

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНА МЕТАЛУРГІЙНА АКАДЕМІЯ УКРАЇНИ**



**РОБОЧА ПРОГРАМА,**  
**методичні вказівки та індивідуальні завдання**  
**до вивчення дисципліни «Безконтактні системи**  
**керування » для студентів напрямку 14 -**  
**Електрична інженерія, спеціальності 141 –**  
**Електроенергетика, електротехніка та**  
**електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного**  
**рівня - магістр**

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНА МЕТАЛУРГІЙНА АКАДЕМІЯ УКРАЇНИ**

**РОБОЧА ПРОГРАМА,**  
**методичні вказівки та індивідуальні завдання**  
**до вивчення дисципліни «Безконтактні системи**  
**керування » для студентів напрямку 14 -**  
**Електрична інженерія, спеціальності 141 –**  
**Електроенергетика, електротехніка та**  
**електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного**  
**рівня - магістр**

**Затверджено**  
**на засіданні Вченої ради**  
**академії**  
**Протокол № 1 від 29.01.2019**

### УДК 621.3

Робоча програма, методичні вказівки та індивідуальні завдання до вивчення дисципліни «Безконтактні системи керування» для студентів напряму 14 -

Електрична інженерія, спеціальності 141 –

Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного рівня - магістр / Укл.: А.В. Ніколенко, А.В. Безуглий, В.В.Стьопкін. –Дніпропетровськ: НМетАУ, 2019.– 68с.

Наведені робоча програма, методичні вказівки та індивідуальні завдання до вивчення дисципліни «Безконтактні системи керування», література, пояснення до виконання індивідуальних завдань.

Призначена для студентів напряму 14 - Електрична інженерія, спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного рівня - магістр

Друкується за авторською редакцією

Укладачі: А. В. Ніколенко, канд. техн. наук, доц.  
В.В. Стьопкін, канд. техн. наук, доц.  
А.В. Безуглий, ст. викладач

Відповідальний за випуск А.В. Ніколенко, канд. техн. наук, доц

Рецензент О.Ю. Потап, канд. техн. наук, доц. (НМетАУ)

Відповідальний за комп'ютерний набір В.В. Стьопкін

Підписано до друку Формат 60x84 1/16. Папір друк. Друк плоский.  
Облік.-вид. арк. Умов. друк. арк. Тираж 100 пр. Замовлення №

Національна металургійна академія України  
49600, м. Дніпропетровськ-5, пр. Гагаріна, 4

Редакційно-видавничий відділ НМетАУ

# 1. РОБОЧА ПРОГРАМА НАВЧАЛЬНОЇ ДИСЦИПЛІНИ «БЕЗКООНТАКТНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ»

## 1.1. Розподіл навчальних годин (заочна форма навчання)

	Усього	По семестрах	
		I	II
<b>Усього годин за навчальним планом</b>	108		
у тому числі: <b>аудиторні заняття</b>	12	12	-
з них: лекції	8	8	-
лабораторні заняття	4	4	-
практичні заняття	-	-	-
семінари	-	-	-
<b>самостійна робота</b>	96	96	-
у тому числі при: підготовці до аудиторних занять			
підготовці до контрольних заходів	1кр	1кр	
виконанні курсових проєктів (робіт)			
виконанні індивідуальних завдань			
опрацюванні розділів програми, які не викладаються на лекціях			
<b>Підсумковий контроль</b>	екз	екз	

## 1.2. Характеристика дисципліни

Навчальна дисципліна "Безконтактні системи керування" входить до циклу професійної підготовки та є однією з найважливіших у системі теоретичної підготовки студентів напряму 14 - Електрична інженерія, спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного рівня - магістр.

Мета вивчення дисципліни – теоретична і практична підготовка спеціалістів та магістрів в області електроніки та вимірювальної техніки, формування у студентів системи знань з питань безконтактних систем керування електроприводами.

У результаті вивчення дисципліни студент повинен **знати:**

- електричні закони, методи розрахунку електричних, магнітних та електронних електричних пристроїв безконтактних систем керування електроприводами, електротехнічну термінологію та символіку.

**вміти:**

- читати та розраховувати схеми електронних безконтактних пристроїв;  
- виконувати вимірювання основних електричних величин;  
- обирати необхідні електротехнічні пристрої, правильно їх експлуатувати із дотриманням правил безпеки та складати разом зі спеціалістами-електриками технічні завдання на розробку електричних частин автоматизованих пристроїв та установок для керування виробничими процесами.

**Критерії успішності** – отримання позитивної оцінки при складанні індивідуальних завдань контрольної роботи та екзамену.

**Засоби діагностики успішності навчання:**

- перелік екзаменаційних тем, індивідуальні завдання контрольної роботи.

**Зв'язок з іншими дисциплінами:**

- дисципліна є складовою частиною при підготовці фахівців напряму 14 - Електрична інженерія, спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітньо - кваліфікаційного рівня - магістр. Їй передують вивчення дисциплін «Електроніка та мі

### **1.3. Зміст дисципліни за темами**

**Елементи електричного кола безконтактних систем керування (БСК).** Види та параметри імпульсів. Перехідна інтегруюча та диференційна ланки RC. Фіксатори нульового і ненульового рівня. Перехідні стаціонарні процеси в БСК.

**Пристрої елементів схем БСК.** Електронні ключі. Електронні ключі на біполярних транзисторах, увімкнених по схемі з загальною базою, емітером та колектором. Електронні ключі на польових транзисторах. Електронні ключі в інтегрованому виконанні. Операційні підсилювачі в схемах БСК.

**Елементи схем керування.** Логічні елементи в БСК. Генератори лінійно змінної напруги на дискретних елементах та на операційних підсилювачах. Схеми горизонтального керування тиристорами перетворювачів. Схеми вертикального керування тиристорами перетворювачів. Діодні обмежувачі.

**Силові елементи комутації.** Силові безконтактні вимикачі в БСК. Комутатори змінного струму і їх особливості. Схеми безконтактного керування двигуном змінного струму.

## **2. ЗМІСТ ТА МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ЗА ТЕМАМИ ДИСЦИПЛІНИ**

### **2.1. Тема 1. Елементи електричного кола безконтактних систем керування**

#### **2.1.1. Зміст та методичні вказівки до теми 1**

*Види та параметри імпульсів.* Імпульс – короткочасна зміна напруги або струму в електричному колі. Імпульси за формою бувають різні: прямокутні (рис.2.1,а), трикутні (рис.2.1,б), трапецевидні (рис.2.1,в), експоненціальні (рис.2.1,г) та ін., можуть бути також однієї (рис.2.2,а) та різної (рис.2.2,б) полярностей. Імпульси однієї полярності можуть бути позитивними і негативними. Для одержання імпульсних послідовностей різних форм, частоти та амплітуди застосовують спеціальні генератори.

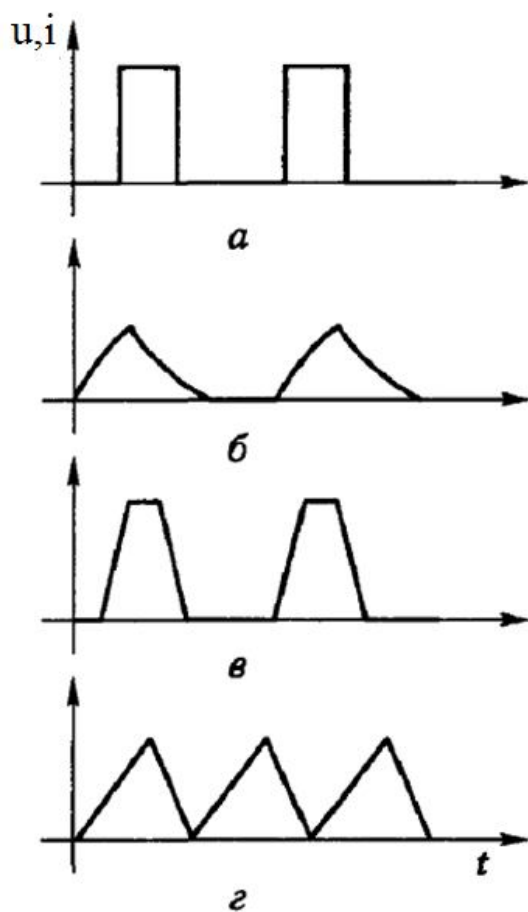


Рис.2.1. Приклади імпульсів різних форм

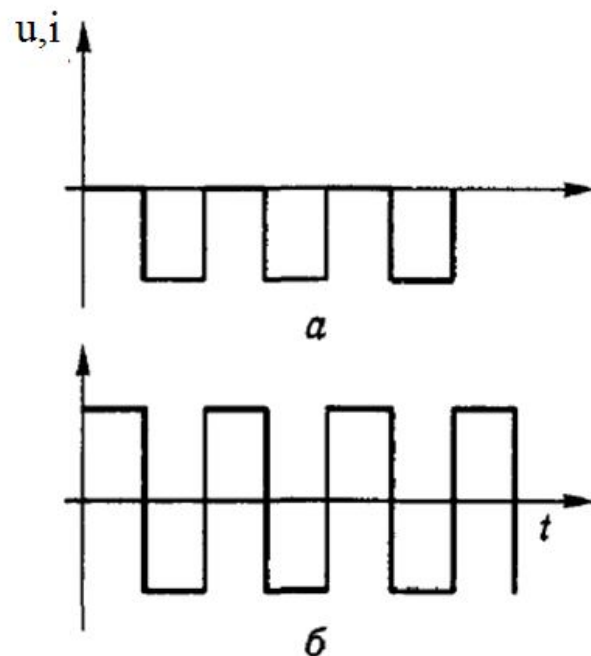


Рис.2.2. Імпульси різних полярностей

На рис.2.3 наведено приклад реального позитивного прямокутного імпульсу напруги  $u(t)$ .

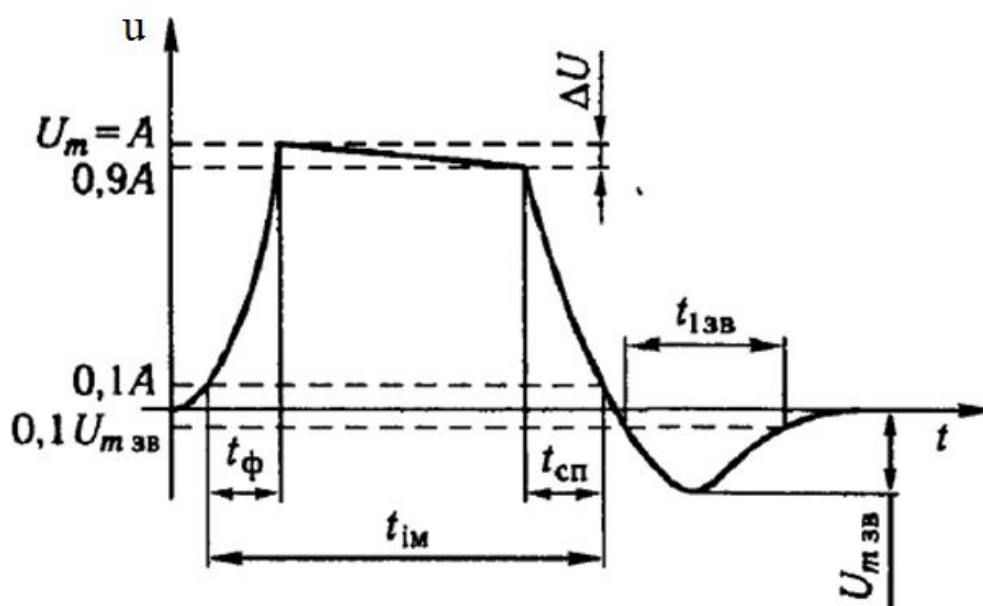


Рис.2.3. Приклад реального імпульсу

Основними характеристиками і параметрами імпульсів є:

- 1) амплітуда імпульсу  $U_m = A$  ;
- 2) активна тривалість імпульсу (вимірюється на рівні 0,1A)  $t_{im}$  ;
- 3) крутість фронту  $S_{\delta} = \frac{du}{dt} = \frac{U_m}{t_{\delta}}$  ;
- 4) крутість спаду  $S_{\pi} = \frac{du}{dt} = \frac{U_m}{t_{\pi}}$  ;
- 5) спад вершини імпульсу  $\Delta U$  ,що оцінюється відношенням  $\frac{\Delta U}{U_m} \cdot 100\%$  ;
- 6) амплітуда зворотного викиду  $U_{мзв}$  ;
- 7) тривалість зворотного викиду  $t_{зв}$  (вимірюється на рівні  $0,1U_{мзв}$ ) ;
- 8) потужність імпульсу  $P = W / t_{im}$  , де  $W$ ,  $t_{im}$  – енергія і тривалість імпульсу.

Періодично повторювані імпульси утворюють імпульсну послідовність (рис.2.4). Вона характеризується такими параметрами:

- 1) частота імпульсної послідовності  $f = 1 / T$  , де  $T = t_{im} + t_{\pi}$  ;
- 2) коефіцієнт заповнення  $\gamma = t_{im} / T$  (діапазон зміни 0...1), шпаруватість  $Q = T / t_{im}$  (діапазон зміни від  $\infty$  до 1);
- 3) середнє значення імпульсу (рис.2.5)

$$U_{\text{ср}} \cdot \dot{O} = \int_0^{t_{\text{з}}_1} u(t) dt,$$

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{\dot{O}} \int_0^{t_{\text{з}}_1} u(t) dt = \frac{S_{\text{з}}_1}{\dot{O}} = \frac{U_m \cdot t_{\text{з}}_1}{\dot{O}} = U_m \cdot \gamma = \frac{U_m}{Q}.$$

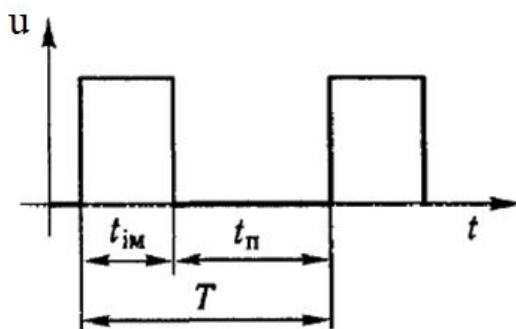


Рис.2.4. Імпульсна послідовність

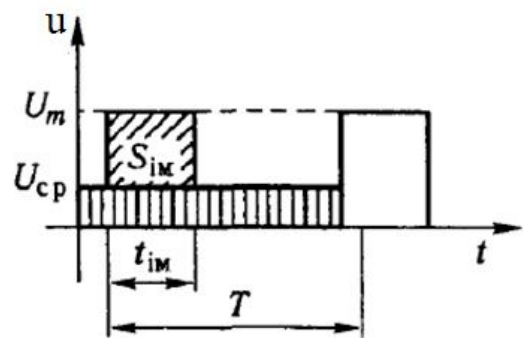


Рис.2.5. Визначення середнього значення імпульсу



На практиці імпульси з різними числовими значеннями розглянутих вище параметрів досить часто формуються за допомогою лінійних або нелінійних RC-кіл. У лінійних, на відміну від нелінійних RC-кіл, величина  $R$  не залежить від струму і полярності прикладеної напруги. Залежно від того, з якого елемента кола зніматиметься вихідна напруга і в яких співвідношеннях знаходяться тривалість імпульсу  $t_{im}$  і постійна часу кола  $\tau = RC$ , лінійні RC-кола в імпульсній техніці підрозділяються на диференційні, інтегруючі та перехідні.

*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,

$$u_{\text{вх}}(t) = K \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}. \quad (2.1)$$

Коефіцієнт  $K$  має розмірність секунди, інакше розмірності лівої та правої частин рівності будуть неоднаковими. Ідеальним пристроєм диференціювання можна вважати конденсатор  $C$  або котушку  $L$ . Наприклад, під час використання конденсатора  $C$  можна вважати вхідним сигналом на ньому напругу  $u_{\text{вх}}(t)$ , а вихідним – струм  $i$  у ланці. Ці змінні пов'язані співвідношенням:

$$i(t) = C \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}, \quad (2.2)$$

тобто струм у ланці пропорційний похідній від вхідної напруги.

Для одержання вихідного сигналу у формі, зручній для спостереження або реєстрації, у коло послідовно підключають чутливий до струму прилад із внутрішнім опором  $R$ . У найпростішому випадку це резистор  $R$ , напруга на якому пропорційна струму  $U_R = IR$ . Така RC-ланка може виконувати функції диференціювання за  $\tau \ll t_{\text{зп}}$  або бути розділовою, якщо  $\tau \gg t_{\text{зп}}$ .

Графіки напруг  $u_C$  та  $u_R$  такої ланки наведені на рис.2.6.

Розглянемо два режими.

1. Ланка диференціювання,  $\tau \ll t_{\text{зп}}$ , при цьому можливі два варіанти:

а)  $\tau \ll t_{\text{зп}}$ ; б)  $\tau \gg t_{\text{зп}}$ .

2. Розділова ланка,  $\tau \gg t_{\text{зп}}$ , при цьому також можливі два варіанти:

а)  $\tau \ll t_{\text{зп}}$ ; б)  $\tau \gg t_{\text{зп}}$ .

Ланку диференціювання під впливом імпульсної послідовності зображено на рис.2.7.

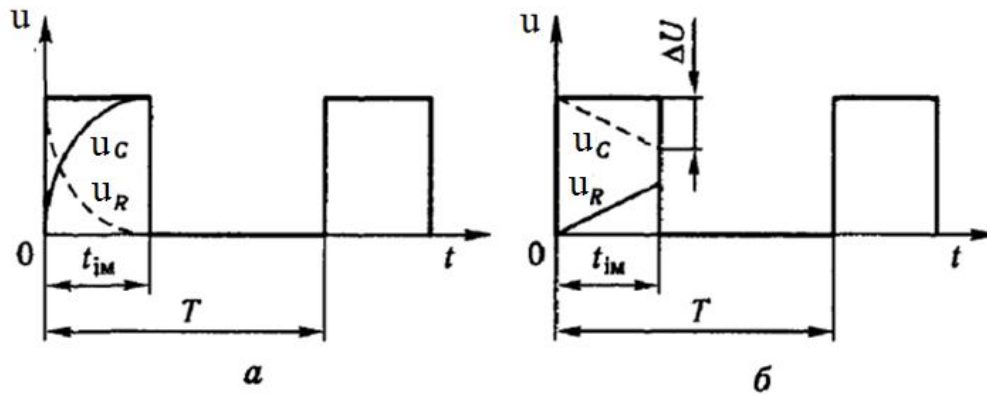


Рис.2.6. Режим напруг:

а) режим I ( $\tau \ll t_{\text{зі}}$ ); б) режим II ( $\tau \gg t_{\text{зі}}$ )

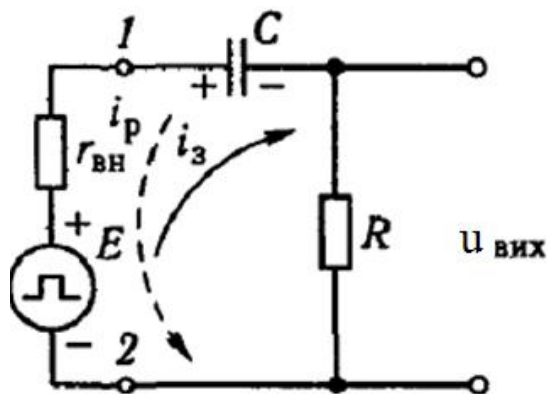


Рис.2.7. Принципова схема RC-ланки скорочення

Під час подачі імпульсу конденсатор  $C$  заряджається під впливом зарядного струму  $i_з$ , а в разі паузи – розряджається, зумовлюючи розрядний струм  $i_p$  (при цьому  $E=0$ ). Припустимо  $r_{\text{аі}} \ll R$ , тоді ним можна знехтувати ( $r_{\text{аі}} = 0$ ).

Розглянемо режим I, варіант а:  $\tau \ll t_{\text{зі}}$ ,  $\tau \ll t_{\text{і}}$  (рис.2.8).

Після закінчення імпульсу (момент часу  $t_1$ )  $E=0$ , або  $u_R = -u_C$ .

У період паузи ( $t_1 - t_2$ ) конденсатор  $C$  розряджається повністю, оскільки  $\tau \ll t_{\text{і}}$ .

$$u_{\text{аєд}} = {}^3_{\delta} R = RC \frac{du_C}{dt}, \quad (2.3)$$

$$u_C = u_{12} - u_{\text{аєд}}. \quad (2.4)$$

Тоді:

$$u_{\text{аєд}} = RC \frac{d(u_{12} - u_{\text{аєд}})}{dt}. \quad (2.5)$$

За  $u_{\text{аєд}} \ll u_{12} = u_{\text{ао}}$  одержимо:

$$u_{\hat{a}\hat{o}} = RC \frac{du_{\hat{a}\hat{o}}}{dt}. \quad (2.6)$$

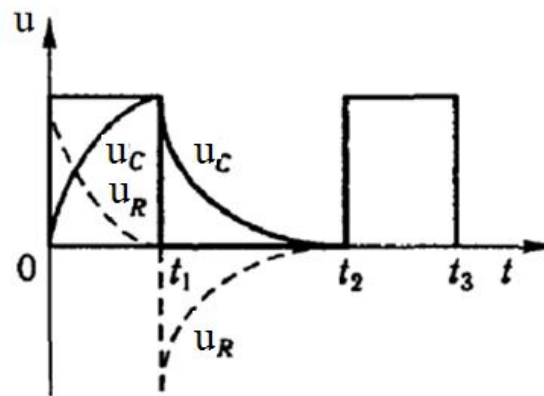


Рис.2.8. Залежності  $u_C(t)$  і  $u_R(t)$  для режиму I варіанта (а):

$$\tau \ll t_{\text{зі}}, \tau \ll t_{\text{і}}$$

Таким чином була отримана ідеальна ланка диференціювання. Отже, для того щоб ланка була диференційною, потрібне виконання трьох умов:  $\tau \ll t_{\text{зі}}$ ;  $\tau \ll t_{\text{і}}$ ;  $u_{\hat{a}\hat{o}} \ll u_{12} = u_{\hat{a}\hat{o}}$ . При цьому графік напруги  $u_{\hat{a}\hat{o}}$  за наявності імпульсної послідовності на вході матиме такий вигляд (рис.2.9).

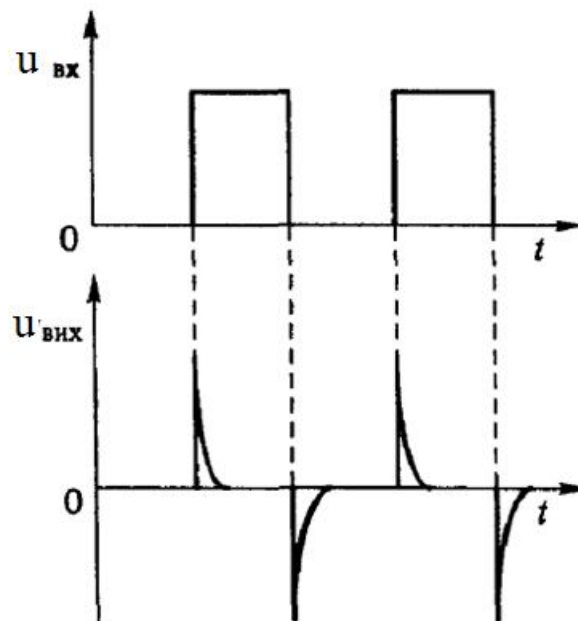


Рис.2.9. Графік напруги  $u_{\hat{a}\hat{o}}$  ланки диференціювання за наявності імпульсної послідовності на вході

Режим I, варіант б:  $\tau \ll t_{\text{зі}}, \tau \gg t_{\text{і}}$ .

Графіки напруг  $u_C(t)$  і  $u_R(t)$  наведені на рис.2.10. У цьому режимі з моменту часу  $t_2$  відбуваються, на відміну від варіанта (а), нові початкові умови  $u_R(t) = e - u_C(t_2)$ . Такий режим називають режимом негармонійних збурень.

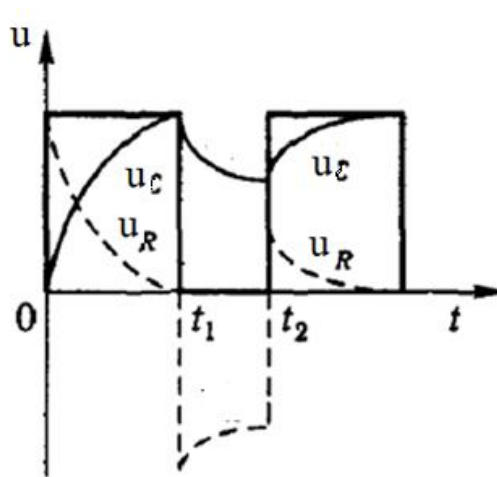


Рис.2.10. Залежності  $u_C(t)$  і  $u_R(t)$  для режиму I, варіанта (б):

$$\tau \ll t_{\text{зі}}, \tau \gg t_{\text{і}}$$

У період імпульсу перехідні процеси аналогічні розглянутим у варіанті (а), а в період паузи конденсатор С не встигає розрядитися до нуля за час  $t_{\text{і}}$ , тому нульові початкові умови не виконуються, і для диференційної ланки такий варіант неприйнятний.

*Інтегрувальні RC-ланки.* Інтегрувальною ланкою називають чотириполіусник, сигнал на вході якого пропорційний інтегралу від вхідного сигналу. У разі, якщо вхідний і вихідний сигнали виражаються в однакових одиницях (наприклад, в одиницях напруги), операцію, яку виконує інтегрувальна ланка, можна записати у вигляді співвідношення:

$$u_{\text{âëð}}(t) = K \int_0^t u_{\text{âð}}(t) dt, \quad (2.7)$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності.

На рис.2.11 наведено принципову схему інтегрувальної ланки. Нехай  $R_{\text{і}} \rightarrow \infty$ , що практично відбувається за  $R_{\text{і}} \gg R_{\text{âëð}}$  ланки.

Інтегрувальні ланки часто застосовуються для подовження імпульсів або одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для інтегрувальної ланки:

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt. \quad (2.8)$$

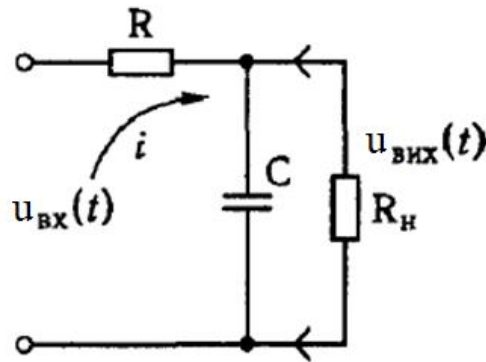


Рис.2.11. Принципова схема інтегрувальної RC-ланки

Значення струму в колі:

$$i(t) = \frac{u_{\hat{a}\hat{o}}(t) - u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)}{R}. \quad (2.9)$$

Підставивши значення струму у формулу  $u_C$ , дістанемо:

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_{\hat{a}\hat{o}}(t) - u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)}{R} dt = \frac{1}{RC} \int_0^t [u_{\hat{a}\hat{o}}(t) - u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)] dt. \quad (2.10)$$

Для отримання ідеальної інтегрувальної ланки треба, щоб виконувалася умова  $u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} \ll u_{\hat{a}\hat{o}}$ , тоді запишемо:

$$u_C = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\hat{a}\hat{o}}(t) dt. \quad (2.11)$$

Для того щоб забезпечити низький коефіцієнт передачі ланки, тобто  $u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} \ll u_{\hat{a}\hat{o}}$  ( $u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} = u_C$ ), слід забезпечити умову  $\tau \gg t_{\text{зі}}$  (рис.2.12).

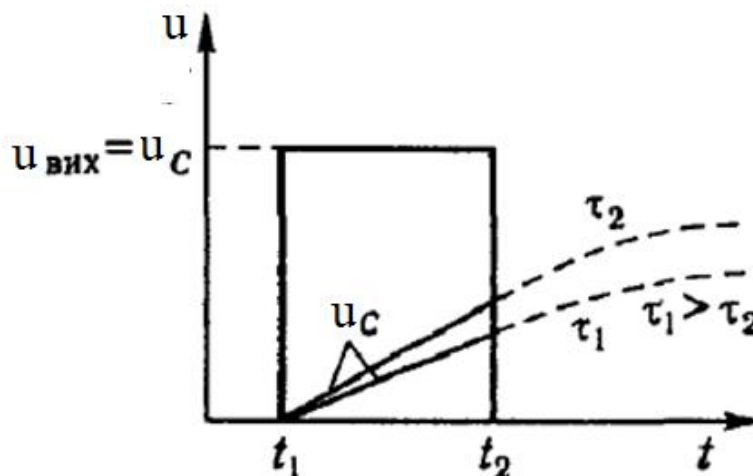


Рис.2.12. Напруга на виході ланки (на конденсаторі) за різних  $t$

Кут нахилу прямої на виході інтегрувальної ланки пропорційний амплітуді напруги імпульсу, що інтегрується, та обернено пропорційний сталій часу  $\tau$  ланки.

Отже, для того щоб ланка точно інтегрувала, необхідне виконання таких умов:  $u_{\text{âëð}} \ll u_{\text{âð}}; \tau \gg t_{\text{з1}}$ .

У період дії імпульсу ( $t_1 \dots t_2$ ):

$$u_{\text{âð}} = u = \text{const}, \text{ тому } u_{\text{âëð}} = \frac{1}{RC} \int_0^t u dt = \frac{U}{RC} t. \quad (2.12)$$

У момент часу  $t_2$  напруга на виході ланки становитиме:

$$u_{\text{âëð}}(t_2) = \frac{U}{RC} t_{\text{з1}}. \quad (2.13)$$

*Фіксатори рівня в диференційних RC-ланках.* Вхідні імпульсні послідовності, як правило, однієї полярності, а імпульсні послідовності на виході розглянутих ланок, як правило, мають дві полярності. Часто виникає потреба забезпечення на виході RC-ланок послідовностей однієї полярності. Таке перетворення здійснюється за допомогою *фіксаторів рівня*.

Фіксатори рівня можна поділити на кілька підгруп. За полярністю імпульсів на виході розрізняють фіксатори рівня позитивних і негативних імпульсів та фіксатори рівня біполярних сигналів. Залежно від того, на якому рівні треба зафіксувати положення імпульсу, розрізняють фіксатори початкового рівня та фіксатори вершини імпульсів.

Найпростіший варіант фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів подано на рис.2.13. На вхід надходить імпульсна послідовність позитивних імпульсів. Упродовж імпульсу відбувається заряджання конденсатора  $C$  від джерела ЕРС  $E$  струмом  $I_3$ .

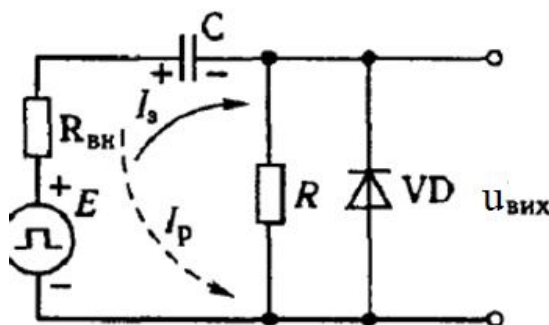


Рис.2.13. Принципова схема фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

Сталу часу ланки заряджання визначають із виразу:

$$\tau_{\text{çàð}} = \tilde{N} \left( R_{\text{âі}} + \frac{R \cdot R_{\text{VDçâ}}}{R + R_{\text{VDçâ}}} \right). \quad (2.14)$$

Оскільки  $R_{VD\phi\hat{a}} \gg R$  ( $R_{VD\phi\hat{a}} \approx 1...10\hat{\Gamma} \hat{\Gamma}$ ,  $R = 10...100\hat{\Gamma} \hat{\Gamma}$ ) і  $R_{\hat{a}\hat{i}} \ll R$ , то одержимо орієнтовне значення сталої часу заряджання ланки  $\tau_{\phi\hat{a}\hat{o}} \cong RC$ .

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

$$\tau_{\hat{o}\hat{i}\phi\hat{o}} = \tilde{N}(R_{\hat{a}\hat{i}} + R_{VD\hat{i}\hat{o}} \parallel R). \quad (2.15)$$

Оскільки  $R \gg R_{VD\hat{i}\hat{o}}$ , то  $\tau_{\hat{o}\hat{i}\phi\hat{o}} = (R_{\hat{a}\hat{i}} + R_{VD\hat{i}\hat{o}})\tilde{N}$ . Слід зазначити, що опір  $R > R_{\hat{a}\hat{i}}$ , тому стала часу  $\tau_{\phi\hat{a}\hat{o}} \gg \tau_{\hat{o}\hat{i}\phi\hat{o}}$ .

Отже, застосування діода VD прискорює розрядження конденсатора. Наявність напруги на конденсаторі C графічно зображено на рис.2.14.

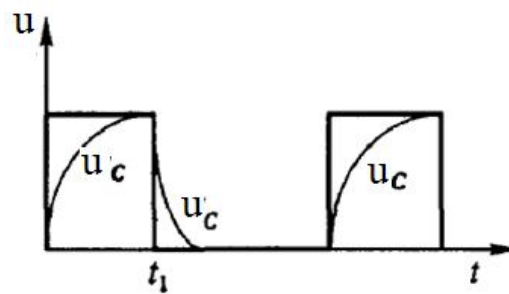


Рис.2.14. Напруга на конденсаторі фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

Напруга на виході фіксатора  $u_R = e - u_C$ . У момент часу  $t_1$  її величину визначають із виразу:

$$u_R(t_1) = \frac{-u_C \cdot R_{VD\hat{i}\hat{o}}}{R_{\hat{a}\hat{i}} + R_{VD\hat{i}\hat{o}}}. \quad (2.16)$$

Оскільки опір діода  $R_{VD\hat{i}\hat{o}} \ll R_{\hat{a}\hat{i}}$ , то напруга  $u_R(t_1) \approx 0$  (рис.2.15).

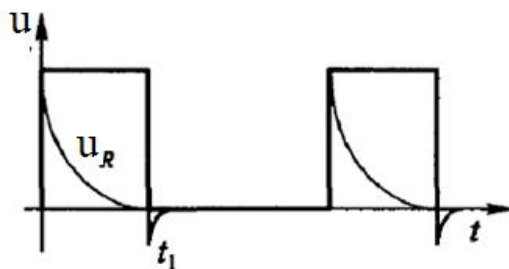


Рис.2.15. Вихідна напруга фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

При підготовці до заходів поточного контролю рекомендовано використовувати таку літературу [8, С.240-252].

### 2.1.2. Контрольні запитання для самоперевірки

1. Дайте визначення імпульсу.
2. Які види імпульсів Вам відомі?
3. Як визначити відносний спад імпульсу?
4. За допомогою якого параметра можна оцінити швидкість наростання імпульсу?
5. Як визначити скважність імпульсу?
6. Дайте визначення імпульсу струму або напруги. Перерахуйте найбільш поширені різновиди імпульсів.
7. Що таке відеоімпульс струму або напруги?
8. Що є радіоімпульсом? У чому його відмінність від відеоімпульсу?
9. Назвіть і дайте коротку характеристику параметрів імпульсу.
10. У чому відмінність лінійних RC-кіл від нелінійних RC-кіл?
11. Дайте визначення диференційного кола.
12. Яка залежність існує між вхідною і вихідною напругою диференційного RC-кола? Поясніть її отримання.
13. Назвіть умову диференціювання синусоїдального і імпульсного сигналу.
14. Поясніть за допомогою часових діаграм процес диференціювання імпульсу.
15. Які параметри задаючого генератора і кола впливають на форму вихідного імпульсу?
16. Поясніть за допомогою часових діаграм форму напруги на елементах перехідного кола.
17. У чому відмінність диференційного RC-кола від перехідного кола?
18. Яке призначення перехідного RC-кола?
19. Дайте визначення інтегруючого кола.
20. Яка залежність існує між вхідною і вихідною напругою реального інтегруючого RC-кола? Поясніть її отримання.
21. Поясніть за допомогою часових діаграм процес інтегрування сигналу.
22. Назвіть умови інтегрування синусоїдального і одиничного імпульсного сигналів.



23. Користуючись принциповою схемою блоку RC-кола, поясніть призначення елементів схеми.
24. Як експериментально визначити параметри RC-кола?
25. Які шляхи підвищення точності диференціювання, інтегрування передачі невикривленого імпульсу?
26. Намалюйте RC-ланку і встановіть умови, за яких вона буде такою, що диференціює.
27. За яких умов RC-ланка буде розділовою?
28. У чому відмінність осцилограми вихідної напруги реальної ланки, що диференціює, від реальної?
29. Призначення фіксаторів рівня в ланках, що диференціюють. В якому напрямку підключають діоди щодо джерела опорної напруги у фіксаторах і чому?
30. Назвіть основні джерела похибок в інтегровальних ланках, напишіть формули для їх визначення.

## **2.2. Тема 2. Пристрої елементів схем безконтактних систем керування**

### **2.2.1. Зміст та методичні вказівки до теми 2**

На сьогодні присутня тенденція відмови від аналогових схем та переходу на цифрові з широким застосуванням мікропроцесорної техніки. Цифрова обробка сигналів надає переваги у гнучкості рішень, технологічності конструкцій та економії енергоспоживання. У схематичному плані в основу цифрової техніки, а також значної кількості так званих імпульсних пристроїв покладені електронні ключі.

Технічна реалізація цифрових схем, у яких сигнали представлені дискретними квантованими рівнями напруги (струму), ґрунтується на використанні електронних комутаторів напруги (струму), які називаються електронними ключами. У якості нелінійних приладів з керованим опором у електронних ключах використовуються напівпровідникові діоди, біполярні та польові транзистори, фототранзистори, тиристори, оптрони, електронні лампи.

Аналогічно механічним ключам (контактним), електронний ключ характеризується у відкритому та закритому стані, граничними значеннями

струму та напруги комутації, часовими параметрами, які описують швидкість перемикання з одного стану у інший. Слід зазначити, що електронні ключі, на відміну від механічних, не завжди є двонаправленими, тобто комутуючими струм та напругу одного знака.

Слід також розрізняти аналогові електронні ключі, які призначені для передачі аналогового сигналу з мінімальними викривленнями, та цифрові ключі, що забезпечують формування бінарних сигналів. Аналогові ключі покладені в основу комутаторів сигналів, що знайшли застосування у техніці аналогово-цифрового перетворення.

*Електронні ключі на біполярних транзисторах.* Найбільш широкого застосування набули електронні ключі на біполярних транзисторах, що зібрані за схемою з загальним емітером (рис.2.16).

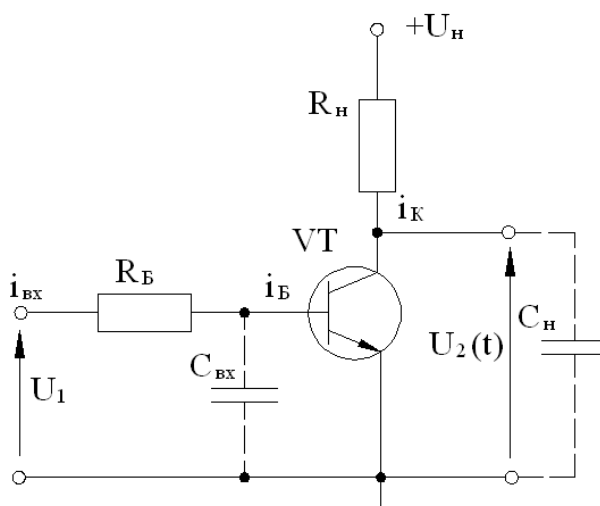


Рис.2.16. Схема електронного ключа на біполярному транзисторі

У ключовому режимі біполярний транзистор працює у режимі насичення (замкнений ключ) або у режимі відсічення (розімкнутий ключ). Слід пам'ятати, що у режимі насичення обидва переходи (колектор-база та емітер-база) відкриті, а у режимі відсічення – закриті. В режимі насичення вихідне коло транзистора можна представити еквівалентним джерелом напруги, величина ЕРС якого наводиться у довідниках ( $U_{\text{КЕНАС}}$  – напруга насичення). Слід враховувати також внутрішній опір цього джерела, величина якого визначається крутизною нахилу лінії граничного режиму, однак, у більшості практично важливих випадків для інженерних розрахунків можна обмежитися величиною –  $U_{\text{КЕНАС}}$ . Резистори  $R_b$  та  $R_k$  повинні забезпечувати надійне запирання транзистора при низькому рівні керуючого сигналу у всьому

діапазоні робочих температур, та насичення при високому рівні керуючого сигналу.

При розрахунках необхідно враховувати зворотний струм колектора, що протікає через резистор  $R_B$ , та створює на ньому падіння напруги. Сумарна напруга на емітерному переході визначається за виразом:

$$U_{BE} = U_0 + I_{kmax} \cdot R_B, \quad (2.17)$$

де  $I_{kmax}$  – максимальний зворотний струм колектора;

$U_0$  – напруга низького рівня керуючого сигналу.

Для надійного запирання транзистора необхідно дотримуватися умови  $U_{BE} < U_{BEвідс}$ . Необхідно враховувати значну температурну залежність зворотного струму колектора та для розрахунку обирати максимальне значення.

Відкритий транзистор може знаходитися у активному режимі або у режимі насичення. Для електронних ключів активний режим є не вигідним, так як у цьому режимі на колекторі розсіюється значна потужність. Тому активний режим припустимий тільки у перехідному процесі.

Для забезпечення насичення необхідно, щоб виконувалося співвідношення  $I_B > I_{Bн}$ . Струм бази можна визначити за формулою:

$$I_B = \frac{(U_1 - U_{BEвідс})}{(r_B + R_B)}. \quad (2.18)$$

Струм насичення визначається опором резистора у колі колектора, підсилювальними властивостями транзистора та опором між колектором та емітером у насиченому стані:

$$I_{Bнас} = \frac{E - U_{KEнас}}{\beta R_K}. \quad (2.19)$$

При розрахунках доцільно використовувати найгірше значення  $\beta = \beta_{min}$ .

Необхідною частиною проектування електронних ключів є оцінка їх динамічних властивостей, що визначають швидкість перемикання та втрати енергії на цьому етапі (динамічні втрати).

Перехідні процеси в електронному ключі на біполярному транзисторі характеризуються тривалістю циклу перемикання, який можна розділити на декілька окремих етапів:

- затримка вмикання;

- вмикання (наростання струму до величини, що відповідає насиченню);
- затримка вимикання (обумовлена розсмоктуванням заряду у базі при переході з режиму насичення в активний режим);
- вимикання (обумовлено зменшенням струму колектора до значення, що відповідає відсіченню).

Розглянемо характерні ділянки перехідного процесу за часовими діаграмами (рис.2.17).

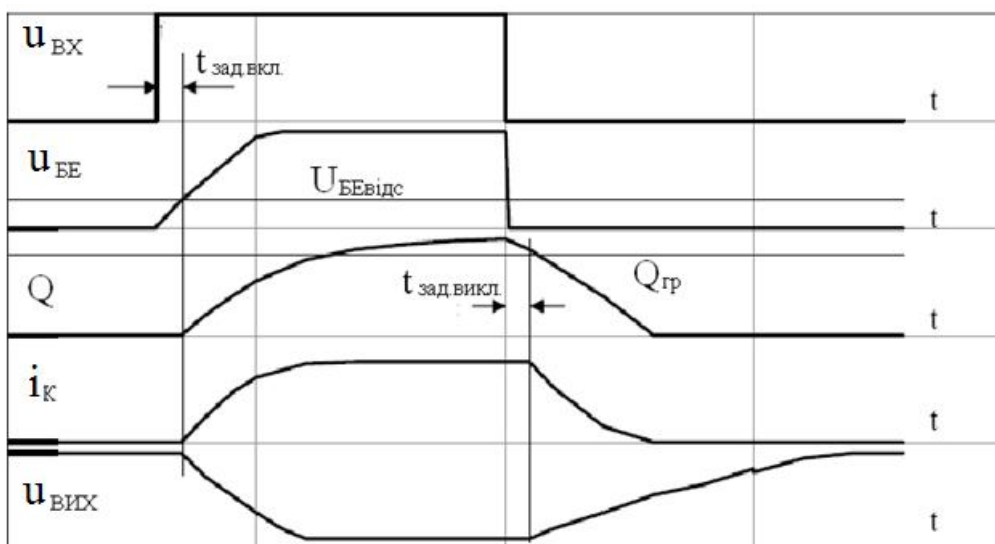


Рис.2.17. Перехідні процеси у ключі на біполярному транзисторі

1. Транзистор закритий, струм бази визначається зворотним струмом колектора, заряд у базі практично відсутній, на виході ключа високий рівень.

2. Потенціал на вході ключа стрибком збільшується, вхідна ємність заряджається. Струми бази та колектора не змінюються, доки напруга на переході база-емітер не перевищує напруги відсічення (час затримки вмикання).

3. У момент перевищення напруги відсічення відкривається емітерний перехід, і транзистор переходить до активного режиму. Інжектовані у базу неосновні носії порушують урівноважений стан бази, та починається накопичування заряду. Пропорційно зростає струм колектора, обумовлений екстракцією носіїв у область колектора.

4. У режимі насичення усі струми та напруги залишаються постійними, при цьому заряд у базі продовжує зростати, хоч і з меншою швидкістю.

5. При стрибкоподібній зміні потенціалу на вході ключа струм бази також швидко зменшується, порушується урівноважений стан заряду бази та починається його розсмоктування. Транзистор залишається ненасиченим до тих

пір, доки заряд не зменшиться до граничної величини, після чого переходить до активного режиму.

6. В активному режимі заряд бази та струм колектора зменшуються до тих пір, доки транзистор не перейде у режим відсічення. У цей момент вхідний опір ключа збільшується. Цей етап визначає час відключення.

7. Після переходу транзистора у режим відсічення напруга на виході продовжує зростати, так як заряджаються ємність навантаження, монтажу та ємність колектора.

Ключі на біполярних транзисторах мають ряд недоліків, які обмежують їх застосування:

- обмежена швидкодія, що викликана кінцевою швидкістю розсмоктування неосновних носіїв у базі;
- значна потужність, що споживається колами керування у статичному режимі;
- при паралельному вмиканні біполярних транзисторів необхідно застосовувати вирівнюючі резистори у колах емітерів, що призводить до зниження ККД схеми;
- термічна нерівновага, що визначена зростанням струму колектора при зростанні температури транзистора.

*Електронні ключі на польових транзисторах.* Альтернативою для біполярних транзисторів служать польові транзистори. Польові транзистори не споживають статичної потужності по колу керування, у них відсутні неосновні носії, зростання температури призводить до зменшення струму стоку, що забезпечує підвищену термостійкість.

Найбільшого розповсюдження отримали МДП-транзистори з індукційованим каналом (збагаченого типу). Транзистори цього типу характеризуються пороговою напругою, при якій виникає провідність каналу. Довідникові дані на ключові транзистори цього типу включають параметр  $R_{DS(on)}$  – опір сток-істок у відкритому стані. Для низьковольтних транзисторів величина цього опору складає десятки – соті долі Ом, що обумовлює малу потужність, що розсіюється на транзисторі у статичному режимі. Але  $R_{DS(on)}$  помітно збільшується при зростанні максимально припустимої напруги сток-істок.

Необхідно враховувати, що режим насичення для МДП-транзистора принципово відрізняється від режиму насичення біполярного транзистора. Перехідні процеси у ключах на польових транзисторах обумовлені переносом носіїв через канал та перезарядом міжелектродних ємностей, ємностей навантаження та монтажу. Так як електрони володіють більш високою швидкістю, ніж дірки, то n-канальні транзистори володіють кращою швидкістю у порівнянні з р-канальними.

У схемотехніці, як правило, використовується схема з загальним истоком, що наведена на рис.2.18,а. Коли транзистор закритий, через нього тече некерований (початковий) струм стоку. При відкритому транзисторі струм через нього повинен визначатися величиною опору навантаження та напругою живлення.

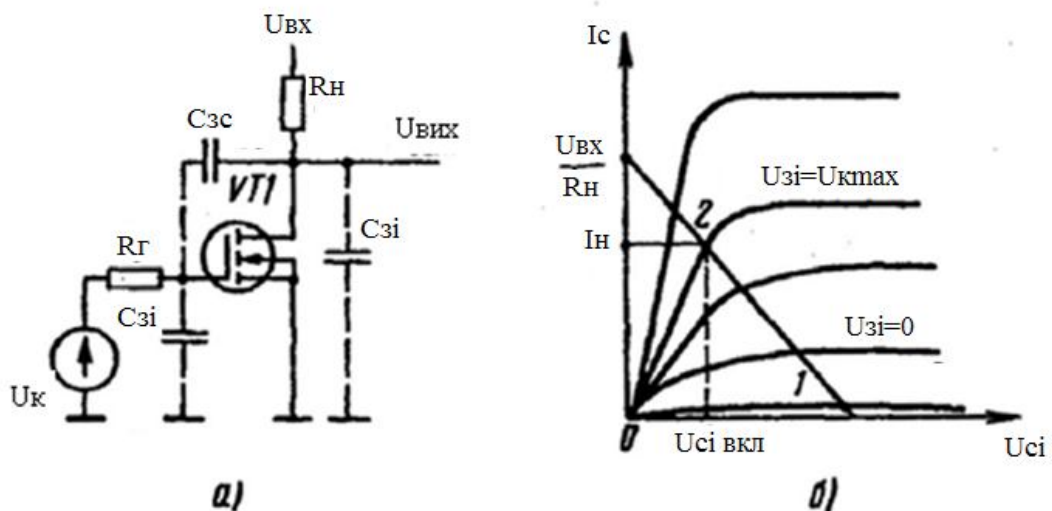


Рис.2.18. Ключ на МДП транзисторі з індукційованим затвором

Для надійного відкривання транзистора амплітуда керуючої напруги обирається із умови:

$$U_{к\max} > (1,2 \dots 1,5) \cdot (U_0 + I_n / S_0), \quad (2.20)$$

де  $I_n = E / (R_n + R_{cl})$  – струм навантаження;

$U_0$  – порогова напруга;

$S_0$  – крутизна ВАХ (рис.2.18,б).

Перехідні процеси у ключах на МДП транзисторах наведені на рис.2.19. На першому етапі відбувається заряд ємності  $C_{зi}$  та перезарядка  $C_{зс}$  до напруги на затворі, що дорівнює пороговій. Транзистор при цьому залишається закритим. Тривалість цього етапу:

$$t_1 = R_i \cdot (C_{\text{сн}} + \tilde{N}_{\text{сi}}) \cdot \ln\left(\frac{U_{\hat{e}}}{U_{\hat{e}\text{max}} - U_0}\right). \quad (2.21)$$

На другому етапі транзистор відкривається та переходить в активний підсилювальний режим. На цьому етапі перезарядження  $C_{3C}$  загальмовується за рахунок дії від'ємного зворотного зв'язку (ефект Міллера). Протягом 3-го етапу напруга на затворі залишається практично постійною. По закінченні перезарядження ємності  $C_{3c}$  напруга на затворі зростає до величини  $U_{\text{кmax}}$ . Вимикання здійснюється у зворотному порядку.

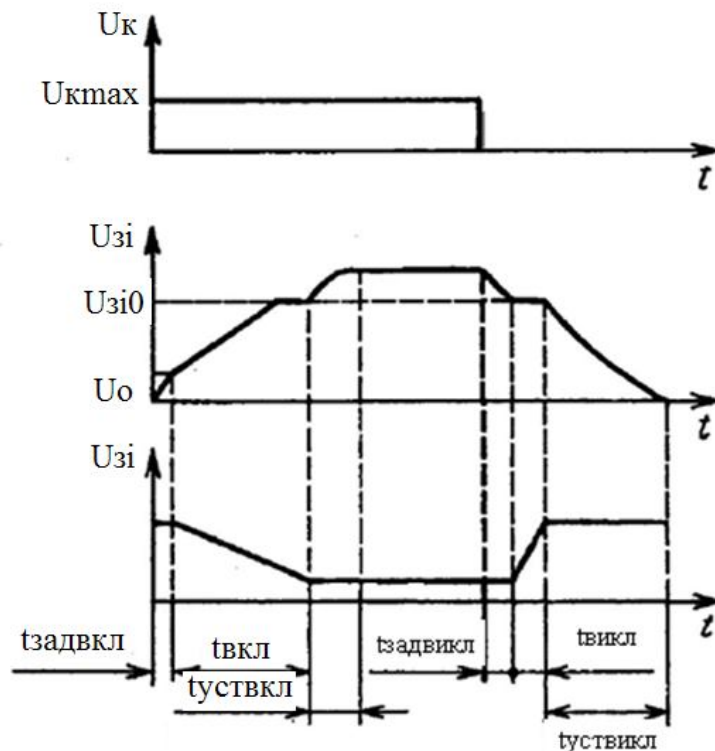


Рис.2.19. Епюри напруг ключа на польовому транзисторі

Для зручності розрахунку тривалості перехідних процесів в ключах на МДП транзисторах доцільно використовувати параметр заряд вмикання  $Q_{\text{звкл}}$ . Наприклад, транзистор з  $Q_{\text{звкл}} = 20\text{нКл}$  можна увімкнути за 20мкс струмом в 1мА і за 20нс струмом в 1А. Вказаний параметр наводиться у довідниках та визначається заводом-виробником експериментальним шляхом.

Ключові МДП транзистори характеризуються максимально допустимою швидкістю зміни напруги сток-істок ( $dv/dt$ ). При перевищенні вказаної величини можливо спонтанне відпирання транзистора з непередбачуваними результатами.

*Цифрові ключі на IGBT транзисторах.* Сучасний рівень розвитку вітчизняної та закордонної елементної бази ставить перед розробником питання

вибору найбільш прийнятного ключового елемента. Сучасний інженер може обирати з трьох основних видів транзисторів: біполярні, польові та IGBT транзистори, що являють собою комбінації двох попередніх типів: за входом такий транзистор веде себе як польовий, а за виходом – як біполярний.

Такі транзистори можуть комутувати струми у десятки ампер при напругах близько кіловольта. Біполярні транзистори працюють при напругах до 1,5кВ та комутують струми у декілька десятків ампер, польові транзистори працюють при більш низьких значеннях напруги (як правило менш 1000В) та комутують струми до сотні ампер.

Еквівалентна схема IGBT-транзистора наведена на рис.2.20. У порівнянні з польовим транзистором IGBT має дві суттєві переваги. По-перше, еквівалентна крутизна IGBT значно перевищує крутизну польового транзистора, по-друге, у порівнянні з польовим транзистором, силове коло IGBT має значно менший опір у відкритому стані. У плані швидкодії IGBT є кращими за біполярні транзистори, але поступаються польовим.

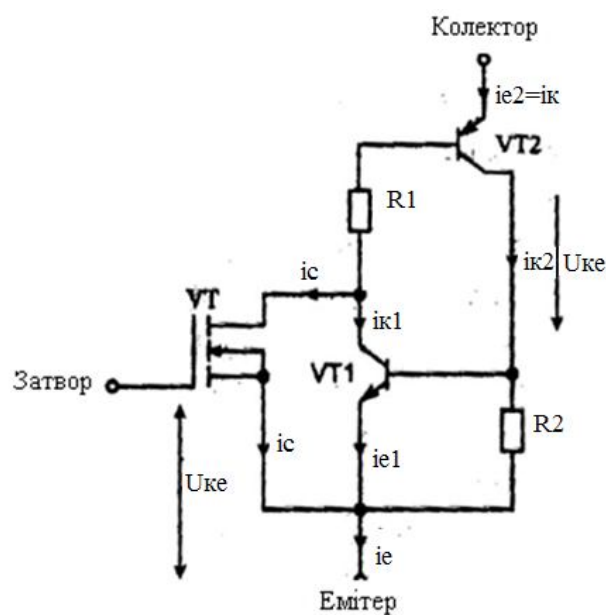


Рис.2.20. Еквівалентна схема IGBT транзистора

Провідний виробник IGBT – фірма International Rectifier класифікує свою продукцію за наступними категоріями: W – (warp speed) 75...150кГц; U – (ultra fast speed) 10...75кГц; F – (fast speed) 3...10кГц; S – (standart speed) 1...3кГц.

Застосування IGBT має свої особливості. Актуальним є вимога по  $du_{ea}/dt$ , порушення якої може призвести до втрати можливості запирання, аналогічному процесу відпирання.



У довідникових даних на IGBT указуються параметри затвору ( $Q_{з\epsilon}$ ,  $Q_3$ ,  $Q_{зк}$ ), за допомогою яких можна оцінити параметри схеми керування, однак, на їх підставі не можна передбачити час перемикання транзистора, так як на нього впливають ще й процеси розсмоктування неосновних носіїв у базі. Для оцінювання часу перемикання використовуються такі параметри: час спаду/наростання, час затримки вимикання. IGBT, аналогічно польовим транзисторам, можна вмикати паралельно для підвищення потужності комутації.

*Операційні підсилювачі.* Операційні підсилювачі постійного струму (ОППС) є досить поширеним базовим елементом аналогової схемотехніки, на якому можуть бути створені лінійні і нелінійні функціональні перетворювачі, тобто апаратними засобами можна реалізувати практично будь-які математичні функції. Позначення ОППС на електричних схемах подано на рис.2.21. Еквівалентну схему ОППС наведено на рис.2.22.

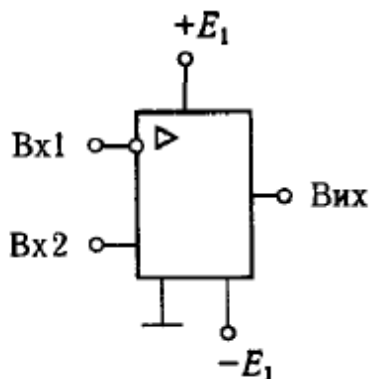


Рис.2.21. Умовне графічне зображення ОППС

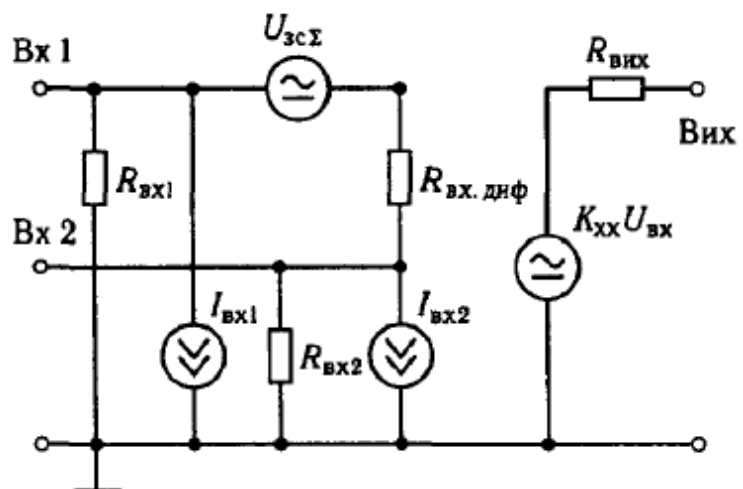


Рис.2.22. Еквівалентна схема ОППС

Між входами (бази транзисторів диференціального входного каскаду) і загальною шиною знаходяться входні опори  $R_{вх1}$  і  $R_{вх2}$ , входні базові струми  $I_{вх1}$  і  $I_{вх2}$  моделюються відповідними джерелами струму. Опір між базами каскаду диференціювання створюється резистором  $R_{вхдиф}$ , а напругу між базами моделюють величиною  $U_{зс\Sigma}$ ,  $R_{вх1}$ ,  $R_{вх2}$ ,  $I_{вх1}$ ,  $I_{вх2}$ ,  $R_{вхдиф}$ ,  $R_{вих}$ ,  $K_{хх}$ .

Розглянемо принципову схему *суматора* з інвертуванням на ОП (рис.2.23), з амплітудною характеристикою (рис.2.24).

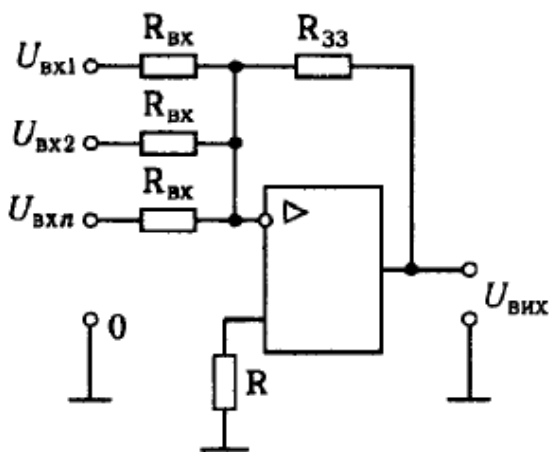


Рис.2.23. Схема суматора з інвертуванням

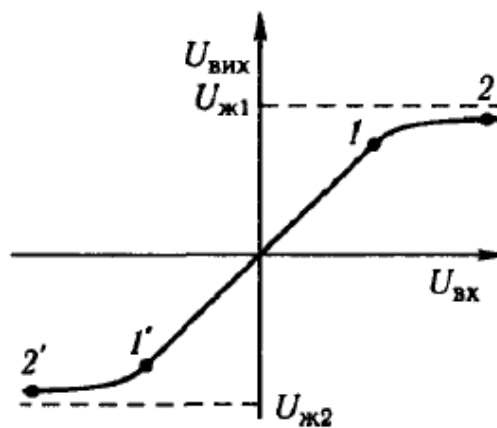


Рис.2.24. Амплітудна характеристика ОППС

Сигнали можна правильно підсумувати тільки на лінійній ділянці амплітудної характеристики 1-1' ОППС (рис.2.24). На ділянці 1-1' режим роботи ОППС лінійний, де застосований принцип суперпозиції, і вихідну напругу можна розглядати як суму реакцій від вхідних сигналів:

$$U_{\text{вих}} = - \left[ \frac{R_{33}}{R_1} U_{\text{вх1}} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{\text{вх2}} + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_{\text{вхп}} \right].$$

(2.22)

Найгірше узгодження внутрішнього опору джерела сигналу з входом підсилювача буде на тому вході, де найбільший коефіцієнт підсилення  $R_{33} / R_i$ , тому для цього входу забезпечують необхідне узгодження з джерелом, а для всіх інших входів узгодження значно краще. Вибір резисторів  $R_i$  і  $R_{33}$  аналогічний підсилювачу з інвертуванням сигналу. Величину резистора  $R$  визначають з умови:

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n \parallel R_{33}. \quad (2.23)$$

Величину вихідного опору суматора визначають аналогічно до раніше розглянутих схем:

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих.підс}}}{1 + K_{\text{хх}} \cdot \beta}, \quad (2.24)$$

$$\text{де } \beta = \frac{R_{\text{екв}}}{R_{\text{екв}} + R_{33}}, \quad R_E = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n.$$

Розглянемо схему найпростішого компаратора і часові діаграми його роботи (рис.2.25,а,б).

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Він виконує порівняння вхідного сигналу  $U_{вх}$  з опорною напругою  $U_{оп}$ . Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис.2.25,б.

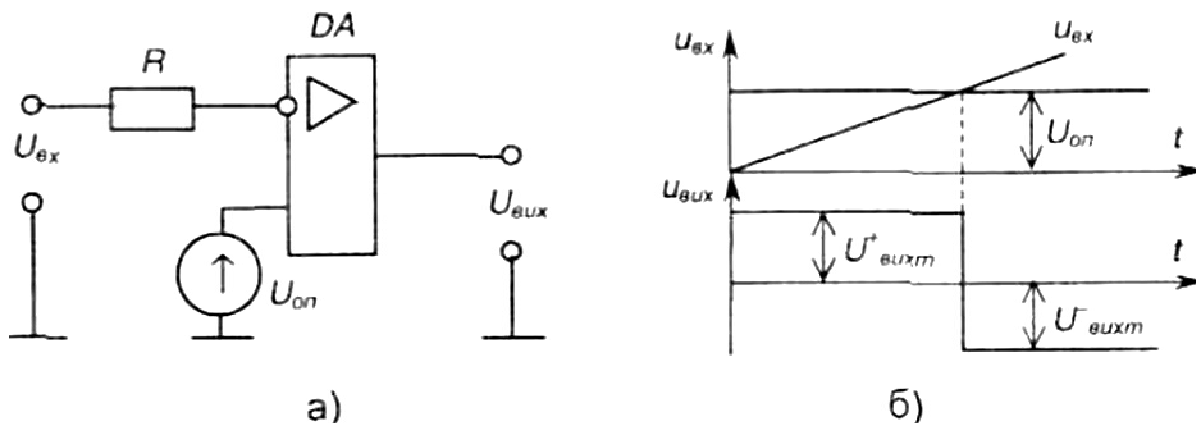


Рис.2.25. Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Коли  $U_{оп} = 0$  маємо нуль-орган, що фіксує відхилення  $U_{вх}$  від нульового значення. Компаратор – це чи не єдине використання ОП без зворотних зв'язків, коли напряду використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертуючому вході більш позитивна, ніж на інвертуючому і «-», коли навпаки. Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

При підготовці до заходів поточного контролю рекомендовано використовувати таку літературу [2, С.5-17; 9, С.105-127].

### 2.2.2. Контрольні запитання для самоперевірки

1. Чому в процесі затримки вимикання транзистора не враховується розряд (перезаряд) вхідної ємності транзистора?
2. Як визначити вхідну ємність транзистора на етапі затримки вмикавання, на етапі вимикання?
3. Що таке ефект Міллера?
4. Чому при паралельному включенні біполярних транзисторів необхідно застосовувати урівнюючі резистори?
5. Як визначити оптимальну ємність конденсатора у форсуючій ланці?

6. Перелічіть відомі типи польових транзисторів, наmalюйте їх характеристики. Які параметри характерні для різних типів польових транзисторів?

7. Чим відрізняються процеси насичення польового та біполярного транзистора?

8. Яка роль резисторів у колі затвору польових транзисторів при їх паралельному вмиканні?

9. Визначити час затримки вмикання польового транзистора, якщо внутрішній опір джерела сигналу  $R_{дж} = 10 \text{ Ом}$ , ємність  $C_{зи} = 10 \text{ пФ}$ , порогова напруга  $U_{п} = 3 \text{ В}$ , амплітуда відкриваючого імпульсу  $U = 5 \text{ В}$ .

10. Використовуючи дані попередньої задачі, визначити енергію, що витрачається на відпирання транзистора, якщо  $Q_{вкл} = 50 \text{ нКл}$ .

11. Що таке операційний підсилювач, як він побудований і які його властивості?

12. Наведіть основні параметри та характеристики операційного підсилювача.

13. Наведіть схеми і поясніть принцип дії інвертуючого підсилювача на операційному підсилювачі, неінвертуючого підсилювача, перетворювача струму в напругу, інвертуючого і неінвертуючого суматорів, інтегратора, диференціатора, компаратора.

14. Як забезпечується поділення сигналів змінної напруги за допомогою операційного підсилювача при однополярному живленні?

15. Як можна збільшити потужність вихідного сигналу операційного підсилювача?

## **2.3. Тема 3. Елементи схем керування**

### **2.3.1. Зміст та методичні вказівки до теми 3**

*Логічні елементи для систем БСК.* Основу сучасних пристроїв обробки інформації складають цифрові (логічні) ІМС.

Аналіз роботи цифрових пристроїв базується на використанні математичної логіки – алгебри Джорджа Буля (1815-1864рр.). В її основі лежить поняття події, яка оцінюється з точки зору її настання: вона може статися або не статися.

Тоді кожен подій можна вважати істиною, що може моделюватися одиницею «1» (високим рівнем напруги при електричному моделюванні) або хибною, що моделюється нулем «0» (низьким рівнем напруги).

Обробка інформації, яка подається у вигляді подій, ведеться у двійковій системі числення, яка має тільки дві цифри 0 і 1.

Величина, котра може приймати тільки ці два значення, називається двійковою (логічною) змінною.

Складна подія, що залежить від декількох двійкових змінних, називається двійковою (логічною, перемикальною) функцією:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \text{ де } \delta = \{1, 0\}. \quad (2.25)$$

У практичних цілях алгебру Буля першим у 1938 році застосував родоначальник кібернетики Клод Шеннон (США) при дослідженні електричних кіл з контактними перемикачами.

Цифрові пристрої поділяються на два великих класи: комбінаційні і послідовні.

Комбінаційні пристрої реалізують функції, що залежать тільки від комбінації змінних, що до них входять, у даний момент часу і не залежать від стану пристрою в попередній момент часу.

Послідовні (від слова «послідовність») пристрої реалізують функції, що залежать не тільки від комбінації вхідних змінних у даний момент часу, а ще й від стану пристрою в попередній момент часу: вони мають пам'ять.

Якщо вхідні сигнали логічних елементів змінювати з часом (рис.2.26), можна отримати часові діаграми, що відповідають динамічному режиму роботи елементів.

У загальному випадку кількість вхідних змінних (кількість входів) логічних елементів, необхідних для реалізації складних логічних функцій, може бути будь-якою. Реально у елементів, що випускаються у вигляді ІМС, воно, як правило, складає 2 (чотири елементи в одному корпусі ІМС, які мають спільні кола живлення), 3 (три елементи), 4 (два елементи), 8 (один елемент). Частіше це елементи І-НІ, АБО-НІ.

По елементній базі, на якій виконано логічні елементи, їх підрозділяють на резисторно-діодні (РДЛ-резисторно-діодна логіка), резисторно-діодно-транзисторні (РДТЛ), транзисторно-транзисторні (ТТЛ), на К-МОН комплементарних транзисторах (К-МОН-логіка) і деякі ін.

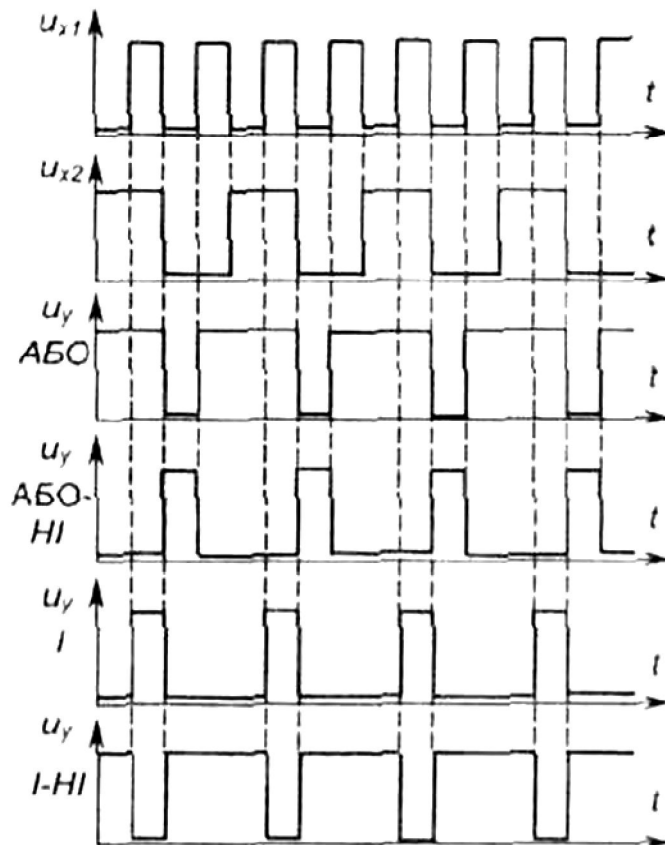


Рис.2.26. Часові діаграми роботи двовходових логічних елементів

Наприклад, схеми двовходових резисторно-діодних елементів 2АБО та 2І наведені на рис.2.27,а і 2.27,б відповідно.

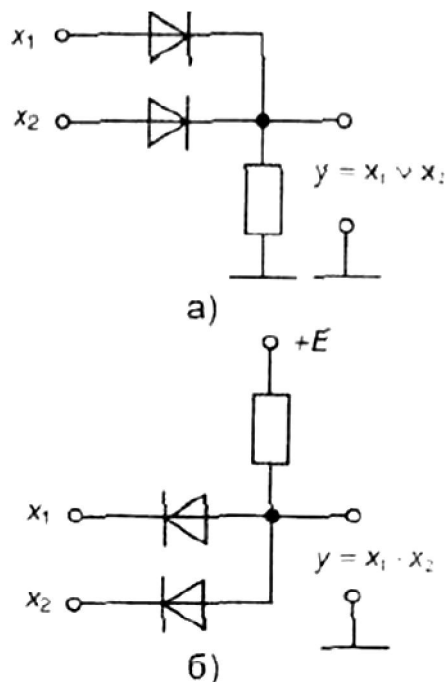


Рис.2.27. Резисторно-діодні елементи 2АБО (а) та 2І (б)

При своїй схемній простоті вони мають суттєвий недолік: падіння напруги на діодних ключах не дозволяє реалізувати складні логічні функції з

послідовним вмиканням великого числа елементів за прийнятних значень напруги джерела живлення. Необхідно тут забезпечити проміжне підсилення сигналів. Підсилення забезпечують елементи на основі транзисторних ключів.

*Генератори лінійно змінної напруги (ГЛН).* Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) зображена на рис.2.28.

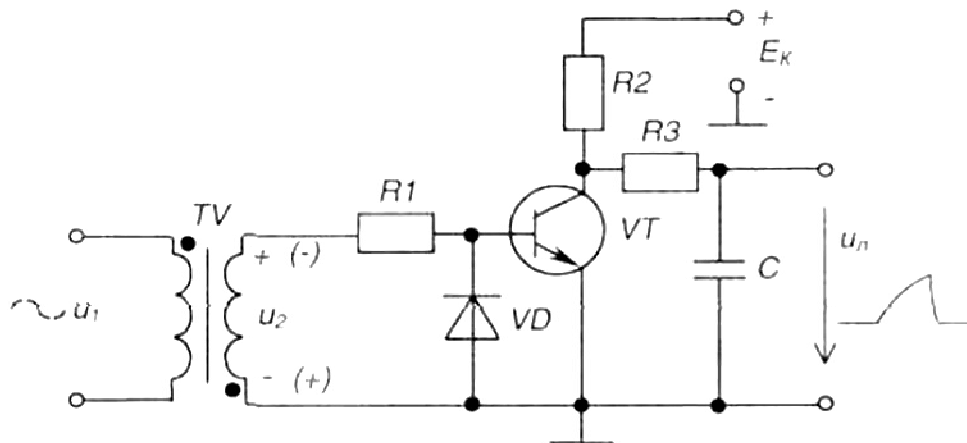


Рис.2.28. Транзисторний генератор пилкоподібної напруги

Вона складається з таких елементів: TV – трансформатор напруги, вторинна напруга  $u_2$  якого знаходиться у протифазі з первинною напругою  $u_1$ ; VT – транзисторний ключ; R2, R3, C – зарядне RC-коло, стала часу якого:

$$\tau_{\text{зад}} = (R2 + R3) \cdot C \gg \dot{O}_i, \quad (2.26)$$

де  $\dot{O}_i$  – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати  $R3 \gg R2$ .

Працює схема так. За позитивної півхвилі  $u_2$  транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга  $u_i = 0$ .

За негативної півхвилі  $u_2$  транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R3, що обмежує струм через транзистор.

Оскільки  $t_{\text{зад}} \gg \dot{O}_i$ , можна вважати, що напруга  $u_i$  змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти).

Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис.2.29.

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R2 використати джерело постійного струму (рис.2.30).

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійної напруги, побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підслювачі і

доповненого розрядним транзисторним ключем (рис.2.31), де інтегратор складається з елементів R2, C і DA2.

Розрядний транзистор VT тут є емітером, що підімкнений до інвертуючого входу операційного підсилювача DA2. Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі DA1.

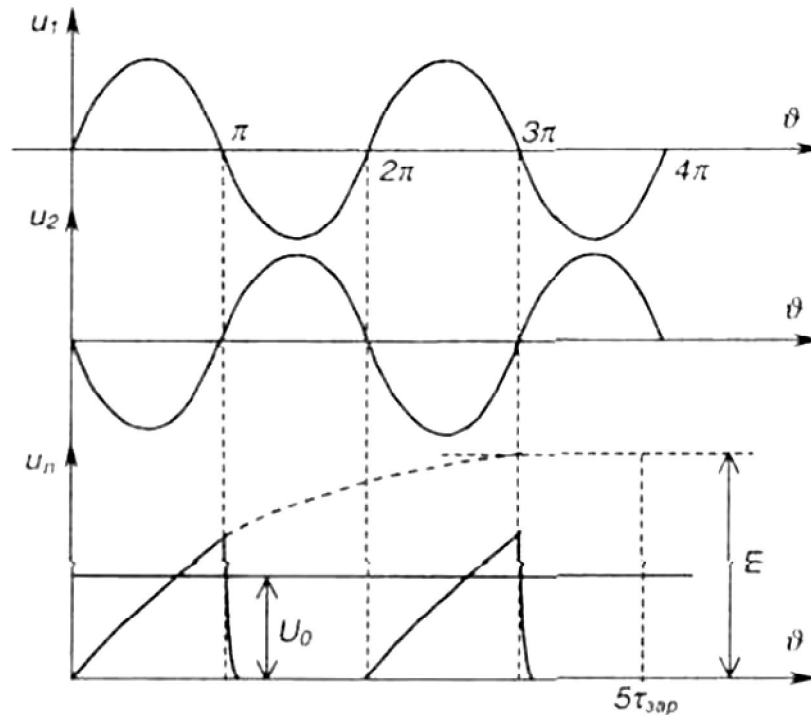


Рис.2.29. Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

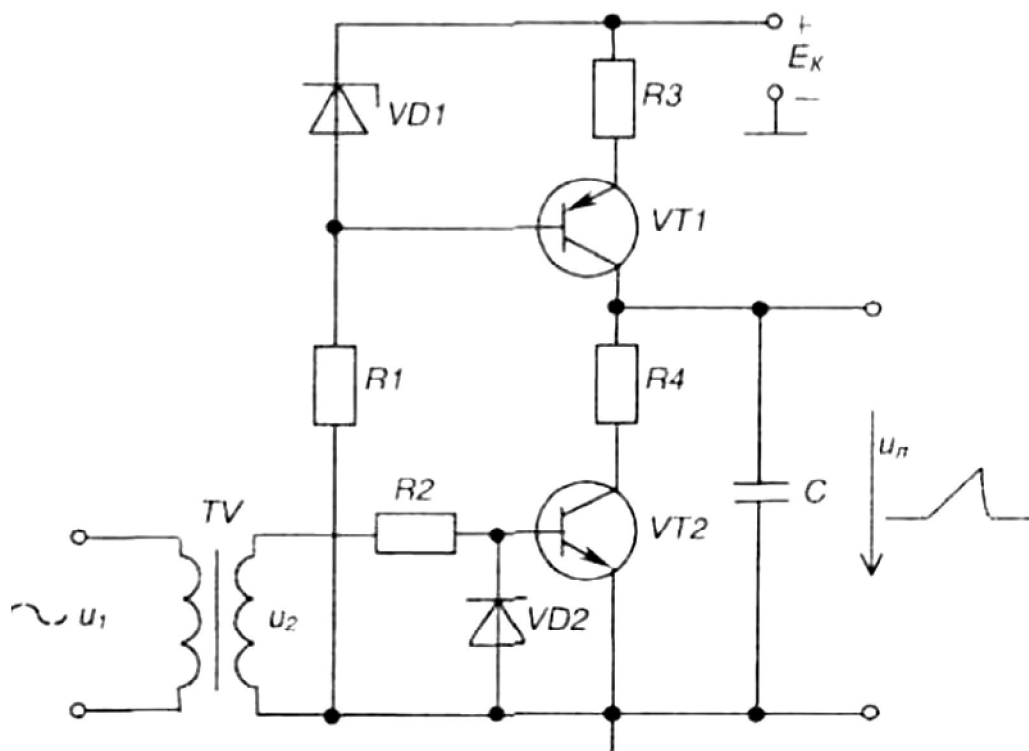


Рис.2.30. Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму



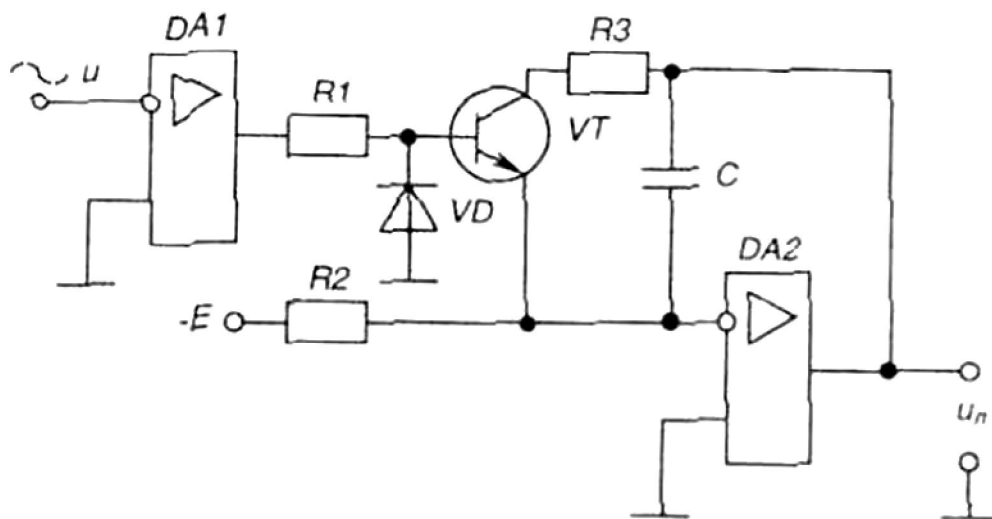


Рис.2.31. Генератор пилоподібної напруги на операційному підсилювачі Системи імпульсно-фазового керування (СІФК), горизонтального та вертикального принципу. Завданням СІФК є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати наступним вимогам:

- 1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування –  $(10 \dots 20)\text{В}$ ,  $(20 \dots 2000)\text{мА}$ ;
- 2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів –  $(150 \dots 200)\text{В/ел.градус.}$ ;
- 3) забезпечувати регулювання величини кута  $\alpha$  у заданому діапазоні з необхідною точністю;
- 4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;
- 5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування – взагалі їх тривалість може складати  $(\pi - \alpha)$ , але це не економічно, достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує величину струму утримання;
- 6) мати високу завадостійкість.

У СІФК, що реалізують горизонтальний спосіб керування, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна – керуюча напруга – проходить через нуль.

Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рис.2.32.

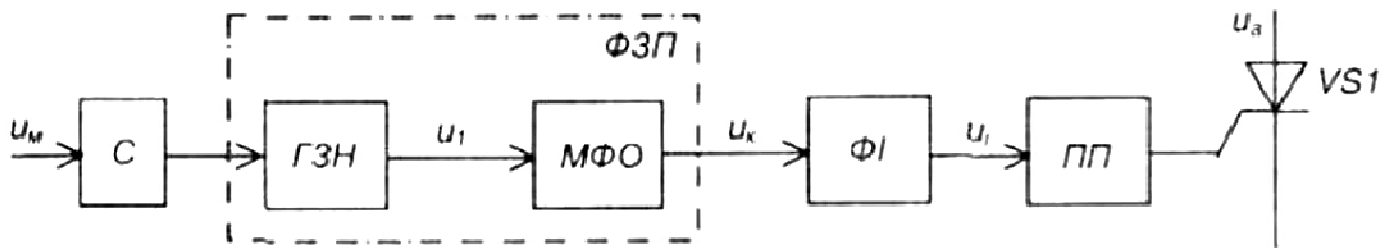


Рис.2.32. Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено: С – синхронізатор; ГЗН – генератор змінної напруги; МФО – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги  $u_1$  від 0 до  $\pi$ ); ФЗП – фазозсувний пристрій; ФІ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси при проходженні  $u_k$  через 0); ПП – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу  $u_i$  до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис.2.33 наведені часові діаграми роботи такої СІФК.

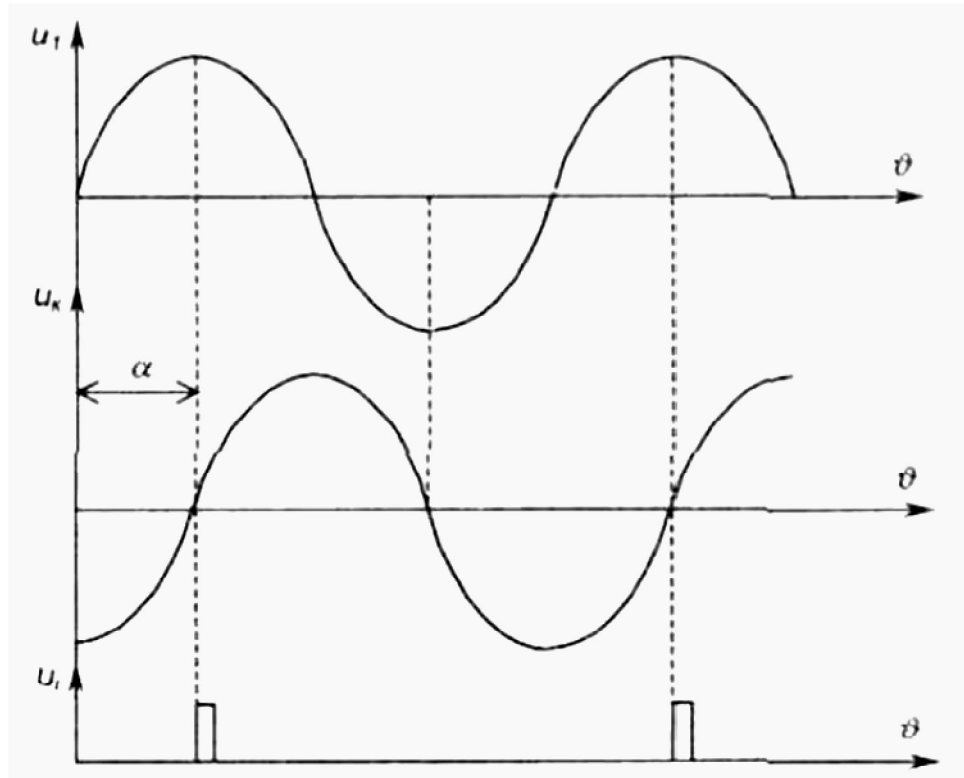


Рис.2.33. Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рис.2.34. Вона складається із трансформатора TV з двома півобмотками, змінного резистора R та конденсатора C.

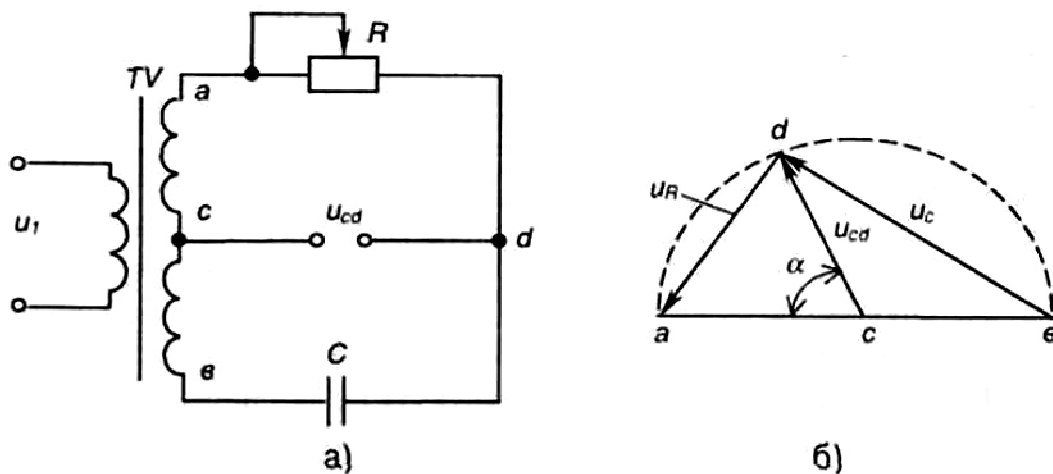


Рис.2.34. Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б)

При зміні опору резистора R від нуля до нескінченності кут  $\alpha$  змінюється від 0 до  $\pi$ .

До недоліків такої схеми слід віднести:

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC-колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності величини  $\alpha$  в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керуючий імпульс генерується в моменту зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис.2.35. Тут позначено:  $u_{\epsilon}$  – лінійно змінювана напруга;  $U_0$  – опорна напруга.

Кут керування  $\alpha$  змінюється зі зміною  $U_0$  – ніби по вертикалі.

Пристрій, де порівнюються  $u_{\epsilon}$  та  $U_0$ , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знака різниці напруг ( $u_{\epsilon} - U_0$ ). СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

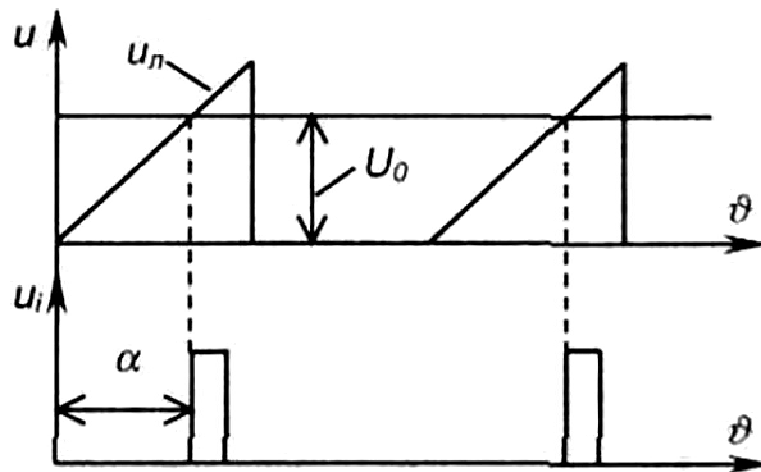


Рис.2.35. Часові діаграми вертикального керування

На рис.2.36 зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

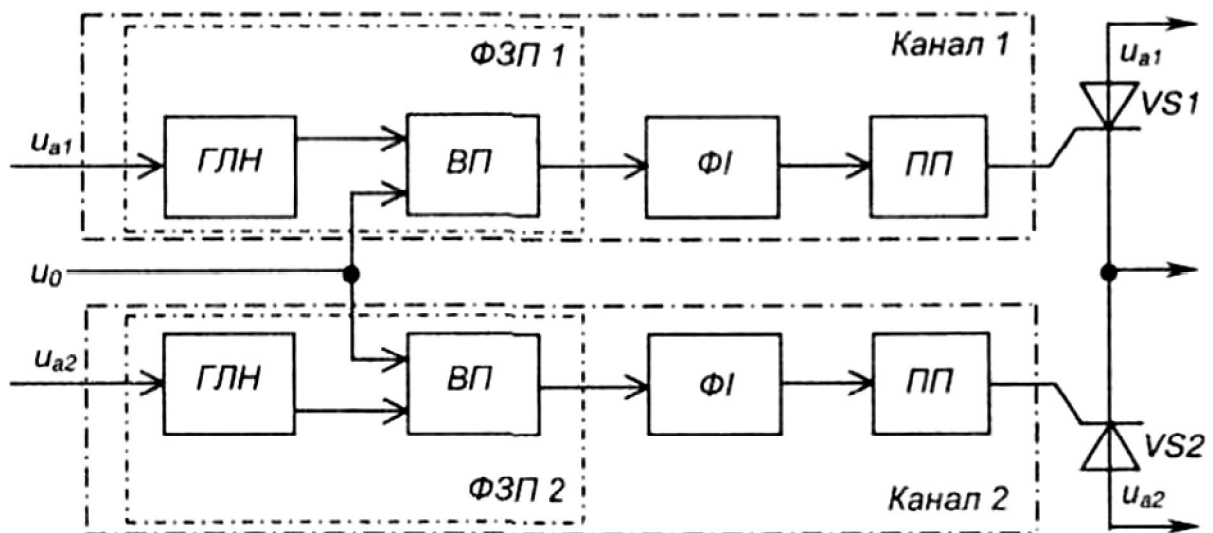


Рис.2.36. Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

На рис.2.36 позначено: ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги; ВП – вузол порівняння напруг; ФЗП – фазозсувний пристрій; ФІ – формувач імпульсів; ПП – підсилювач потужності.

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис.2.37.

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги  $u_a$  ГЛН генерує лінійно змінювану напругу  $u_e$ , яка надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга  $U_0$ .

У момент зрівняння цих напруг, коли  $u_{\epsilon} = U_0$ , на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги  $U_0$ .

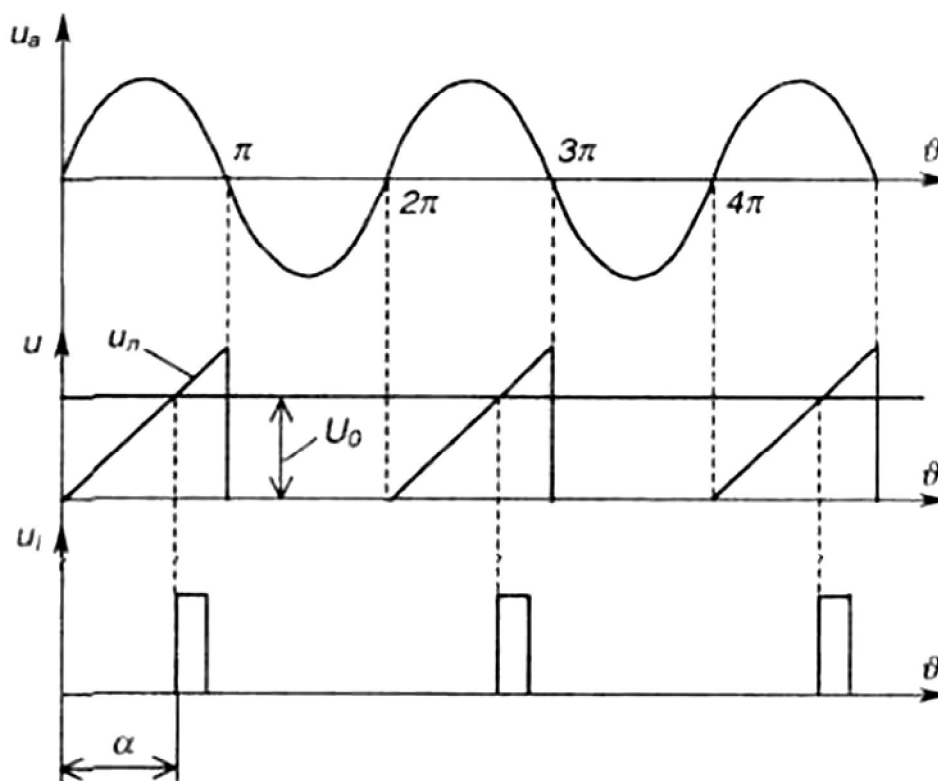


Рис.2.37. Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням  
Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою ФЗП.

Вузли ФІ та ПП призначені для формування та підсилення імпульсів керування  $u_i$  необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

При підготовці до заходів поточного контролю рекомендовано використовувати таку літературу [9, С.151-157, С.232-240].

### 2.3.2. Контрольні запитання для самоперевірки

1. Поясніть, на чому базується аналіз роботи цифрових пристроїв.
2. Вкажіть, як оцінюють подію в алгебрі логіки.

3. Поясніть, як можна моделювати події алгебри логіки.
4. Поясніть, що таке логічна (двійкова) змінна, логічна функція.
5. На які класи поділяють цифрові пристрої?
6. Які найпростіші логічні функції Ви знаєте?
7. Наведіть можливі способи реалізації простих логічних функцій за допомогою електронних пристроїв.
8. Поясніть, у чому специфіка реалізації логічних елементів залежно від обраної елементної бази.
9. Що таке багатоемітний транзистор?
10. Поясніть, чому елементи К-МОН-логіки дешеві у виготовленні.
11. Що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Які види СІФК Ви знаєте?
12. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
13. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням. Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
14. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
15. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.

## **2.4. Тема 4. Силові елементи комутації в безконтактних системах керування**

### **2.4.1. Зміст та методичні вказівки до теми 4**

*Силові безконтактні вимикачі.* Комутація кола за допомогою електромагнітних пускачів, контакторів, реле, апаратів ручного керування (рубильники, пакетні вимикачі, перемикачі, кнопки і ін.) здійснюється зміною у широких межах електричного опору комутуючого органу. В контактних апаратах таким органом є міжконтактний проміжок. Його опір при замкнених контактах малий, при розімкнених може бути дуже високим. У режимі комутації кола відбувається дуже швидка стрибкоподібна зміна опору

міжконтактного проміжку від мінімальних до максимальних межових значень (відключення), або навпаки (включення).

Безконтактними електричними апаратами називають пристрої, призначені для включення та відключення (комутації) електричних кіл без фізичного розриву самого кола. Основою для побудови безконтактних апаратів є різні елементи з нелінійним електричним опором, величина якого змінюється у досить широких межах, зараз це – тиристори та транзистори, раніше використовувалися магнітні підсилювачі.

У порівнянні з контактними апаратами безконтактні мають такі переваги:

- не утворюється електрична дуга, що чинить руйнівний вплив на деталі апарата; час спрацювання може досягати невеликих величин, тому вони припускають велику частоту спрацювання (сотні тисяч спрацювань на годину);
- не зношуються механічно.

У той же час у безконтактних апаратів є і недоліки:

- вони не забезпечують гальванічну розв'язку у колі та не утворюють у ньому розриву, що є важливим з точки зору техніки безпеки;
- глибина комутації на декілька порядків менша, ніж у контактних апаратів.

Самим розповсюдженим безконтактним вимикачем є тиристор – напівпровідниковий прилад, що має багат шарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Тиристори бувають двоелектродні (або діодні) – диністори та триелектродні (або триодні) – триністори.

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

Тиристор – це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї із базових областей зроблено вивід – керуючий електрод.

Структура та умовне позначення тиристора наведені на рис.2.38.

У колах змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (невимушена комутація) – тому найширшого використання тиристори набули саме у колах змінного струму у якості напівкерованих електронних перемикачів.

На рис.2.39 наведено схему найпростішого однофазного регулятора та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі  $U_i$  через нуль – кут регулювання  $\alpha$  – від 0 до  $\pi$ , можна регулювати напругу на навантаженні  $U_i$  від нуля до максимуму.

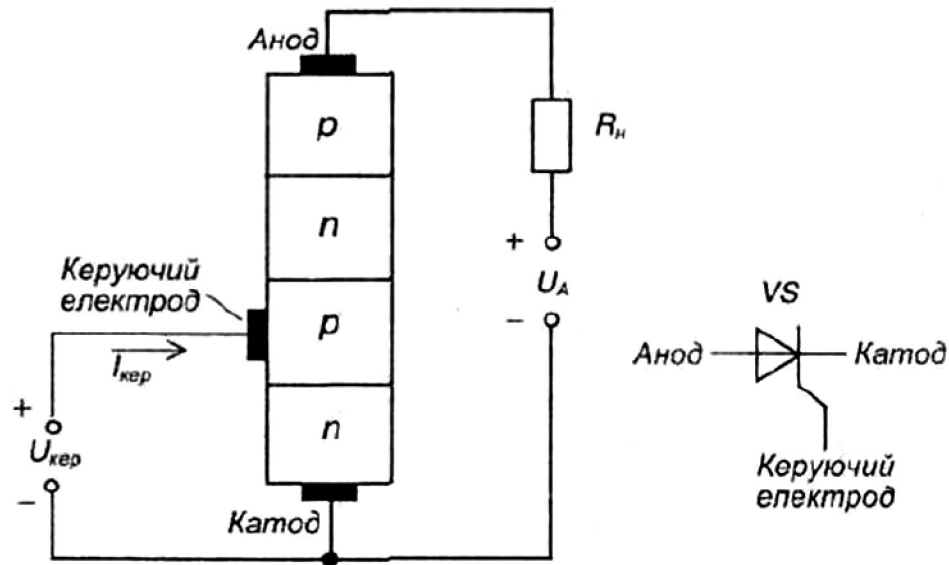


Рис.2.38. Структура та умовне позначення тиристора

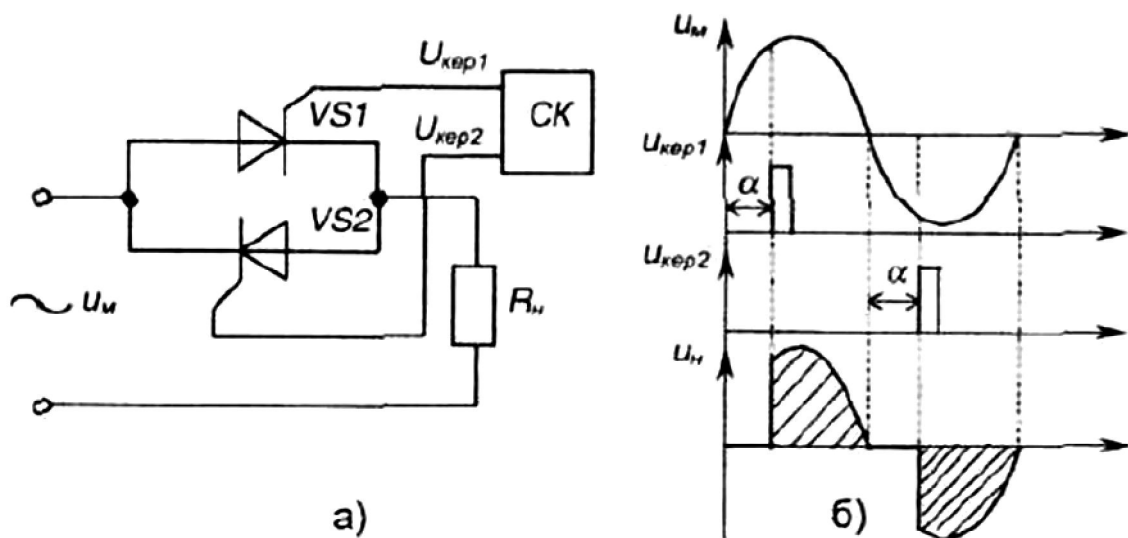


Рис.2.39. Однофазний регулятор:

а) електрична схема; б) часові діаграми роботи

В останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, електростатичні тиристори (або SITH-тиристори – Static Induction Thyristor).



Еквівалентна схема і позначення такого тиристора наведені на рис.2.40. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод негативної відносно до катоду напруги.

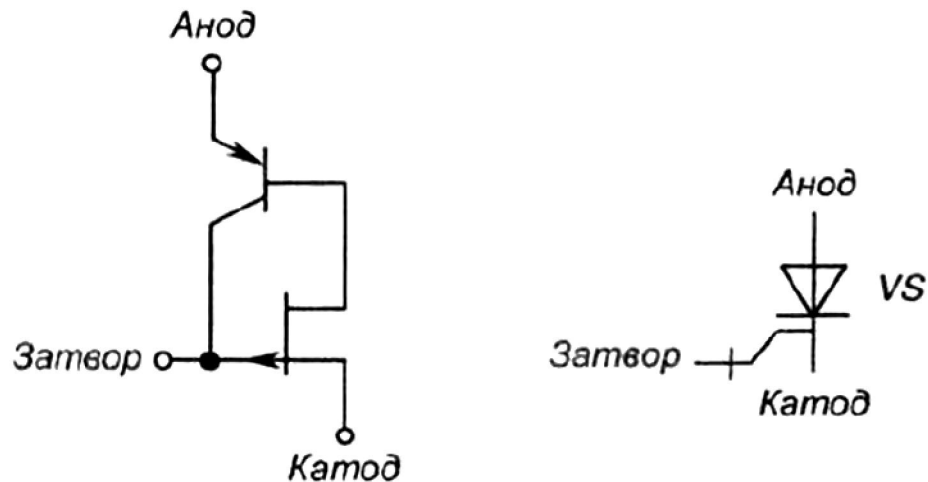


Рис.2.40. Еквівалентна схема і позначення електростатичного тиристора

Найбільш перспективним з тиристорів є тиристор, керований напругою – запірний тиристор з МОН-керуванням (МСТ – MOS – Controlled Thyridtor). Його схема і позначення наведені на рис.2.41. Він містить в собі МОН-структури з n- та р-каналами і тиристорну чотиришарову структуру p-n-p-n.

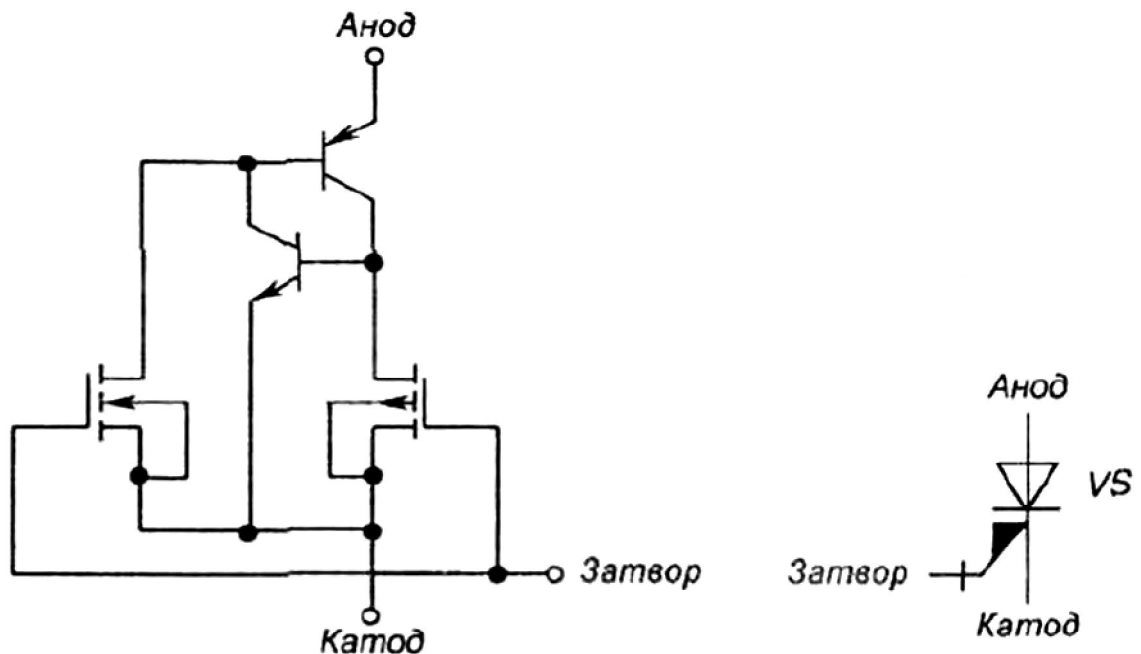


Рис.2.41. Еквівалентна схема і позначення запірного тиристора з МОН-керуванням

Вмикають його по затвору n-канального МОН-транзистора. Вимикання здійснюється по затвору р-канального МОН-транзистора, що на короткий час шунтує катодний перехід тиристорної структури. Це забезпечує малу

потужність кола керування приладу і сумісність з цифровими пристроями керування.

*Схема безконтактного керування двигуном змінного струму.* Розглянемо принцип формування за заданим законом у часі аналогового сигналу завдання швидкості для регульованого електропривода засобами EasySoft. Метою керування є: реалізація циклічної зміни у часі за заданим графіком сигналу напруги постійного струму, що є завданням на швидкість електропривода по системі «перетворювач частоти – двигун»; забезпечення, на першому етапі циклу, обертання двигуна з заданою швидкістю у одну сторону, а на другому етапі циклу – у протилежну сторону.

EasySoft – це програмне забезпечення ДП «Моэллер Электрик» (г.Київ), що дозволяє реалізовувати різноманітні схемні рішення з керування різними об'єктами. У даному випадку за допомогою електронного реле Easy, засобами EasySoft, ми формуємо за заданим законом у часі аналоговий сигнал для перетворювача частоти.

Програмовані реле є особливим видом керуючих міні-ЕВМ, які можна назвати керуючими логічними машинами послідовної дії.

Функціональна схема електропривода наведена на рис.2.42. Перетворювач частоти ПЧ включений до трифазної мережі змінного струму і живить обмотку статора асинхронного двигуна М1. Швидкість двигуна змінюється від нуля до максимального значення при зміні на аналоговому вході ПЧ сигналу  $U$  завдання швидкості від 0 до 10В. Напрямок обертання вала двигуна визначається значенням сигналів  $D1$  і  $D2$  на логічних входах керування ПЧ. При  $D1=1$  забезпечується обертання за годинниковою стрілкою, а при  $D2=1$  – проти.

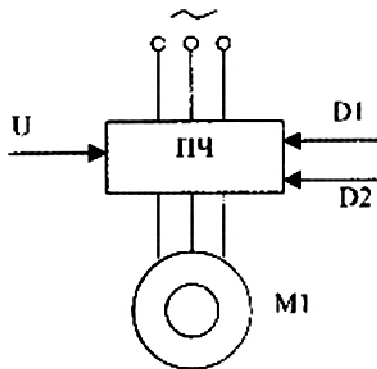


Рис.2.42. Функціональна схема електропривода

На рис.2.43 зображено підключення до входу I1 реле EASY кнопки з фіксацією SB1 для керування роботою двигуна M1. Сигнал завдання швидкості двигуна U формується на аналоговому виході реле, а сигнали D1 і D2, що визначають напрям обертання двигуна, – на дискретних виходах Q1, Q2.

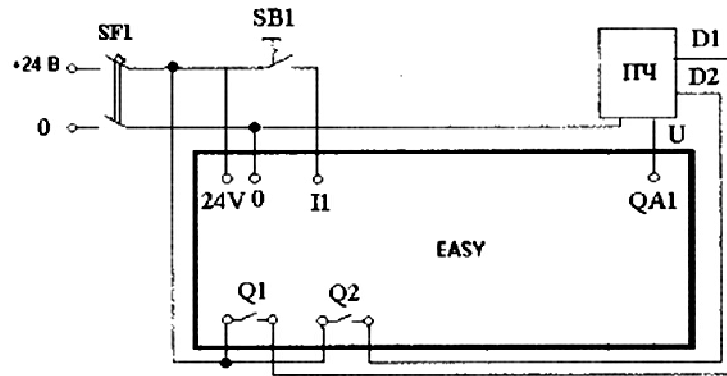


Рис.2.43. Кола керування реле EASY

Визначимо перелік операндів реле EASY: I1 – вход контролю стану кнопки пуску; T01 – генератор тактових імпульсів; C01, C02, C03 – лічильники імпульсів; T02, T03 – реле часу, яке визначає час роботи двигуна з низькою і високою сталими швидкостями ( $t_2 - t_3$  і  $t_4 - t_5$  на рис.2.44).

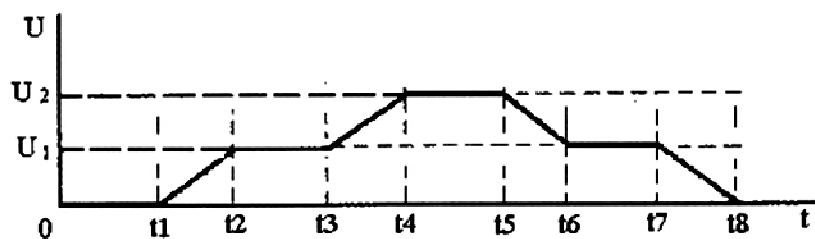


Рис.2.44. Графік сигналу завдання швидкості електропривода

Згідно з переліком операндів складаємо схему з'єднань засобами програмного забезпечення Easy Soft (рис.2.44).

При натисканні кнопки SB1 замикається вхідний контакт I01 і запускається генератор тактових імпульсів T01, який періодично замикає і розмикає свій контакт T01Q01 (рядок 2, рис.2.44). Кількість імпульсів підраховується лічильниками C01, C02, C03. Вихідний код лічильника C01 перетворюється у напругу постійного струму і надходить на аналоговий вихід реле QA. Протягом часу  $t_1 - t_2$  числове значення вихідного коду лічильника

зростає, відповідно з напругою на виході QA реле. Лічильники C02 і C03 виконують функції визначення значень проміжної та максимальної швидкостей двигуна. При підрахунку лічильником C02 заданого значення імпульсів, наприклад,  $N_1 = 500$ , замикається його контакт C020F (строка 5) і запускається реле часу T02. Контакт  $\overline{T02Q1}$  у колі лічильників (строка 2) розмикається на заданий час, лічильники C01, C02, C03 відключаються від генератора T01 і закінчують відлік імпульсів на час паузи від  $t_2$  до  $t_3$  (рис.2.44), при цьому напруга на виході QA залишається незмінною.

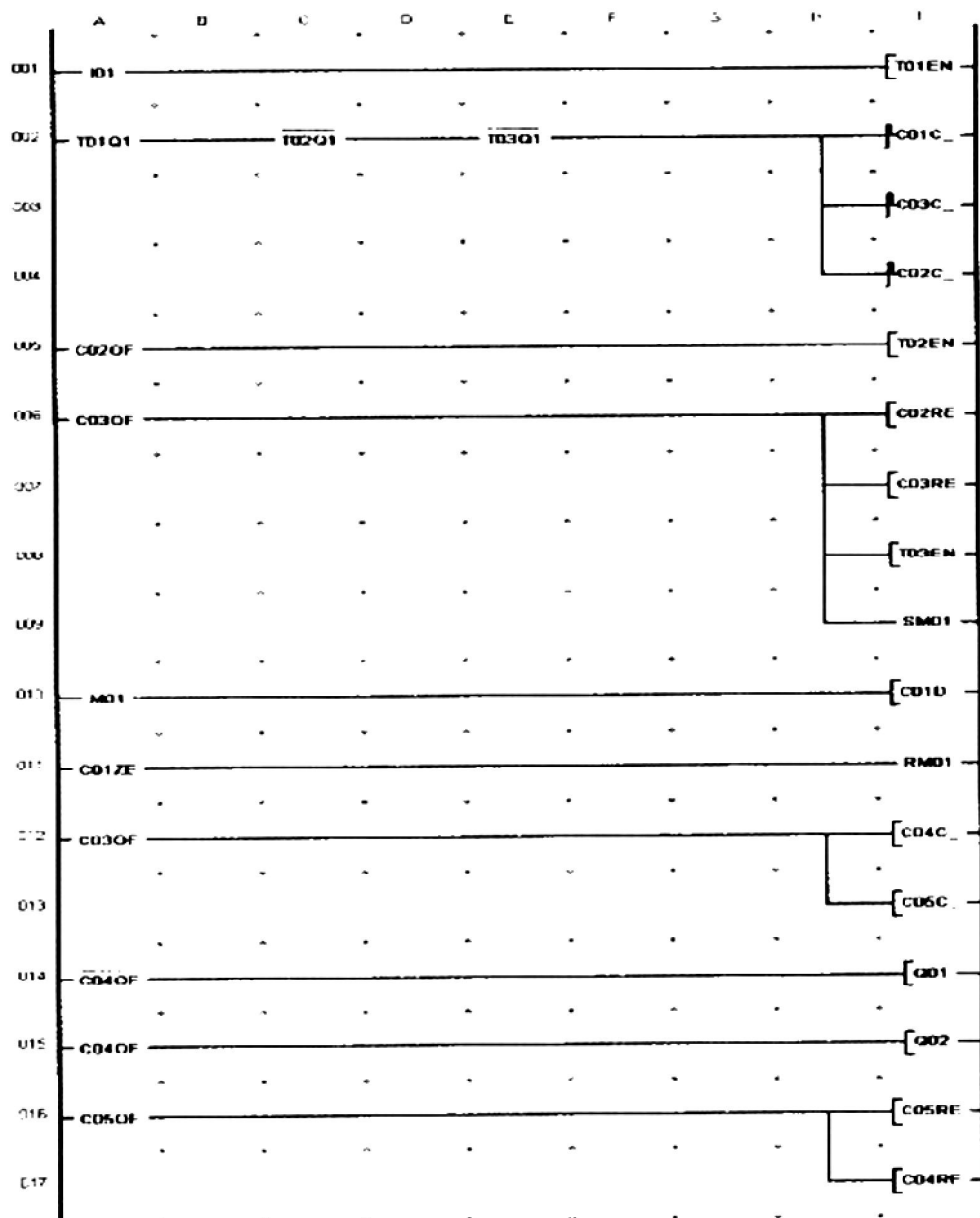


Рис.2.44. Схема з'єднань засобами EasySoft

По закінченні паузи контакт  $\overline{T02Q1}$  знову замикається, і лічильники продовжують підрахунок імпульсів, при цьому триває наростання напруги на аналоговому виході реле (інтервал часу від  $t_3$  до  $t_4$ ). Лічильник C03, налагоджено на замикання контакту при кількості підрахованих імпульсів, наприклад, вдвічі більшому, ніж лічильник C02. Замикання контакту C030F (рядок 6) скидає лічильники C02 і C03 у нуль, встановлює у включений стан котушку проміжного реле M01 і запускає реле часу T03, а також (рядок 12) збільшує наповнення лічильників C04, C05. Реле T03 розмикає на заданий час (від  $t_4$  до  $t_5$ ) свій контакт  $\overline{T03Q1}$  у колі котушок лічильників (строка 2), чим закінчує підрахунок імпульсів генератора і забезпечує роботу двигуна у сталому режимі з максимальною швидкістю.

Замикання контакту M01 (рядок 10) переводить лічильник C01 з режиму складання у режим віднімання, і після замикання контакту  $\overline{T03Q1}$  (рядок 2) наповнення лічильника буде зменшуватися, що забезпечить зниження напруги на виході QA (інтервал часу від  $t_5$  до  $t_6$ ). У циклі зниження швидкості робота схеми аналогічна розглянутій вище, але тут втримка часу T03 визначає час, протягом якого двигун буде зупинено (інтервал часу від 0 до  $t_1$ ). Під час зупинки наповнення лічильника C03 дорівнює нулеві і контактом C01ZE (рядок 11) скидається маркер M01, який розмиканням свого контакту (рядок 10) переводить лічильник C01 знову у режим складання. Лічильники C04, C05 забезпечують керування реверсом двигуна.

Протягом циклу зміни сигналу завдання при одному напрямку обертання двигуна здійснюється два замикання контакту C030F (рядок 12), після цього лічильник C04 розмикає свій контакт (рядок 14) і відключає вихід Q1, і замикаючим контактом C040F (рядок 15) включає вихід Q2. Цим забезпечується реверс двигуна у наступному циклі роботи. Після чотирьох замикань контакту C030F лічильник C05 замикає свій контакт C050F (строка 16), скидає у нуль лічильники C04, C05, після чого включається вихід Q1 і цикл зміни швидкості двигуна повторюється при іншому напрямку обертання.

У програмі EasySoft налагоджуємо режим реле T01 «Мигающий» з періодом слідування імпульсів 0,01с. Реле T02, T03 налагоджуємо на одиничний імпульс тривалістю 5с. Для лічильників C02, C03 встановлюємо верхнє значення їх наповнення SH відповідно 500 і 1000, а для лічильників C04, C05 – відповідно 2 і 4. Встановлюємо відображення наповнення лічильників C02, C03, C04, C05 у маркер-словах MW2, MW3, MW4, MW5, а C01 – на аналоговому виході QA1.

Переходимо у режим «Имитация». На панелі інструментів у вкладці «Принцип работы I/R» встановлюємо контакт I1 як замикаючий з фіксацією. Натиснувши на кнопку «Показание», вибираємо у відкритому меню «вывод на индикацию аналогового выхода реле (QA)». Відкриваємо вкладку «Входы I», спостерігаємо на панелі властивостей послідовність зміни напруги на аналоговому виході. Після чого у вкладці «Показание» вибираємо «вывод на индикацию дискретных выходов реле (Q)» і у наступному циклі роботи спостерігаємо зміну стану контактів Q1, Q2.

При підготовці до заходів поточного контролю рекомендовано використовувати таку літературу [8, С.50-64; 9, С.50-58; 10, С.23-26, С.28-38, С.50-121, С.191-194].

#### **2.4.2. Контрольні запитання для самоперевірки**

1. Що таке тиристор, диністор, триністор, симістор, оптронний тиристор, двоопераційний тиристор. Наведіть їх умовні позначення.
2. Наведіть і поясніть структуру і вольт-амперні характеристики диністора. Що таке зона від'ємного опору ВАХ?
3. Як увімкнути і як вимкнути тиристор?
4. У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?
5. Перелічіть основні переваги безконтактних апаратів над контактними.
6. Поясніть причину найширшого використання тиристорів у колах змінного струму.

7. Наведіть еквівалентну схему і позначення електростатичного тиристора.

8. Наведіть еквівалентну схему і позначення запірного тиристора з МОН-керуванням.

9. Яке призначення реле часу T01 на схемі з'єднань (рис.2.44)?

10. Яке призначення лічильника C01 на схемі з'єднань (рис.2.44) ?

11. Яке призначення лічильників C02, C03 на схемі з'єднань (рис.2.44) ?

12. Яке призначення реле часу T02, T03 на схемі з'єднань (рис.2.44) ?

13. Яке призначення релейних виходів реле Q1, Q2?

14. Як зміниться схема з'єднань, якщо розгін двигуна (рис.2.43) буде здійснюватися не у три ступені а, наприклад у чотири? Які віртуальні елементи електронного реле треба буде додатково при цьому задіяти?

15. Яке призначення реле-маркера M01 на схемі з'єднань (рис.2.44) ?

16. Що треба зробити для переведення лічильника C01 з режиму складання у режим віднімання?

17. На яких ділянках графіка зміни сигналу завдання швидкості електропривода (рис.2.43) лічильник C01 буде працювати, а на яких ні?

18. Які складові елементи електронного реле визначають час роботи двигуна з низькою і високою сталими швидкостями ( $t_2 - t_3$  і  $t_4 - t_5$  на рис.2.43)?

### **3.ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАВДАННЯ ДО КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ**

#### **3.1. Загальні вказівки**

Контрольну роботу, що включає визначене число індивідуальних завдань, необхідно виконати в окремому зошиті, на обкладинці якого вказати: найменування дисципліни, прізвище, ім'я, по батькові, номер залікової книжки, факультет та курс.

Розрахунки, формули та пояснювальний текст слід писати чітко і розбірливо, залишаючи на сторінці справа поле шириною близько 3 см; схеми та графіки необхідно виконувати на комп'ютері або кульковою ручкою,

використовуючи креслярські інструменти (ксерокси графіків не приймаються). Умовні графічні позначення усіх елементів схем необхідно креслити згідно з вимогами ДСТУ.

У ході виконання індивідуальних завдань важливо також навчитися вибирати за довідниками типи елементів електричних схем. Деякі довідникові дані наведені у додатках.

Номер варіанта визначається за другою та останньою цифрами залікової книжки (наприклад 1234567 – номер варіанта 27). Всього 25 варіантів, отже номер варіанта  $27-25=2$ .

### 3.2 Індивідуальне завдання №1

Згідно з таблицею 3.1 описати принцип дії пристрою, накреслити електричну схему, за необхідністю пояснити його часові діаграми та визначити сферу застосування.

Таблиця 3.1

Вихідні дані до індивідуального завдання №1

№	Електронний пристрій
1	2
1	Діодні електронні ключі
2	Електронні ключі на біполярних транзисторах
3	Електронні ключі на польових транзисторах
4	Цифрові ключі на IGBT транзисторах
5	Ключі на польових МДП-транзисторах
6	Інвертуючий суматор на операційному підсилювачі
7	Неінвертуючий суматор на операційному підсилювачі
8	Інтегруючий підсилювач (інтегратор) на операційному підсилювачі
9	Компаратори (схеми порівняння) на операційному підсилювачі
10	Мультивібратор на операційному підсилювачі
11	Запірний тиристор з МОН-керуванням
12	Електростатичні тиристори
13	Електронне програмоване реле Easy500 серій
14	Триністор
15	Диністор



1	2
16	Симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор
17	Імпульсні пристрої. Диференційні та розділові RC-ланки
18	Фіксатори рівня в диференційних RC-ланках
19	Імпульсні пристрої. Інтегрувальні RC-ланки
20	Генератори в режимі очікування на транзисторах
21	Генератори в режимі очікування на операційних підсилювачах
22	Система імпульсно-фазового горизонтального керування
23	Система імпульсно-фазового вертикального керування
24	Магнітний підсилювач
25	Безконтактний командоконтролер

### 3.3. Індивідуальне завдання №2

Тема: Розрахунок чекаючого мультивібратора на операційному підсилювачі.

Спроекувати чекаючий мультивібратор на операційному підсилювачі при відомих параметрах: тривалість генеруючого імпульсу перепаду вихідної напруги  $t_i = 10 \text{ мкс}$ , керуючий від'ємний короткий імпульс з максимальною частотою  $f_{\text{до. max}} = 67 \text{ (кГц)}$ ; перепад напруги на відкритому діоді VD1  $U_{\text{VD1}} = 0,6 \text{ (В)}$ .

Вихідні дані для розрахунків наведені у таблиці 3.2, при цьому тип операційного підсилювача обирають за додатком 1 (таблиця Д.1.1), або джерелами [4, 5]. При викреслюванні принципової схеми чекаючого мультивібратора слід скористатися додатком 1 (таблиця Д.1.2) або джерелом [4]. У якості прикладу на рис.4.1 наведена принципова схема чекаючого мультивібратора на операційному підсилювачі К544УД2.

При розрахунку слід дотримуватися наступної послідовності.

1. За умов одержання від'ємних перепадів вихідної напруги  $U_{\text{вих}} = 2|E_{\text{обм}}^{\pm}|$  тривалістю  $t_i$  (таблиця 3.1) обираємо операційний підсилювач типу К544УД2, параметри якого задовольняють умовам:

$$U_{\text{вих max ОП}} = |E_{\text{обм}}^{\pm}| = \pm 10\text{В} \geq U_{\text{вих}} / 2,$$

$$2|E_{\text{обм}}^{\pm}| / (0,1t_i) \leq V_{U_{\text{вихОП}}},$$

де  $2|E_{\text{обм}}^{\pm}| / (0,1t_i) = 0,25 \text{ В / мкс}$  – швидкість наростання вихідної напруги на величину  $2|E_{\text{обм}}^{\pm}|$  за час  $(0,1t_i)$ ;

$$V_{U_{\text{вихОП}}} = 20 \text{ В / мкс}.$$

При виконанні останньої умови можна знехтувати впливом інерційності перемикання операційного підсилювача на тривалість вихідного перепаду напруги.

Таблиця 3.2

Вихідні дані до індивідуального завдання №2

№	$t_i$ (мкс)	$f_{\text{вх}}$ (кГц)	Примітка
1	20	50	$U_{\text{VDI}} = 0,6\text{В}$
2	15	70	
3	10	60	
4	25	40	
5	22	50	
6	15	50	
7	25	70	
8	10	50	
9	12	40	
10	16	70	
11	20	50	
12	25	50	
13	10	70	
14	15	60	
15	17	40	
16	18	50	
17	25	40	
18	23	60	
19	13	40	
20	24	50	
21	12	50	
22	17	50	
23	18	60	
24	20	70	
25	10	70	

Принципова схема чекаючого мультивібратора та часові діаграми наведені на рис.4.1, 4.2.

2. Обираємо опори резисторів  $R$ ,  $R_1$  та  $R_2$ , що задовольняють нерівностям:

$$R_{\text{вхОП}} \gg R, R_2 \gg R_{\text{вихОП}},$$

$$\gamma = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \ll 1.$$

Враховуючи, що  $R_{\text{вхОП}} = 10 \text{ МОм}$ ,  $R_{\text{вихОП}} = 90 \text{ Ом}$ , обираємо  $R = R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_1 = 100 \text{ кОм}$ .

3. Визначаємо максимальний вихідний струм операційного підсилювача у схемі мультівібратора. Струм кола інвертуючого входу  $I_c$  змінюється по мірі перезаряду конденсатора та досягає максимуму у момент перемикання мультівібратора при  $U_{\text{вих}} = \gamma |E_{\text{обм}}^{\pm}|$ :

$$I_{c \text{ max}} = (1 + \gamma) \cdot |E_{\text{обм}}^{\pm}| / R.$$

Струм кола неінвертуючого входу  $I_{\text{см}} = |E_{\text{обм}}^{\pm}| / (R_1 + R_2)$ . Максимальний вихідний струм операційного підсилювача у схемі мультівібратора (при  $R_n \rightarrow \infty$ )  $I_{\text{вих max}} = I_{\text{см}} + I_{c \text{ max}} \approx 1,19 \text{ мА}$  не повинене перевищувати граничного значення вихідного струму  $I_{\text{вих.доп}} = 5 \text{ мА}$  операційного підсилювача типу К544УД2.

4. Враховуючи, що  $|E_{\text{обм}}^{\pm}| \gg U_{\text{д1}}$ , визначимо ємність часозадавального конденсатора  $C$  за формулою:

$$C = \frac{t_i}{R \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = 11 \text{ нФ}.$$

5. Знаходимо час відновлення початкового стану схеми, необхідний для забезпечення тривалості імпульсу  $t_i = 10 \text{ мкс}$ :

$$t_{\text{відн}} = \frac{1}{f_{\text{вх max}}} - t_i = 15 - 10 = 5 \text{ мкс}.$$

6. Визначимо еквівалентний опір, при якому  $t_{\text{відн}} = 5 \text{ мкс}$ , за формулою:

$$R_{\text{екв}} = \frac{t_{\text{відн}}}{C \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)} = 5 \text{ кОм}.$$

7. Зашунтуємо резистор  $R$  колом, що складається з послідовно з'єднаних резистора  $R'$  та діода VD3 (рис.4.1), та визначимо опір резистора  $R'$ , при якому  $t_{\text{відн}} = 5 \text{ мкс}$ :

$$R' = (1/R_{\text{екв}} - 1/R)^{-1} = 10 \text{ кОм}.$$

### 3.4. Індивідуальне завдання №3

Тема: Розрахунок елементів чекаючого генератора лінійної змінної напруги.

Обрати та розрахувати елементи чекаючого генератора лінійно-змінної напруги при підключеному навантаженні  $R_i = 10 \text{ Ом}$ , що забезпечує наступні характеристики сигналу:  $U_i = 6 \text{ В}$ ,  $t_s = 100 \text{ мкс}$ ,  $t_{\text{пад}} = 50 \text{ мкс}$ ,  $\hat{E}_i = 2\%$ ,  $\hat{E}_A = 60\%$ . Температура навколишнього середовища  $Q = 40^\circ\text{C}$ . Затримкою вихідного сигналу можна знехтувати.

Вихідні дані для розрахунку елементів чекаючого генератора лінійної змінної напруги наведені у таблиці 3.3.

Таблиця 3.3

Вихідні дані до індивідуального завдання №3

№	$U_m, \text{В}$	$t_i, \text{мкс}$	$t_{\text{зв}}, \text{мкс}$	$K_n, \%$	$K_E, \%$	$Q, ^\circ\text{C}$	$R_n, \text{кОм}$
1	2	3	4	5	6	7	8
1	10	150	50	5	70	40	10
2	8	100	50	3	60	40	10
3	7	120	60	2	60	40	10
4	6	180	40	5	80	40	10
5	12	100	50	3	60	40	10
6	15	80	40	5	70	40	10
7	13	120	50	4	60	40	10
8	14	100	40	3	70	40	10
9	9	140	50	5	60	40	10
10	10	100	40	3	70	40	10
11	11	120	50	4	60	40	15
12	12	140	50	3	70	40	15
13	15	100	50	3	60	40	15
14	13	150	40	5	70	40	15
15	14	140	50	3	60	40	15
16	10	150	40	3	70	40	15
17	12	100	40	5	60	40	15

1	2	3	4	5	6	7	8
18	15	150	50	3	70	40	15
19	8	150	40	5	60	40	15
20	7	100	40	3	70	40	15
21	10	200	70	5	60	40	20
22	8	150	60	3	70	40	20
23	12	120	50	5	60	40	20
24	15	100	60	3	70	40	20
25	13	150	50	5	60	40	20

При малому опорі навантаження та коефіцієнті нелінійності доцільно обрати схему генератора, що наведена на рис.3.1.

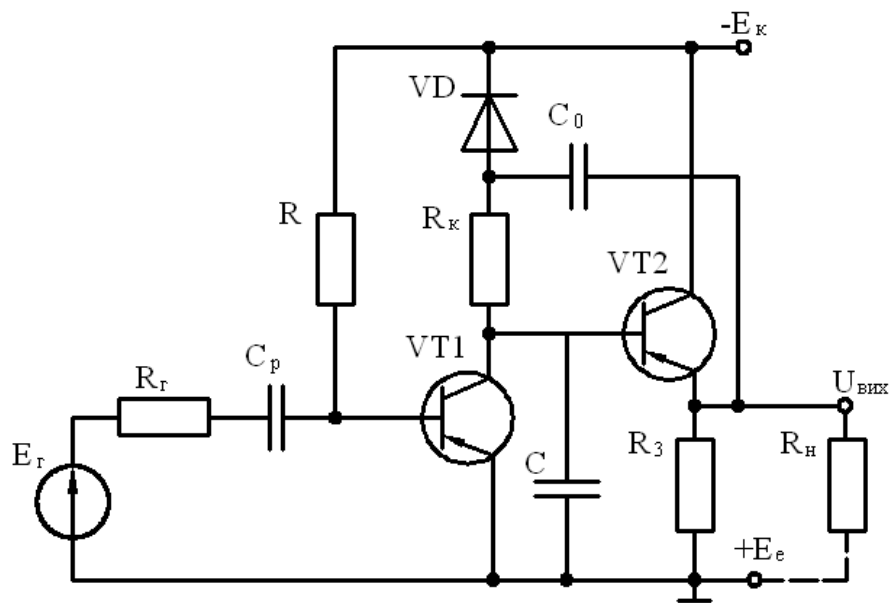


Рис.3.1. Принципова схема генератора лінійно спадаючої від'ємної напруги зі струмообмежувальним зворотним зв'язком

Так як коефіцієнт використання напруги живлення  $K_E$  за умовою не повинен бути меншим за 60%, то напруга живлення:

$$E_K = \frac{U_m \cdot 100}{K_E} = 10 \text{ В.}$$

Обираємо у якості VT1 та VT2 транзистори типу МП41 з параметром  $U_{кб.дод} = 20 \text{ В} \geq E_K$  (рекомендовано використовувати джерело [11, С.17-31] або таблицю Д.2.1 додатка 2. Обираємо діод типу Д9В, що задовольняє умові  $U_{д.звор} = 20 \text{ В} \geq U_m$  (рекомендовано використовувати таблицю Д2.2 додатка 2).

Визначаємо ступінь насичення транзистора VT1:

$$S = \frac{t_i}{t_{зв}} + 1 = 3.$$

Середня потужність, що розсіюється на колекторі транзистора VT1 під час зворотного ходу, не повинна перевищувати припустимого для даного типу значення. Для цього необхідно, щоб:

$$P_{кл\text{доп}} \geq \frac{\beta_{l\text{max}} \cdot I_{б1} \cdot U_M \cdot t_{зв}}{2 \cdot (t_i + t_{зв})} = \frac{\beta_{l\text{max}} \cdot E_K \cdot U_M \cdot t_{зв}}{2 \cdot R \cdot (t_i + t_{зв})},$$

звідки можна знайти опір R:

$$R \geq \frac{\beta_{l\text{max}} \cdot E_K \cdot U_M \cdot t_{зв}}{2 \cdot P_{кл\text{доп}} \cdot (t_i + t_{зв})} = 24 \text{ кОм}.$$

Приймаємо  $R = 30 \text{ кОм}$ .

Визначаємо номінал резистора  $R_K$ :

$$R_K = S \cdot R / \beta_{\text{min}} = 3 \text{ кОм}.$$

Колекторний струм насичення  $I_{к.н.1} = E_K / R_K = 3,3 \text{ мА}$  повинен відповідати номінальним значенням колекторного струму даного типу транзистора, тобто необхідно, щоб:

$$I_{к\text{min}} < I_{кн1} < I_{к,\text{доп.мак}}.$$

Визначаємо ємність конденсатора, при якій забезпечується задана напруга  $U_M$ :

$$C \approx \frac{E_K \cdot t_i}{R_K \cdot U_M} = 0,05 \text{ мкФ}.$$

Для виключення впливу конденсатора  $C_0$  на коефіцієнт нелінійності генератора, слід виконати умову:

$$\frac{U_M}{E_K} \cdot \frac{C}{C_0} \ll K_H.$$

Припускаючи:

$$\frac{U_M}{E_K} \cdot \frac{C}{C_0} = 0,1 \cdot K_H,$$

знайдемо ємність конденсатора  $C_0$ , необхідну для виконання цієї умови:

$$C_0 = \frac{U_M \cdot C}{0,1 \cdot E_K \cdot K_H} = 15 \text{ мкФ}.$$

Якщо значення  $C_0$  виходить занадто великим з конструктивної точки зору, можна збільшити у деяких межах опір резистора  $R_K$  та зменшити ємність  $C_0$ .

Визначаємо мінімальний вхідний опір емітерного повторювача, необхідний для забезпечення заданого значення  $K_H$ . Припускаючи  $K_H \approx 1$ , маємо:

$$R_{\text{вхп min}} = \frac{U_M}{E_K} \cdot \frac{R_K}{K_H} - R_K = 90 \text{ кОм.}$$

Визначимо еквівалентний опір, що відповідає мініальному вхідному опору повторювача:

$$R_{\text{екв}} = r_K^* \parallel R_e \parallel R_H \approx R_e \parallel R_H = \frac{R_{\text{вхп min}}}{1 + \beta_2} = 3 \text{ кОм.}$$

Якщо отримана розрахункова величина  $R_{\text{екв}}$  перевищує задане значення  $R_H$ , то у якості VT2 використовують складений транзистор, що збільшує загальний коефіцієнт підсилення за струмом  $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ , де  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  – коефіцієнти підсилення за струмом окремих транзисторів. Тоді:

$$R_{\text{екв}} = \frac{R_{\text{вх min}}}{1 + \beta_1 \cdot \beta_2} < R_H.$$

При заданому навантаженні опір резистора  $R_e$  повинен дорівнювати:

$$R_e = \frac{R_{\text{екв}} \cdot R_H}{R_H - R_{\text{екв}}} = 4 \text{ кОм.}$$

Визначаємо час відновлення напруги на конденсаторі  $C_0$ :

$$t_{\text{відн}} = (3 \div 5) \cdot (r_d + R_{\text{вихп}}) \cdot C_0 = 5 \cdot (r_d + r_{e2}) \cdot C_0 = 3 \text{ мкс.}$$

Так як час відновлення виходить більшим за час зворотного ходу, то період повторення вхідних імпульсів складає:

$$T = t_i + t_{\text{відн}}.$$

Якщо транзистор VT2 закриється після закінчення робочого ходу, то час відновлення може суттєво зрости, так як заряд конденсатора  $C_0$  буде відбуватися з постійною часу  $\tau_{C_0} = C_0 \cdot (r_d + R_e)$ .

Для забезпечення відкритого стану транзистора VT2 слід під'єднати джерело зсуву з напругою  $E_e = U_{\text{бе}} = I_{\text{емин}} R_e$ . Враховуючи, що коефіцієнт

підсилення транзистора МП41 суттєво не зміниться при струмі  $I_{e\min} = 0,3 \text{ мА}$ , отримаємо  $E_e = 1,5 \text{ В}$ .

## **4.МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ**

### **4.1. Щодо розрахунку чекаючого мультівібратора на операційному підсилювачі**

Основне призначення чекаючого мультівібратора – отримання одиничних імпульсів заданої тривалості. Принципова схема чекаючого мультівібратора наведена на рис.4.1, а часові діаграми на рис.4.2.

Операційні підсилювачі можна розділити на такі групи:

1) загального застосування – найбільш розповсюджена група ОП, універсальний по використанню, з середніми значеннями параметрів (К140УД7, К140УД8, К140УД20, К153УД1-К153УД3, К553УД1-К553УД3);

2) презиційні, які володіють підвищеною точністю установки передаточної функції за рахунок більш високого входного опору, покращеним параметрам зсуву нульового рівня та підвищеному коефіцієнту підсилення (К140УД14, К140УД17, К153УД5, КМ551УД1);

3) швидкодіючі (широкополосні), що мають підвищену швидкість зростання вихідної напруги та малий час установаження (К140УД10, К140УД11, К544УД2, К574УД1, К574УД3);

4) малопотужні, які характеризуються найменшою споживаною потужністю, а також можливістю зовнішнього регулювання струму зсуву, такі ОП називають також програмно-керованими (К140УД12, К153УД4, серія К1407).

Польові транзистори на вході мають підсилювачі серій К544, К574, а також К140УД8.

Наприклад, в ОП К1408УД на одному кристалі розташовані два підсилювачі, аналогічні за характеристиками К140УД7. Подвійними також є К140УД20, К157УД2, КМ551УД2, К574УД2 (КР574УД2). В К1401УД1, К1401УД2 та КФ1407УД4 на кристалі розташовані чотири ОП. Характерною особливістю ОП К1409УД1 є малий входний струм, КМ551УД2 – малий



коефіцієнт шуму, К157УД1 – підвищена вихідна потужність. К1401УД1 – однополярне живлення, струмовий вхід. Електричні характеристики операційних підсилювачів наведені у додатку 1 (таблиця Д.1.1).

Принципова схема чекаючого мультивібратора на операційному підсилювачі наведена на рис.4.1. У початковому стані, коли  $U_{\text{ао}} = 0$ , вихідна напруга операційного підсилювача дорівнює додатному граничному значенню  $\hat{A}_{\text{іаі}}^+$ . Діод відкритий, напруга на конденсаторі С та відповідно на інвертуючому вході підсилювача складає десятки долі вольт. Напруга на неінвертуючому вході визначається подільником  $(R_1 - R_2)$ :

$$U_2^+ = \frac{E_{\text{іаі}}^+ \cdot R_2}{R_1 + R_2} = E_{\text{іаі}}^+ \cdot \gamma. \quad (4.1)$$

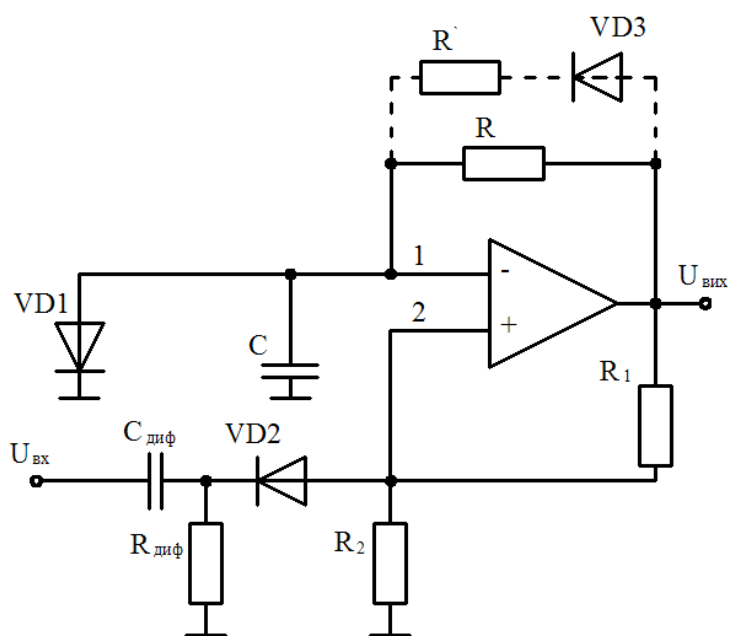


Рис.4.1. Принципова схема чекаючого мультивібратора

Цю напругу утримує підсилювач у режимі, коли  $U_{\text{ао}} = \hat{A}_{\text{іаі}}^+$ .

При подачі у момент часу  $t_0$  на вхід мультивібратора від'ємного імпульса, як правило, прямокутної форми, схема стрибком переходить у квазістійкий стан, для якого  $U_{\text{ао}} = \hat{A}_{\text{іаі}}^+$ . Для виключення впливу джерела вхідного сигналу на роботу схеми, застосовані диференційна ланка  $\tilde{N}_{\text{ао}} R_{\text{ао}}$  та діод VD2. У момент часу  $t_0$  діод VD2 закривається та конденсатор С починає заряджатися з постійною часу  $\tau = RC$ . Напруга на ньому прагне досягнути  $\hat{A}_{\text{іаі}}^-$  за експонентою з такою ж постійною часу.

Схема підтримує квазістійкий стан доки у момент часу  $t_1$  напруга  $|U_c| = |U_1|$  не перевищить за абсолютним значенням напругу на неінвертуючому вході  $|U_2^-|$ .

Тривалість вихідного імпульсу схеми:

$$t_3 = RC \ln \frac{U_{\text{ä1}} + |\dot{A}_{\text{іäі}}^-|}{|\dot{A}_{\text{іäі}}^-| - |U_2^-|}. \quad (4.2)$$

Звідки  $\dot{A}_{\text{іäі}}^+ \gg U_{\text{ä1}}$  після нескладних перетворень отримаємо:

$$t_3 \approx RC \ln \frac{|\dot{A}_{\text{іäі}}^-|}{|\dot{A}_{\text{іäі}}^-| R_1 / (R_1 + R_2)} = RC \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (4.3)$$

У момент часу  $t_1$  операційний підсилювач знову переходить у квазістійкий стан, коли  $U_{\text{äëð}} = \dot{A}_{\text{іäі}}^+$ , та конденсатор С починає розряджатися з постійною часу  $\tau = RC$ . Напруга  $U_c$  починає прагнути до рівня  $\dot{A}_{\text{іäі}}^+$  за експонентою.

Час відновлення початкового стану схеми визначається моментом часу  $t_2$ , коли відкривається діод VD1, та напруга  $U_c$  фіксується на рівні десятих долей вольт. У відповідності з часовими діаграмами (рис.4.2) час відновлення визначається за формулою:

$$t_{\text{ääі}} = RC \ln \frac{|U_2^-| + E_{\text{іäі}}^+}{E_{\text{іäі}}^+ - U_{\text{ä1}}}. \quad (4.4)$$

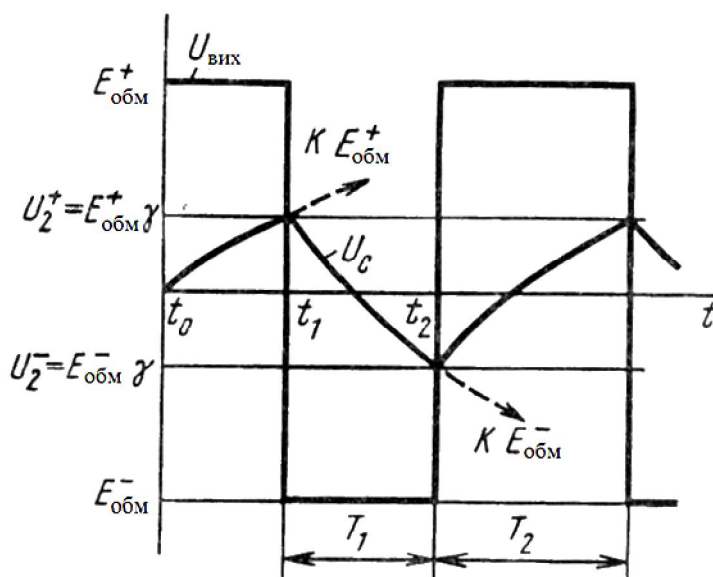


Рис.4.2. Часові діаграми чекаючого мультивібратора

Приймаючи, що  $\dot{A}_{\dot{a}\dot{a}}^+ \gg U_{\dot{a}1}$ , цю формулу можна спростити:

$$t_{\dot{a}^3\dot{a}\dot{a}} \approx RC \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (4.5)$$

## 4.2. Щодо розрахунку чекаючого генератора лінійно змінної напруги

Принципова схема генератора лінійно спадаючої від'ємної напруги зі струмостабілізуючим зворотним зв'язком представлена на рис.3.1. Транзистор VT1 в цій схемі виконує функцію ключового елемента. Транзистор VT2, що увімкнений за схемою емітерного повторювача, здійснює зворотний зв'язок, забезпечуючи постійними потенціали на резисторі  $R_k$  і тим самим постійним зарядний струм.

При подачі на вхід системи (рис.3.1) додатного імпульсу напруги (рис.4.3) транзистор VT1 запирається і конденсатор С заряджається через відкритий у початковому стані діод та резистор  $R_k$ .

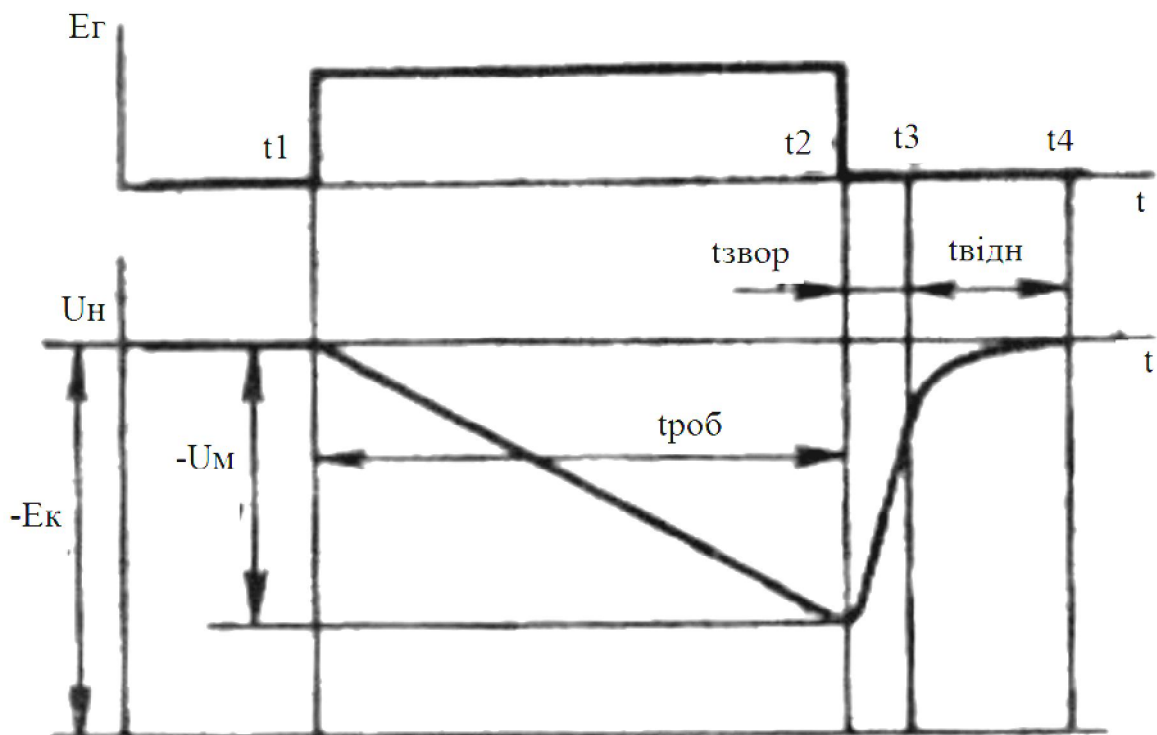


Рис.4.3. Часові діаграми чекаючого генератора лінійно змінної напруги

Зміна напруги  $\Delta U_c$  передається через емітерний перетворювач, який виконаний на транзисторі VT2, у точку m, і діод закривається. Після запирання діода процес заряду конденсатора С визначається напругою на конденсаторі  $C_0$ ,

який при достатньо великій ємності  $C_0$  можна у даному випадку розглядати як джерело постійної напруги. По закінченню вхідного імпульсу та відпирання транзистора VT1 конденсатор  $C$  розряджається через транзистор VT1, що знаходиться у активній області, так як  $U_{\delta 1} \approx 0$ ,  $|U_{\kappa 1}| = |U_c| > U_{\delta}$ .

Час зворотного ходу визначається за формулою:

$$t_{\text{çàì ò}} = \frac{t_i}{S-1},$$

де  $S$  – ступінь насичення транзистора.

Для зменшення часу зворотного ходу слід збільшувати ступінь насичення транзистора. Однак при цьому вихідна напруга генератора затримується відносно моменту подачі вхідного сигналу на час, обумовлений розсмоктуванням носіїв у базі.

Напруга  $U_c = U_{\kappa 1}$  під час зворотного ходу зменшується майже до нуля. Діод відкривається, а транзистор VT1 входить у режим насичення. Відпирання діода дозволяє конденсатору  $C_0$  знову перезарядитися до напруги, близької до  $E_{\kappa}$ . Тривалість підзаряду конденсатора  $C_0$ , що визначається відновленням початкового стану схеми, дорівнює:

$$t_{\text{â³àí}} = (3 \div 5) \cdot (r_{\text{â}} + R_{\text{âèò.î}}) \cdot \tilde{N}_0,$$

де  $r_{\text{д}}$  – прямий опір відкритого діода;

$R_{\text{вих.п}}$  – вихідний опір емітерного повторювача.

Коефіцієнт нелінійності для схеми генератора:

$$\hat{E}_i = \frac{U_i}{\hat{A}_e} \cdot \left[ (1 - \hat{E}_i) \cdot \hat{E}_i + \frac{\tilde{N}}{\tilde{N}_0} + \frac{R_{\hat{e}}}{R_{\text{âò.î}} + R_{\hat{e}}} \right].$$

Амплітуда вихідної напруги:

$$U_i = \hat{E}_i \cdot \hat{A}_e \cdot t_3 / (R_{\hat{e}} \cdot \tilde{N}) \approx \hat{A}_e \cdot t_3 / (R_{\hat{e}} \cdot \tilde{N}).$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Архангельский В. И. Бесконтактные схемы управления электроприводами реверсивных прокатных станов. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1980. – 126 с.
2. Кудрявцев И. А., Фалкин В. Д. Электронные ключи: Учеб. пособие. Самара Гос. Аэрокосм. Ун-т, 2002. – 24 с.
3. Расчет электронных схем. Примеры и задачи: Учеб. пособие для вузов по спец. электрон. техники/ Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов и др. – М.: Высш. шк., 1987. – 335с.; ил.
4. <http://www.radioman-portal.ru/sprav/pp/oa/>.
5. <http://www.qrz.ru/reference/kozak/oa/oa00.shtml>.
6. Протопопов А. С. Усилители с обратной связью, дифференциальные и операционные усилители и их применение. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2003. – 64с.
7. <http://kazus.ru/guide/chips/ud1.html>.
8. Бойко В.І., Гуржій А.М., Жуйков В.Я. та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. – К. Вища школа. – 2004. – 365 с.
9. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум, За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
10. Андрющенко О.А., Водичев В.А. Электронные программируемые реле Easy и MFD-Titan. – Одесса, 2006. – 223с.
11. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / К.М. Брежнева, Е.И. Гантман, Т.И. Давыдова и др. Под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656с., ил.

Додаток 1  
Таблиця Д.1.1.

Параметри операційних підсилювачів

ОП	$U_{\text{жив.}}$ В	$U_{\text{жив.н.}}$ В	$K_D \cdot 10^{-3}$	$2_{\text{пг}}$ і А	$U_{\text{сф}}$ і А	$TKU_{\text{сф}}$ і еА/Е	$I_1$ , нА	$DI_1$ , нА	$U_{\text{дф.}}$ макс. В	$U_{\text{сф.}}$ макс. В	$K_{\text{сф}}$ , дБ	$f_1$ , МГц	$V_U$ , В/мкс	$\pm U_{2m.\text{max}}$ В	$R_{2m.}$ макс. кОм	$R_{\text{Двх}}$ МОм
K140УД1А	-	2х6,3	0,5	6	7	20	5000	1500	1,5	3	60	3	0,2	2,8	5	0,004
K140УД1Б	-	2х12,6	1,3	12	7	20	8000	1500	1,5	6	60	8	0,5	5,7	5	0,004
K140УД5А	2х(6..13)	2х12	0,5	12	10	35	5000	1000	3	6	50	5	6	6,5	5	0,05
K140УД5Б	2х(6..13)	2х12	1	12	7	10	10000	5000	3	6	60	10	6	6,5	5	0,003
K140УД6	2х(5..20)	2х15	30	3	8	20	50	15	30	11	70	1	2	12	1	1
K140УД7	2х(5..20)	2х15	30	2,8	9	10	400	200	20	15	70	0,8	0,3	10,5	2	0,4
K140УД8	-	2х15	50	5	50	50	0,2	0,1	6	10	70	1	2	10	2	10
K140УД9	2х(9..18)	2х12,6	35	8	5	20	350	100	4	7	80	1	0,2	10	1	0,3
K140УД10	2х(5..18)	2х15	50	10	5	50	250	70	4	6	70	15	30	12	2	0,4
K140УД11	2х(5..18)	2х15	30	8	10	50	500	200	10	11	70	15	50	12	2	0,4
K140УД14	2х(5..18)	2х15	50	1	5	20	5	1	13	13	85	0,5	0,1	12	1	30
K140УД17	2х(3..18)	2х15	200	5	0,25	1,3	10	5	15	13	100	0,4	0,1	12	2	30
KP140УД18	2х(6..18)	2х15	25	-	10	-	0,2	0,2	-	16	80	2,5	5	11	2	10
K140УД20	2х(5..20)	2х15	50	3	5	2	100	30	10	12	70	0,5	0,3	11	1	0,4
K153УД1	2х(9..18)	2х15	15	6	7,5	30	1500	500	5	8	70	1	0,2	10	2	0,2
K153УД2	2х(5..18)	2х15	25	3	7,5	30	1500	500	30	12	70	1	0,5	10	2	0,3
K153УД3	2х(9..18)	2х15	25	4	2	15	200	50	5	8	80	1	0,2	10	2	0,4
K153УД4	2х(3..18)	2х6	5	0,8	5	50	400	150	2	5	70	0,7	0,1	4	5	0,2
K153УД5	2х(5..16)	2х15	500	3,5	2	10	100	20	5	13	100	0,2	0,01	10	2	1
K153УД6	2х(5..18)	2х15	50	3	2	15	75	10	30	12	80	0,7	0,5	10	2	0,3
K154УД1	2х(4..18)	2х15	150	0,15	5	30	40	20	10	10	80	1	10	11	2	1
K154УД3	2х(5..18)	2х15	8	7	10	30	200	50	10	10	80	15	80	10	2	1
K154УД4	2х(5..17)	2х15	8	7	6	50	1200	300	-	10	70	30	400	10	2	1
K157УД1	2х(3..20)	2х15	50	9	5	50	500	150	-	20	70	0,5	0,5	12	0,02	1
K157УД2	2х(3..18)	2х15	50	7	10	50	500	150	-	18	70	1	0,5	13	0,3	0,5
K544УД1	2х(8..16,5)	2х15	50	3,5	20	50	0,1	0,05	10	10	80	1	3	10	2	10
K544УД2	2х(6..17)	2х15	20	7	50	50	0,5	0,1	10	10	70	15	20	10	2	10
K551УД1	2х(5..16,7)	2х15	500	5	1,5	5	100	20	5	13,5	100	0,8	0,01	10	2	1
KM551УД1	2х(5..16,7)	2х15	500	5	2	10	120	35	5	13	100	0,8	0,01	12	2	1
KM551УД2	2х(5..16,7)	2х15	5	10	5	20	2000	1000	5	8	70	1	0,25	12	2	0,5
KM553УД1	2х(9..18)	2х15	10	6	7,5	30	200	60	5	8	65	1	0,2	10	2	0,2
KM553УД2	2х(5..18)	2х15	20	3	7,5	30	1500	500	30	12	70	1	0,5	10	2	0,3
KM553УД3	2х(9..18)	2х15	30	4	2	15	200	50	5	8	80	1	0,2	10	2	0,3
K1401УД1	4..15	2х15	2	8	5	30	150	-	-	-	70	2,5	0,5	12	-	1
K1401УД2	2х(2..15)	2х15	25	3	5	30	150	30	-	-	70	1	0,5	12	2	-
KФ1407УД4	2х(1,5..6)	2х5	3	2	5	-	0,5	0,06	2,5	1,5	70	1	1	0,65	0,25	-
K1408УД1	2х(5..20)	2х15	50	2,8	4	-	200	70	-	15	70	0,8	0,7	11,5	2	0,4

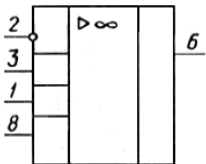
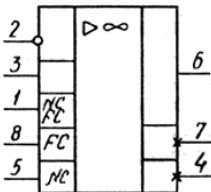
У таблиці Д.1.1. прийняті такі позначення:

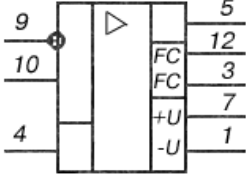
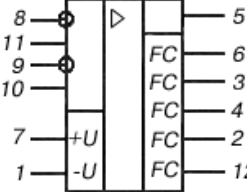
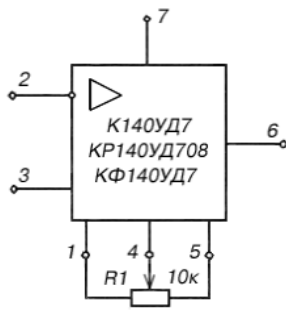
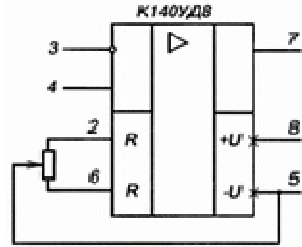
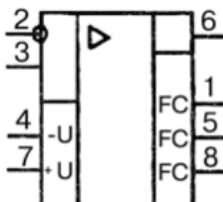
- 1)  $U_{\text{æâ}}$  – напруга живлення;
- 2)  $K_D$  – мінімальний коефіцієнт підсилення;
- 3)  $I_{\text{нi}}$  – споживаємий струм;
- 4)  $U_{\text{çñ}}$  – напруга зсуву «нуля»;
- 5)  $TKU_{\text{çñ}}$  – температурний коефіцієнт напруги зсуву «нуля»;
- 6)  $I_1$  – вхідний струм;
- 7)  $DI_1$  – вхідний струм різниці;
- 8)  $U_{\text{âð.max}}$  – припустиме значення диференційної вхідної напруги;
- 9)  $U_{\text{ñð.max}}$  – припустиме значення синфазної вхідної напруги;
- 10)  $\hat{E}_{\text{ñð}}$  – коефіцієнт послаблення синфазного сигналу;
- 11)  $f_1$  – частота одиничного підсилення;
- 12)  $V_U$  – швидкість зростання вихідної напруги;
- 13)  $\pm U_{2m \max}$  – найбільша амплітуда вихідної напруги;
- 14)  $R_{2m \min}$  – найменший опір навантаження;
- 15)  $R_{\text{Dâð}}$  – вхідний опір.

Умовні графічні позначення деяких ОП наведені у таблиці Д.1.2. [5, 7]

Таблиця Д.1.2

Умовні графічні позначення операційних підсилювачів

Позначення ОП	Входи-виходи
1	2
<p>K544УД1</p> 	<p>1, 8 – баланс; 2 – вхід інвертуючий; 3 – вхід неінвертуючий; 4 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æâ.1}}</math>); 5 – вільний; 6 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>U_{\text{æâ.2}}</math>); 8 – корекція.</p>
<p>K544УД2</p> 	<p>1 – баланс, корекція; 2 – вхід інвертуючий; 3 – вхід неінвертуючий; 4 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æâ.1}}</math>); 5 – баланс; 6 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>U_{\text{æâ.2}}</math>); 8 – корекція.</p>

1	2
<p>K140УД1</p> 	<p>1 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æðâë}}</math>); 2, 3, 12 – контроль; 4 – загальний; 5 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æðâë}}</math>); 9 – вхід інвертуючий; 10 – вхід неінвертуючий.</p>
<p>K140УД5</p> 	<p>1 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æðâë}}</math>); 2, 3, 4, 6, 12 – корекція; 5 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æðâë}}</math>); 8, 9 – входи інвертуючі; 10, 11 – входи неінвертуючі.</p>
<p>K140УД7</p> 	<p>1, 5 – балансування; 2 – вхід інвертуючий; 3 – вхід неінвертуючий; 4 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æðâë}}</math>); 6 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æðâë}}</math>); 8 – корекція.</p>
<p>K140УД8</p> 	<p>1 – корпус; 2, 6 – балансування; 3 – вхід інвертуючий; 4 – вхід неінвертуючий; 5 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æðâë}}</math>); 7 – вихід; 8 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æðâë}}</math>).</p>
<p>K153УД1</p> 	<p>1, 8 – частотна корекція I; 2 – інвертуючий вхід; 3 – неінвертуючий вхід; 4 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æðâë}}</math>); 5 – частотна корекція III; 6 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æðâë}}</math>);</p>



1	2
<p><b>К157УД1</b></p> <p>157УД1</p> <p>1 = Cor+ In+ = 9  2 = E- In- = 8  3 =   4 = Cor- E+ = 7  5 = Cor- Out = 6</p>	<p>1, 4, 5 – корекція; 2 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æâå}}</math>);  3 – вільний; 6 – вихід; 7 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æâå}}</math>);  8 – вхід інвертуючий; 9 – вхід неінвертуючий.</p>
<p><b>К1401УД1</b></p> <p>1 = In+1 E+ = 14  2 = In+2 In+3 = 13  3 = In-2 In+4 = 12  4 = Out2 In-4 = 11  5 = Out1 Out4 = 10  6 = In-1 Out3 = 9  7 = E- In-3 = 8</p>	<p>1, 2, 12, 13 – вхід неінверсний;  3, 6, 8, 11 – вхід інверсний;  4, 5, 9, 10 – вихід;  7 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æâå}}</math>);  14 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æâå}}</math>).</p>
<p><b>КФ1407УД4</b></p> <p>КФ1407УД4</p> <p>1 = In+1 In+4 = 16  2 = In-1 In-4 = 15  3 = Out1 Out4 = 14  4 = E-(1,4) E+ = 13  5 = E-(2,3) Io = 12  6 = Out2 Out3 = 11  7 = In-2 In-3 = 10  8 = In+2 In+3 = 9</p>	<p>1, 8, 9, 16 – вхід неінверсний;  2, 7, 10, 15 – вхід інверсний;  3, 6, 11, 14 – вихід;  4, 5 – напруга живлення (<math>-U_{\text{æâå}}</math>);  12 – струм зсуву;  13 – напруга живлення (<math>+U_{\text{æâå}}</math>).</p>

**Загальні відомості транзисторів МП39, МП39Б, МП40, МП40А, МП41, МП41А.** Германієві сплавні низькочастотні р-п-р транзистори призначені для роботи в підсилювальних та імпульсних (крім МП39Б) схемах.

Корпус металевий, герметичний, з гнучкими виводами. Маса транзистора не більше 2г.

Таблиця Д.2.1

Класифікаційні параметри:  $h_{21e}$ ,  $fh_{21a}$ 

Найменування	Позначення	Значення	
		мінімальне	максимальне
Зворотний струм колектора, мкА	$I_{КБО}$	0,5	15
Зворотний струм емітера, мкА	$I_{ЕБО}$	5	30
Вхідний опір транзистора у режимі малого сигналу, Ом	$h_{11a}$	25	35
Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою	$h_{12a}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$
Коефіцієнт передачі струму у режимі малого сигналу у схемі з загальним емітером: МП39 МП39Б МП40 МП40А МП41 МП41А	$h_{21a}$	12 20 20 20 30 50	 60 40 40 60 100
Вихідна провідність у режимі малого сигналу при хх, мкСм	$h_{22a}$	0,5	3,3
Межева частота коефіцієнта передачі струму, МГц: МП39, МП39Г МП40, МП40А, МП41, МП41А	$fh_{21a}$	0,5 1,0	1,5 3,0
Емність колекторного переходу, пФ	$\tilde{N}_e$	20	50
Коефіцієнт шуму, дБ	$\hat{E}_o$	5	12
Опір бази, Ом	$r_a'$	100	200

**Максимально припустимі параметри.** Гарантовані при температурі оточуючого середовища  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 70^0\tilde{N}$ .

1.  $I_{\hat{E} \max}$  – постійний струм колектора, 20МА.
2.  $I_{\hat{E} \max}^{1)}$  – імпульсний струм колектора, 150МА.
3.  $U_{\hat{A}\hat{A}}$  – постійна напруга емітер-база, 5В.
4.  $U_{\hat{E}\hat{A} \max}$  – постійна напруга колектор-база (15В для МП39, МП39Б, МП40, МП41, МП41А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 10В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ; 30В для МП40А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 20В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ).
5.  $U_{\hat{E}\hat{A} \max}^{2)}$  – постійна напруга (15В для МП39, МП39Б, МП40, МП41, МП41А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 10В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ; 30В для МП40А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 20В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ).
6.  $U_{\hat{E}\hat{A}i \delta}$  – пробивна напруга колектор-база (15В для МП39, МП39Б, МП40, МП41, МП41А; 30В для МП40А).
7.  $U_{\hat{E}\hat{A}i \max}^{2)}$  – імпульсна напруга колектор-емітер (20В для МП39, МП39Б, МП40, МП41, МП41А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 15В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ; 30В для МП40А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 20В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ).
8.  $U_{\hat{E}\hat{A}i \max}$  – імпульсна напруга колектор-база (20В для МП39, МП39Б, МП40, МП41, МП41А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 10В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ; 30В для МП40А при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 40^0\tilde{N}$  та 20В при  $\dot{O}_{\tilde{n}} > 40^0\tilde{N}$ ).
9.  $\mathcal{D}_{\hat{E} \max}^{3)}$  – постійна потужність розсіювання колектора (150мВт для  $\dot{O}_{\tilde{n}} = -60... + 55^0\tilde{N}$  та 75мВт при  $\dot{O}_{\tilde{n}} = 70^0\tilde{N}$ ).

## Випрямні діоди малої потужності

Тип приладу	Межеві значення параметрів при $T=25^{\circ}\text{C}$			Значення параметрів при $T=25^{\circ}\text{C}$				$T_{\text{кmax}},$ $^{\circ}\text{C}$
	$U_{\text{звmax}},$ В	$I_{\text{прmax}},$ мА	$I_{\text{прг}},$ А	$f_{\text{роб}},$ кГц	$U_{\text{пр}},$ В	$I_{\text{пр}},$ мА	$I_{\text{зв}},$ мкА	
Д2Б	10	16	-	150	1,0	5,0	100	60
Д2В	30	25	-	150	1,0	9,0	250	60
Д2Г	50	16	-	150	1,0	2,0	250	60
Д2Д	50	16	-	150	1,0	4,5	250	60
Д2Е	100	16	-	150	1,0	4,5	250	60
Д2Ж	150	8	-	150	1,0	2,0	250	60
Д2И	100	16	-	150	1,0	2,0	250	60
Д7А	50	300	1,0	-	0,5	300	100	70
Д7Б	100	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д7В	150	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д7Г	200	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д7Д	300	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д7Е	350	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д7Ж	400	300	1,0	2,4	0,5	300	100	70
Д9Б	10	40	-	40	1,0	90	250	70
Д9В	30	20	-	40	1,0	10	250	70
Д9Г	30	30	-	40	1,0	30	250	70
Д9Д	30	30	-	40	1,0	60	250	70
Д9Е	50	20	-	40	1,0	30	250	70
Д9Ж	100	15	-	40	1,0	10	250	70
Д9И	30	30	-	40	1,0	30	120	70
Д9К	50	30	-	40	1,0	60	60	70
Д9Л	100	15	-	40	1,0	30	250	70
Д10	10	16	-	150	-	-	100	70
Д10А	10	16	-	150	-	-	120	70
Д10Б	10	16	-	150	-	-	200	70

## ЗМІСТ

1. РОБОЧА ПРОГРАМА НАВЧАЛЬНОЇ ДИСЦИПЛІНИ «БЕЗКООНТАКТНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ».....	3
1.1. Розподіл навчальних годин (заочна форма навчання).....	3
1.2. Характеристика дисципліни.....	4
1.3. Зміст дисципліни за темами.....	5
2. ЗМІСТ ТА МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ЗА ТЕМАМИ ДИСЦИПЛІНИ.....	5
2.1. Тема 1. Елементи електричного кола безконтактних систем керування.....	5
2.1.1. Зміст та методичні вказівки до теми 1.....	5
2.1.2. Контрольні запитання для самоперевірки.....	15
2.2. Тема 2. Пристрої елементів безконтактних систем керування....	16
2.2.1. Зміст та методичні вказівки до теми 2.....	16
2.2.2. Контрольні запитання для самоперевірки.....	26
2.3. Тема 3. Елементи схем керування.....	27
2.3.1. Зміст та методичні вказівки до теми 3.....	27
2.3.2. Контрольні запитання для самоперевірки.....	36
2.4. Тема 4. Силкові елементи комутації в безконтактних системах керування.....	37
2.4.1. Зміст та методичні вказівки до теми 4.....	37
2.4.2. Контрольні запитання для самоперевірки.....	45
3. ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАВДАННЯ ДО КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ.....	46
3.1. Загальні вказівки.....	46
3.2. Індивідуальне завдання №1.....	47
3.3. Індивідуальне завдання №2.....	48
3.4. Індивідуальне завдання №3.....	51
4. МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ.....	55
4.1. Щодо розрахунку чекаючого мултивібратора на операційному підсилювачі.....	55
4.2. Щодо розрахунку чекаючого генератора лінійно змінної напруги.....	58
ЛІТЕРАТУРА.....	60
Додаток 1.....	61
Додаток 2.....	65