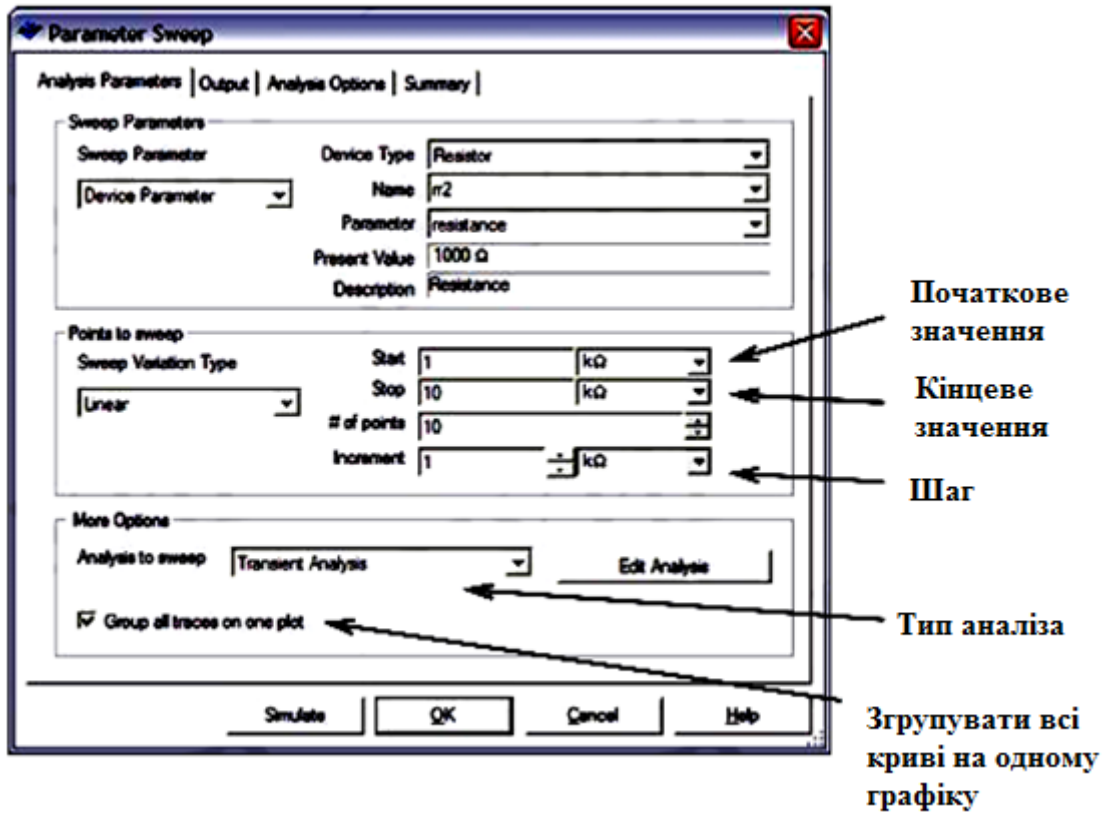


Рис. 9.39. Налаштування параметрів аналізу.

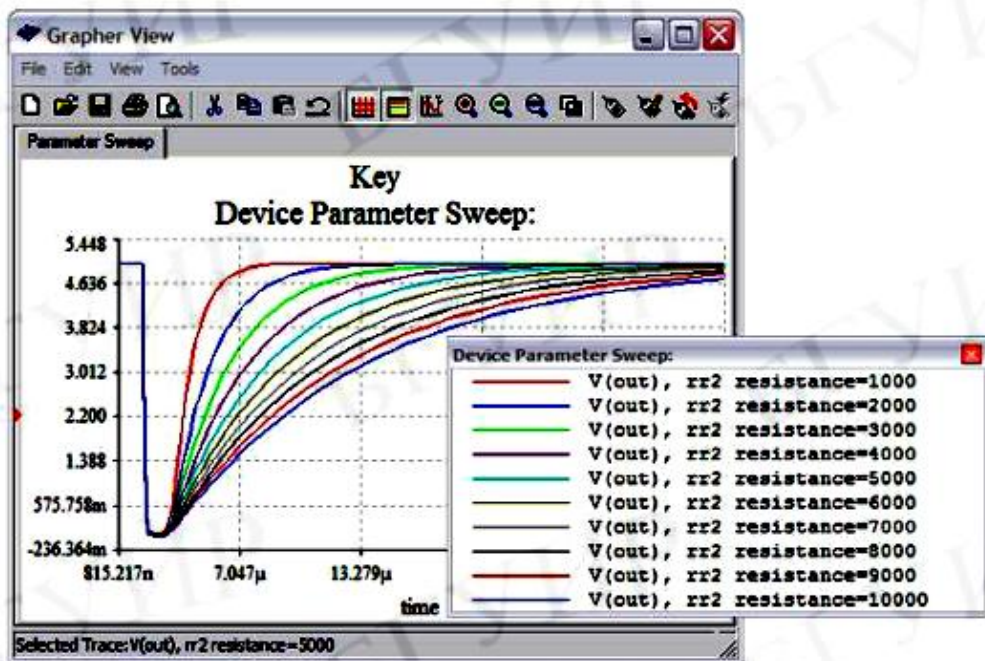


Рис.9.40. Результат багатоваріантного аналізу.

### 9.7.3. Parameter Sweep (Багатоваріантний аналіз)

При створенні цифрових схем потрібно враховувати, що різні компоненти впливають по різному на роботу схеми. Дослідження можливості багатоваріантного аналізу розглянемо на прикладі схеми електронного транзисторного ключа на біполярному транзисторі (рис.9.33, б). Визначимо, як впливає опір колектора резистора на час наростання імпульсу. Виберемо пункти меню Simulate \ Analyses \ Parameter Sweep. Введемо дані в діалоговому вікні, як показано на рис.9.39.

Для визначення прив'язки кожної кривої до певного значення опору необхідно відобразити легенду (рис.9.40).

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 365 с.
2. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. “Вища школа”. 2004. 423 с.
3. Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков // Промислова електроніка та мікросхемотехніка. К. «Каравела». 2004. 432 с.
4. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
5. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
6. Ю.А.Браммер, И.Н.Пашук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
7. В.Н.Яковлев // Микроэлектронные генераторы импульсов. К. «Техніка». 1982. 208 с.
8. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.
9. З.П.Важенина // Импульсные генераторы на транзисторах. Л. «Энергия». 1971. 128 с.
10. К.С.Петров // Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. М., С.-П. «Питер». 2004. 521 с.
11. О.К. Шуаїбов // Вступ до імпульсної техніки. Пасивні формуючі ланки. Навчальний посібник. Ужгород. Вид. УжНУ. 2005. 45 с.
12. Хернітер, М. Е. Multisim® 7: Сучасна система комп'ютерного моделювання та аналізу схем електронних пристроїв / М. Е. Хернітер; пер. з англ. А. І. Осипов. - М.: Видавничий дім ДМК-прес, 2006. - 448 с.
13. Кардашев, Г. А. Цифрова електроніка на персональному комп'ютері Electronics Workbench і Micro-Cap / Г. А. Кардашан. - М.: Горяча лінія - Телеком, 2003 - 311 с.
14. Multisim 10 User Guide for version 10.0.144 / Керівництво користувача Multisim 10, 2007. - 714 с.



**Шуаїбов Олександр Камілович**, професор кафедри квантової електроніки УжНУ, доктор фіз.-мат. наук., старший науковий співробітник, фахівець в галузі квантової електроніки, фізики і техніки газових розрядів, оптики і спектроскопії атомів, іонів і молекул та світлотехніки.

**Наукові інтереси:** УФ-ВУФ ексіплексні лазери, газорозрядні лампи, розряди з рідинними електродами та синтез наноструктур.

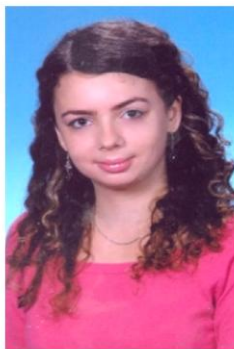
**Автор понад 325** наукових праць, 40 патентів на винаходи і 17 навчальних та методичних посібників.



**Шевера Ігор Васильович**, старший викладач кафедри квантової електроніки УжНУ, фахівець в галузі квантової електроніки, фізики і техніки газових розрядів, спектроскопії атомів і молекул.

**Наукові інтереси:** УФ-ВУФ газорозрядні джерела випромінювання, розряди з рідинними електродами та синтез наноструктур.

**Автор понад 150** наукових праць, 17 патентів на винаходи і 3 навчальних та методичних посібників.



**Малініна Антоніна Олександрівна**, кандидат фіз.-мат. наук, старший науковий співробітник НДЧ УжНУ, фахівець в галузі квантової електроніки, фізики і техніки газових розрядів, оптики і спектроскопії атомів, іонів і молекул та світлотехніки.

**Наукові інтереси:** ексіплексні газорозрядні лампи, розряди на сумішах повітря з горючими газами, фізика та технологія наноплівки.

**Автор 75** наукових праць, 5 патентів на винаходи та 2 навчальних посібників.



**Малінін Олександр Миколайович**, професор кафедри квантової електроніки УжНУ, доктор фіз.-мат. наук, старший науковий співробітник, член Нью-Йорської Академії наук, бібліографічним центром в Кембріджі (Англія) присвоєно нагороди «Міжнародний науковець 2004 року» та «Живої науки», фахівець в галузі фізики і техніки лазерів та газових розрядів, оптики і спектроскопії атомів, іонів і молекул та світлотехніки.

**Наукові інтереси:** ексіплексні лазери та лампи, фізико-хімічні процеси в газорозрядній плазмі.

**Автор 210** наукових праць, 15 патентів на винаходи та 14 навчальних та методичних посібників.