

Київський національний університет імені Тараса Шевченка



## **МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ДО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ ІЗ КУРСУ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»**

Для студентів 2 курсу кафедри ядерної фізики

Упорядник: доктор фіз.-мат наук Шевченко В.А.

Київ 2007

# ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1

## ВИВЧЕННЯ ГЕНЕРАТОРА ІМПУЛЬСІВ І ОСЦИЛОГРАФА

1. Ознайомтесь з роботою генератора імпульсів типу Г5-54. Вивчіте засоби установлення тривалості імпульсів, частоти повторення, амплітуди та полярності. Розгляньте методи внутрішнього і зовнішнього запуску генератора, систему затримки вихідного сигналу відносно вихідного імпульсу синхронізації.

2. Вивчіте роботу осцилографа типу С1-61 (або С1-52). Детально ознайомтеся з системою внутрішньої та зовнішньої синхронізації, засобами вимірювання амплітуди і часових параметрів вхідного сигналу: часу наростання імпульсу, його тривалості та періоду повторення.

3. Підключіть вихід генератора до входу осцилографа за допомогою відеокабелю РК-50 з байонетними роз'ємами. Проведіть вимірювання всіх параметрів сигналів генератора, які задані викладачем. Визначте точність отриманих результатів.

4. За пропозицією викладача встановіть параметри вихідного сигналу генератора імпульсів: полярність, амплітуду, час наростання, тривалість та частоту повторення. Перевірте за допомогою осцилографа відповідність встановлених параметрів вихідного сигналу із завданням.

**5. Увага! Період повторення імпульсів повинен бути не менше ніж подвоєний час їх тривалості.**

### Запитання і завдання

1. Розкажіть як працює генератор імпульсів, а також про засоби установки параметрів вихідного сигналу.
2. Поясніть основні принципи роботи осцилографа.
3. Розкажіть про засоби синхронізації горизонтальної розгортки осцилографа із вхідним сигналом.
4. Як визначаються параметри імпульсного сигналу?

### Список літератури

- Генератор імпульсів Г5-54. Технічне описання та інструкція по експлуатації.
- Осцилограф універсальний С1-61 (або С1-52). Технічний описання та інструкція по експлуатації.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2

### ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК RC-ЧОТИРЬОХПОЛЮСНИКІВ

Перехідну характеристику чотирьохполюсника визначають як залежність від часу вихідного сигналу, якщо на його вхід подано стандартний сигнал – сходи́нка одиничної амплітуди. В просторі Лапласа він має вигляд  $\frac{U_1}{p}$ , а вихідний сигнал визначатиме перехідну характеристику чотирьохполюсника. Для **інтегруючого RC**-ланцюжка (схема А на рис.1) зображення вихідного сигналу набуває вигляду:

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{p} \frac{1/pC}{(R + 1/pC)} = U_1 \frac{1}{p(p\tau + 1)} \quad (1)$$

Оригінал (перехідну характеристику) знаходимо по таблицях перетворення Лапласа:

$$U_2(t) = U_1(1 - \exp(-t/\tau)) \quad (2)$$

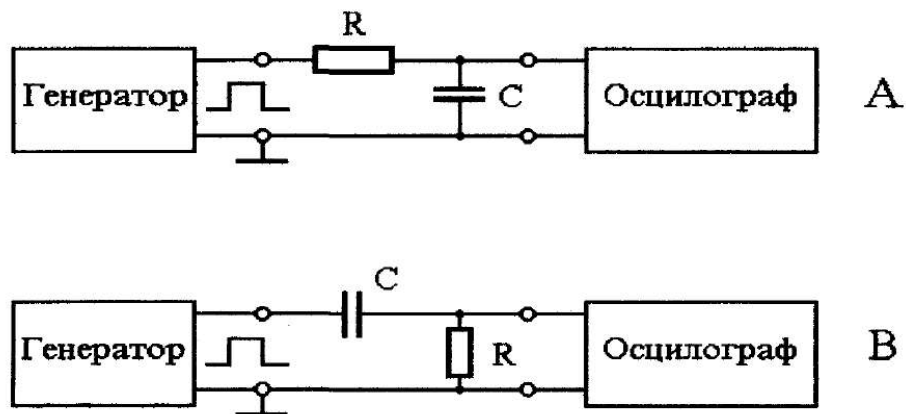


Рис.1. Схема ввімкнення RC і CR чотирьохполюсників.

Графік перехідної характеристики показано на рис.2, де вказано також визначення часу наростання сигналу – час, за який вихідний сигнал зростає від величини 0.1 до 0.9  $U_{\max}$ .

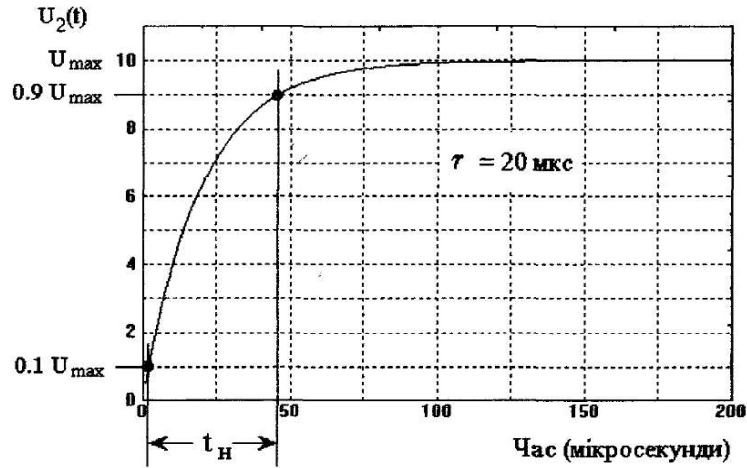


Рис.2. Перехідна характеристика інтегруючого RC чотирьохполюсника.

Час наростання легко обчислити як різницю  $t_H = t(0.9U_{\max}) - t(0.1U_{\max})$ :

$$t_H = \tau \ln(9) \approx 2.2\tau.$$

Для диференціюючого CR ланцюжка легко знайти зображення і оригінал вихідного сигналу:

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{p} \frac{R}{R + 1/pC} = U_1 \frac{1}{p + 1/\tau} \quad (3)$$

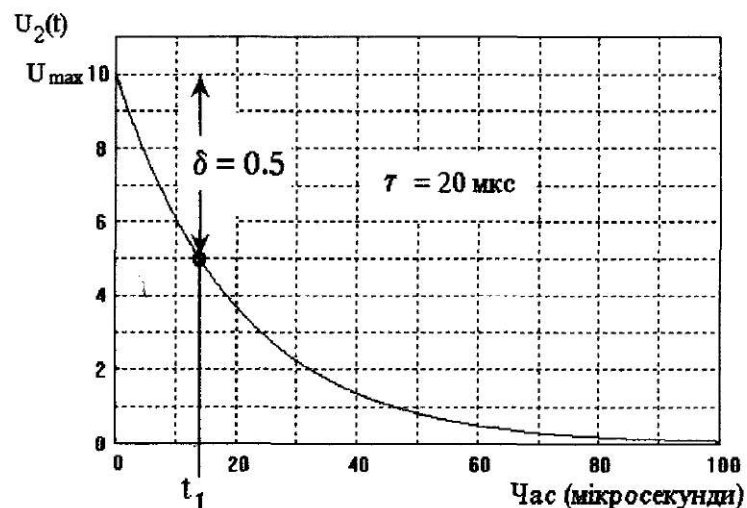


Рис.3. Перехідна характеристика диференціюючого CR чотирьохполюсника.

$$U_2(t) = U_1 \exp(-t/\tau) \quad (4)$$

Сколювання – параметр, що описує такий перехідний процес – визначають в такий спосіб:

$$\delta = \frac{\Delta U_2(t_1)}{U_{\max}} = \frac{U_{\max} - U_{\max} \exp(-t_1/\tau)}{U_{\max}} = 1 - \exp(-t_1/\tau) \approx \frac{t_1}{\tau} \quad (5)$$

Як відомо, параметри перехідних характеристик чотирьохполюсників мають зв'язок з

відповідними параметрами їх частотних характеристик:

$$\omega_H = \frac{1}{t_1} \ln\left(\frac{1}{1-\delta}\right) \approx \frac{\delta}{t_1} \quad (6)$$

$$\omega_B = \frac{\ln(9)}{t_H} \approx \frac{2.2}{t_H} \quad (7)$$

### Завдання і запитання

1. Зберіть схему для дослідження перехідних характеристик інтегруючого чотирьохполюсника (рис.1, А). Виміряти час наростання імпульсу. Обчислити  $\tau$  і  $\omega_B$ .
2. Зберіть схему для дослідження перехідних характеристик диференціюючого чотирьохполюсника (рис.1, В). Виміряти сколювання імпульсу. Обчислити  $\tau$  і  $\omega_H$ .
3. Розкажіть в чому полягає зв'язок перехідних і частотних характеристик.
4. Доведіть формулу (6), (7).

### Список літератури

Кучеров И.Я. Основа радиотехники. Часть 1. КГУ, Киев, 1968.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3

### ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК RLC-ЧОТИРЬОХПОЛЮСНИКІВ

Схему ввімкнення RLC чотирьохполюсника вказано на рис.4.

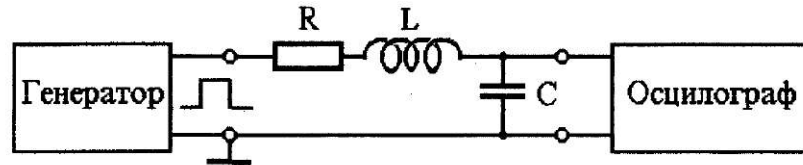


Рис.4. Схема ввімкнення приладів для дослідження параметрів перехідної характеристики RLC чотирьохполюсника.

Зображення вихідної напруги навантаженого RLC чотирьохполюсника в просторі Лапласа має вигляд:

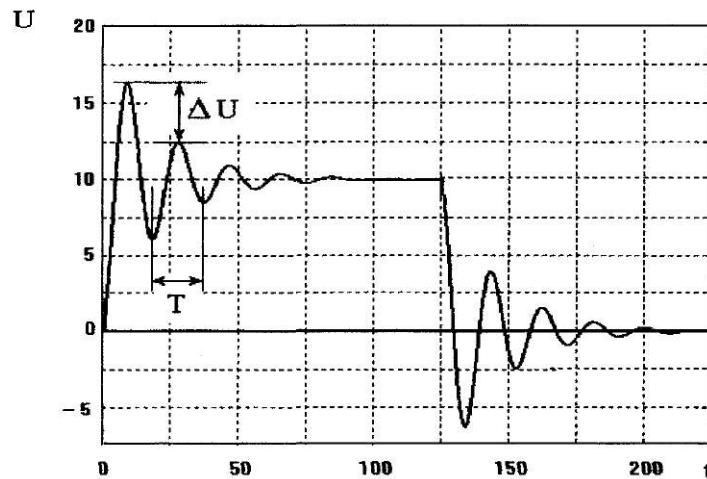


Рис.5. Перехідна характеристика RLC чотирьохполюсника.

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{p} \frac{1/pC}{(R + pL + 1/pC)} = U_1 \frac{1}{p} \frac{1/LC}{(p^2 + pR/L + 1/LC)} \quad (8)$$

Якщо ввести позначення:  $\omega^2 = \frac{1}{LC}$  і  $\lambda = \frac{R}{2L}$

Та припустити, що  $\omega^2 \gg \lambda^2$ , то вихідну напругу можна представити у вигляді:

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{p} \frac{\omega^2}{(p + \lambda)^2 + \omega^2} \quad (9)$$

або, якщо добуток перетворити в суму, можна записати:

$$U_2(p) = U_1 \left( \frac{1}{p} - \frac{p + \lambda}{(p + \lambda)^2 + \omega^2} - \frac{\lambda}{\omega} \frac{\omega}{(p + \lambda)^2 + \omega^2} \right). \quad (10)$$

За таблицями перетворення Лапласа знаходимо залежність вихідної напруги від плину часу:

$$U_2(t) = U_1 \left( 1 - e^{-\lambda t} \cos(\omega t) - \frac{\lambda}{\omega} e^{-\lambda t} \sin(\omega t) \right) \approx U_1 (1 - e^{-\lambda t} \cos(\omega t)) \quad (11)$$

На рис.5. наведено перехідну характеристику RLC чотирьохполосника у випадку коли  $\omega \gg \lambda$  та показані період коливач та зміна напруги за період.

### **Завдання і запитання**

1. Зберіть схему для дослідження перехідних характеристик RLC чотирьохполосника (рис.4). Виміряйте період вільних коливач і зміну амплітуди за період. Обчисліть  $\omega$  і логарифмічний декремент затухання.
2. За даними вимірів виконати обчислення опору R та індуктивності L котушки індуктивності.
3. Розкажіть про резонансні явища в послідовному та паралельному коливальних контурах.

### **Список літератури**

Кучеров И.Я. Основа радиотехники. Часть 1. КГУ, Киев, 1968.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4

### ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК RC-ФІЛЬТРІВ

**1. Полосовий фільтр.** Схему ввімкнення одного з численних типів полосових фільтрів вказано на рис.6. Знайдемо залежність вихідної напруги від часу за умови, що  $R_1=R_2=R$ ,  $C_1=C_2=C$  і  $\tau=RC$ .

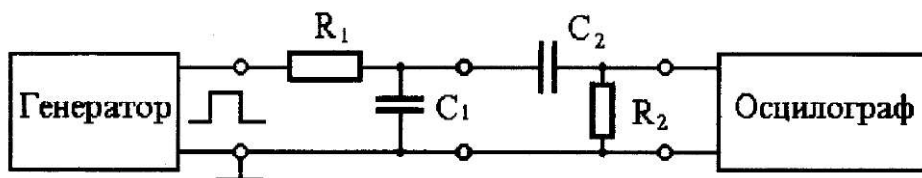


Рис.6. Схема ввімкнення полосового RC-CR фільтра.

Тоді зображення вихідної напруги матиме вигляд:

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{\tau (p + \alpha)(p + \beta)} \quad (12)$$

$$\text{де } \alpha = \frac{3 - \sqrt{5}}{2\tau}, \text{ а } \beta = \frac{3 + \sqrt{5}}{2\tau} \quad (13)$$

По таблицях перетворення Лапласа знайдемо оригінал вихідної напруги:

$$U_2(t) = U_1 \frac{e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}}{\tau(\beta - \alpha)} = \frac{U_1}{\sqrt{5}} \left( e^{-0.382 \frac{t}{\tau}} - e^{-2.621 \frac{t}{\tau}} \right) \quad (14)$$

На рис. 7 показано залежність вихідної напруги полосового фільтра від часу, параметри вхідного сигналу і перехідної характеристики.

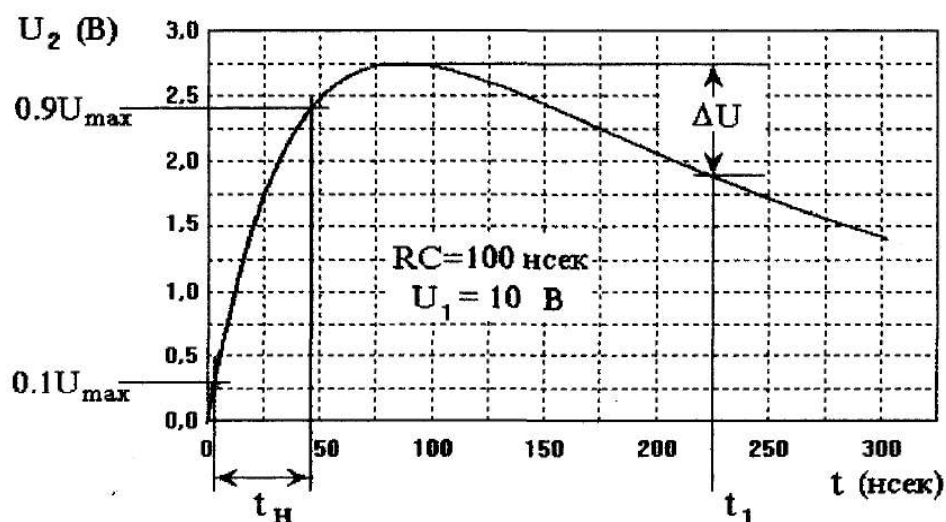


Рис.7. Перехідна характеристика RC-CR полосового фільтра.



**2. Загороджувальний фільтр.** Один з різноманітних загороджувальних фільтрів -подвійний Т-подібний міст - будується як паралельне з'єднання двох Т-подібних чотирьохполюсників на основі R і C елементів. Його схему показано на рис.8. За умови, що він працює практично в режимі холостого ходу його доцільно розглядати як паралельне з'єднання двох чотирьохполюсників і скористатися  $Y$  -параметрами. При такому з'єднанні  $Y$  - параметри просто додаються:

$$Y_{ik} = Y_{ik}^{(1)} + Y_{ik}^{(2)} \quad (15)$$

Коефіцієнт передачі по напрузі легко визначити через  $Y$  -параметри:

$$K(p) = -\frac{Y_{21}(p)}{Y_{22}(p)} = -\frac{Y_{21}^{(1)}(p) + Y_{21}^{(2)}(p)}{Y_{22}^{(1)} + Y_{22}^{(2)}} \quad (16)$$

Якщо величини елементів обрано як показано на рис.8, тобто  $Z_1^{(1)} = R$ ,  $Z_2^{(2)} = R/2$ ,  $Z_1^{(2)} = 1/pC$ ,  $Z_2^{(1)} = 1/p2C$ , то можна записати:

$$Y_{21}^{(1)} = \frac{-Z_2^{(1)}}{Z_1^{(1)}(Z_1^{(1)} + 2Z_2^{(1)})}, \quad Y_{22}^{(1)} = \frac{Z_1^{(1)} + Z_2^{(1)}}{Z_1^{(1)}(Z_1^{(1)} + 2Z_2^{(1)})}, \quad (17)$$

Для другого чотирьохполюсника аналогічні вирази знаходяться простою заміною індексів (1) на (2). Загальний вигляд коефіцієнта передачі буде мати вигляд:

$$K = \frac{Z_2^{(1)}Z_1^{(2)}(Z_1^{(2)} + 2Z_2^{(2)}) + Z_2^{(2)}Z_1^{(1)}(Z_1^{(1)} + 2Z_2^{(1)})}{Z_1^{(2)}(Z_1^{(1)} + Z_2^{(1)})(Z_1^{(2)} + 2Z_2^{(2)}) + Z_1^{(1)}(Z_1^{(2)} + Z_2^{(1)})(Z_1^{(1)} + 2Z_2^{(1)})} \quad (18)$$

А після нескладних перетворень отримаємо:

$$K(p) = \frac{p^2 + 1/\tau^2}{p^2 + 4p/\tau + 1/\tau^2} = \frac{p^2}{(p + \alpha)(p + \beta)} + \frac{1/\tau^2}{(p + \alpha)(p + \beta)} \quad (19)$$

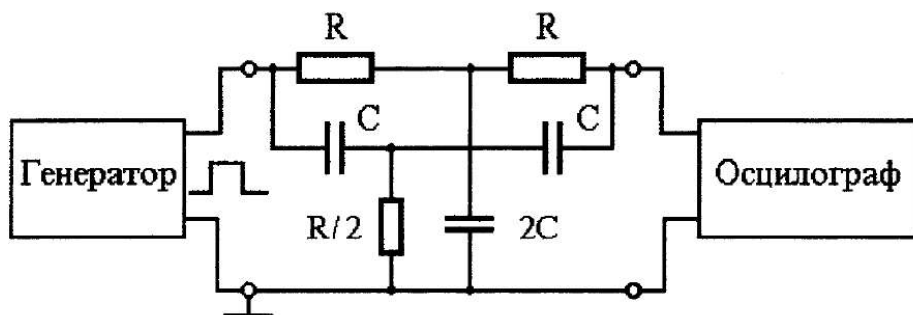


Рис.8. Схема ввімкнення подвійного Т-подібного RC-мосту.

$$\text{де } \alpha = \frac{2 + \sqrt{3}}{\tau}, \quad \text{а } \beta = \frac{2 - \sqrt{3}}{\tau}.$$

Якщо зробити заміну  $p = j\omega$  і провести аналіз частотної характеристики, то легко знайти частоту, на якій  $K(\omega) = 0$ , а саме, при співвідношеннях елементів фільтра вказаних на рис.8,  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , тобто існує частота, яку фільтр затримує повністю.

Зображення вихідної напруги подвійного Т-подібного фільтра запишемо у вигляді:

$$U_2(p) = U_1 \frac{1}{p} \tilde{K}(p) = U_1 \left( \frac{p}{(p + \alpha)(p + \beta)} + \frac{1/\tau^2}{p(p + \alpha)(p + \beta)} \right) \quad (20)$$

За таблицями перетворення Лапласа знаходимо перехідну характеристику - залежність вихідної напруги фільтра від часу:

$$U_2(t) = U_1 \left\{ -\frac{\alpha}{\beta - \alpha} e^{-\alpha t} + \frac{\beta}{\beta - \alpha} e^{-\beta t} + \frac{1}{\alpha\beta\tau^2} \left( 1 - \frac{\beta}{\beta - \alpha} e^{-\alpha t} + \frac{\alpha}{\beta - \alpha} e^{-\beta t} \right) \right\}, \quad (21)$$

Остаточно отримаємо:

$$U_2(t) = U_1 \left\{ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \right\}. \quad (22)$$

Перехідну характеристику подвійного Т-подібного фільтра та її особливості показано на рис.9.

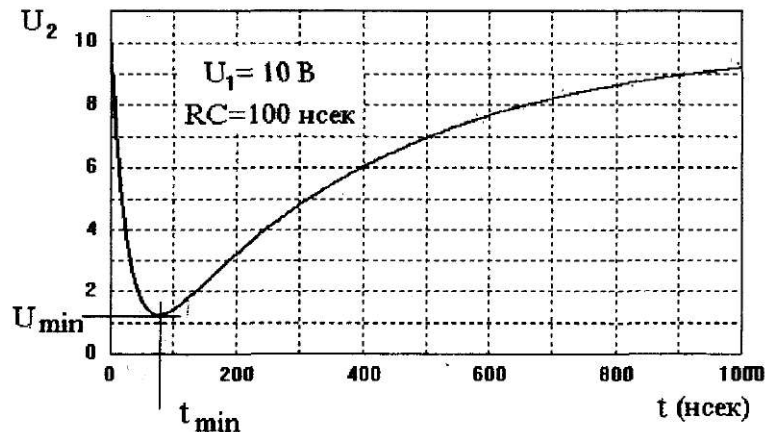


Рис.9. Перехідна характеристика загороджувального фільтра подвійного Т-подібного моста.

### Завдання і запитання

1. Зберіть схему для дослідження перехідних характеристик полосового RC-CR-фільтра (рис.6). Виміряйте час наростання і сколювання. Обчисліть постійну часу і основні параметри частотної характеристики.
2. Розрахуйте частотну характеристику RC-CR-фільтра, порівняйте її параметри з результатами досліджень.

3. Знайдіть перехідну характеристику RC-CR - фільтра за умови, що RC і CR чотирьохполюсники розділені ідеальним перетворювачем імпедансів ( $R_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $R_{вих} \rightarrow 0$ ).
4. Зберіть схему для дослідження перехідних характеристик подвійного Т-подібного моста (рис. 8). Виміряйте основні параметри характеристики. За даними експерименту обчисліть частоту для якої  $K_u=0$ .
5. Знайдіть зв'язок між параметрами частотної і перехідної характеристики.

### **Список літератури**

Кучеров И.Я. Основа радиотехники. Часть 1. КГУ, Киев, 1968.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5

### ВИВЧЕННЯ ВОЛЬТАМПЕРНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДІОДІВ

Напівпровідникові діоди це прилади побудовані на основі n-p переходу, які мають два виводи від n - і p-областей відповідно. Залежність постійного струму, протікаючого через діод, від прикладеної до нього постійної напруги - статична вольт-амперна характеристика (ВАХ) - добре описується ідеалізованим теоретичним співвідношенням:

$$I = I_s (\exp(qU/kT) - 1) \quad (23)$$

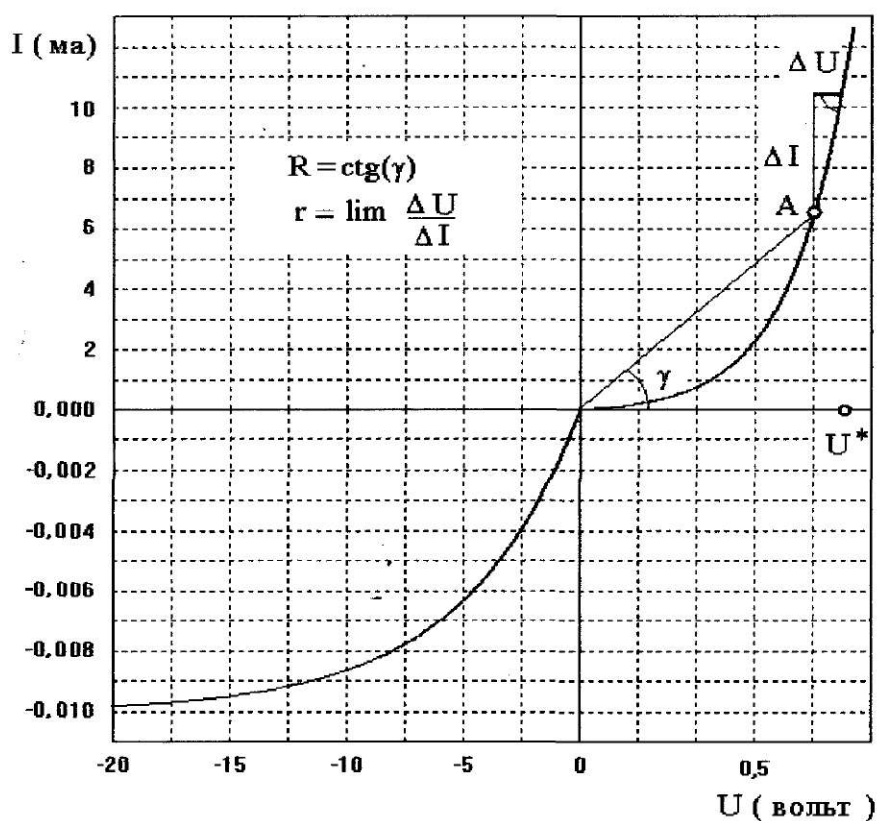


Рис.10. Вольт-амперна характеристика n-p діода.

де  $I_s$  - струм насичення, який обумовлений дрейфовим переміщенням через n-p перехід неосновних носіїв заряду,  $q$  - елементарний заряд. На рис.10 показано теоретичну вольт-амперну характеристику діода і деякі параметри для постійного і змінного струму.

В ядерній електроніці напівпровідникові діоди використовують, зокрема, в схемах аналогової обробки сигналів з детекторів ядерного випромінювання, схемах збігів і таке інше. На рис.11 представлено принципові схеми обмежувачів амплітуди імпульсів (а, б) і схему збігів типу відбору меншого (в).

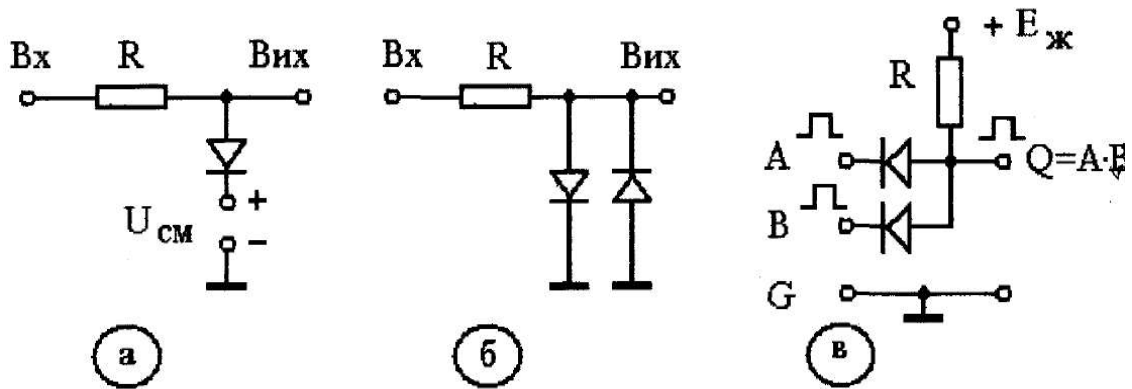


Рис.11. Діодні обмежувачі (а,б) і схема збігів (в).

### Запитання і завдання

1. Зберіть схему для дослідження статичної ВАХ діода.
2. Виконайте вимірювання ВАХ силового випрямляючого діода і стабілітрона.
3. Побудуйте графіки експериментальних ВАХ, визначить диференціальні і статичні параметри діода.
4. Зберіть схеми та виконайте дослідження діодних схем обмежувачів і схеми збігів, показаних на рис. 11.
5. Поясніть, як працюють схеми діодних обмежувачів.
6. Знайдіть залежність коефіцієнта відбору від часу для схеми збігів і обчисліть її мінімальну роздільну часову здатність для заданих викладачем параметрів.

### Список літератури

- Кучеров И.Я., Основы радиотехники. Издательство КГУ, Киев, 1968 г., Часть 1, с. 159-163.  
 Цитович А.П., Ядерная электроника, Энергоатомиздат, М., 1984, с.98, 127.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6

### ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ВОЛЬТАМПЕРНИХ ХАРАКТЕРИСТИК БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

В залежності від схеми ввімкнення біполярний транзистор має відповідні статичні вольт-амперні характеристики (ВАХ). В схемі із **загальною базою** струм колектора має залежати від двох незалежних змінних - струму емітера та напруги колектор-база. При дослідженні статичних ВАХ звичайно струм емітера вважають за параметр і вимірюють струм колектора при різних значеннях напруги колектор-база. У випадку малого сигналу маючи статичні ВАХ легко обчислити так звані малосигнальні параметри, які визначаються:

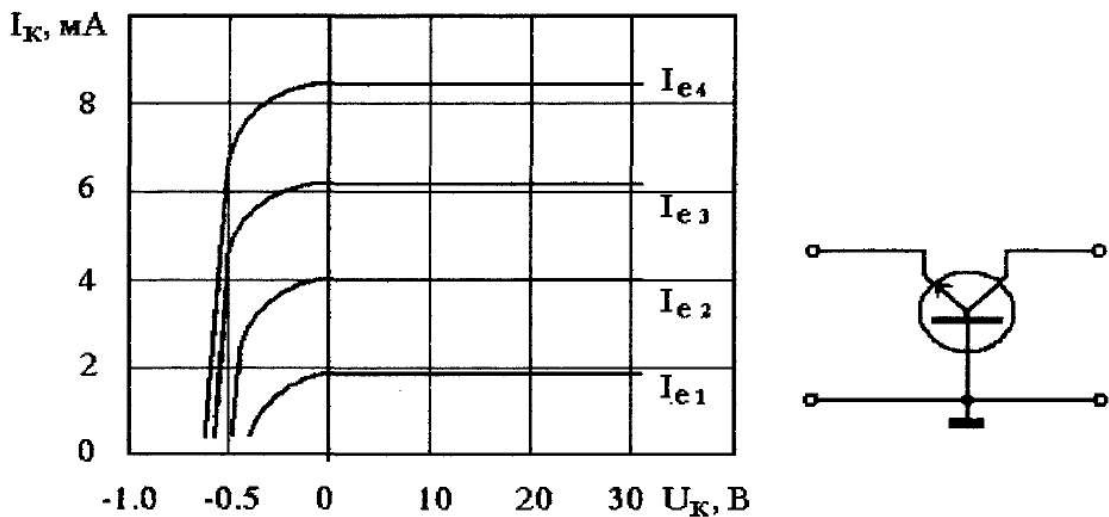


Рис.12. Вольт-амперні характеристики схеми із загальною базою.

із виразу для повного диференціала струму колектора

$$dI_k(I_e, U_{ke}) = \frac{\partial I_k}{\partial I_e} dI_e + \frac{\partial I_k}{\partial U_{kb}} dU_{kb} = \alpha dI_e + \frac{1}{r_i} dU_{kb} \quad (24)$$

де  $\alpha$  - коефіцієнт передачі емітерного струму, а  $r_i$  - внутрішній опір колектора.

Для схеми ввімкнення із загальним емітером малосигнальні параметри матимуть відповідно інший зміст:

$$dI_k(I_b, U_{kb}) = \frac{\partial I_k}{\partial I_b} dI_b + \frac{\partial I_k}{\partial U_{ke}} dU_{ke} = \beta dI_b + \frac{1}{r_i^*} dU_{ke} \quad (25)$$

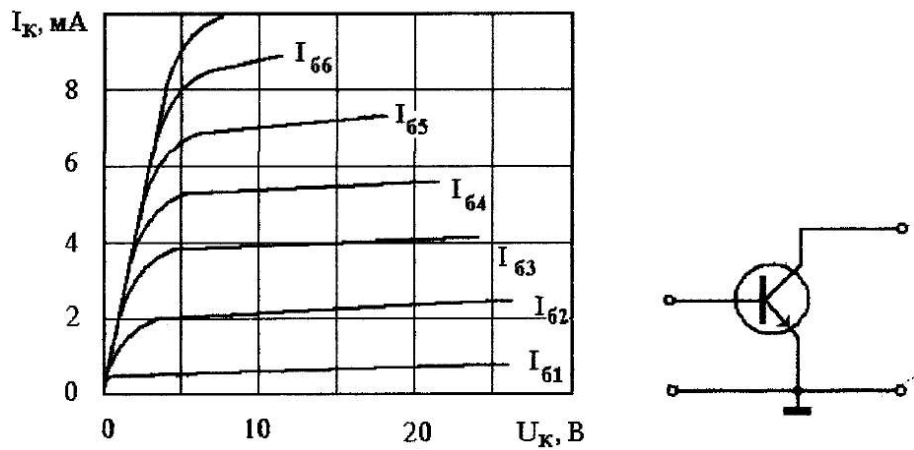


Рис.13. Вольт-амперні характеристики транзистора в схемі із загальним емітером.

тут  $\beta$  - коефіцієнт передачі струму бази, а  $r_i^*$  - внутрішній опір колектора для такої схеми ввімкнення. Схеми ввімкнення і узагальнені статичні характеристики показано на рис. 12 і 13.

### Запитання і завдання

1. Зберіть схему для дослідження статичних В АХ транзистора для варіанта ввімкнення, запропонованого викладачем.
2. Виконайте вимірювання ВАХ біполярного транзистора.
3. Побудуйте графіки експериментальних ВАХ, визначить диференціальні і статичні параметри транзистора.
4. Обчисліть зв'язок між малосигнальними параметрами для схем ввімкнення із загальною базою і загальним емітером.

### Список літератури

- Кучеров И.Я., Основы радиотехники. Издательство КГУ, Киев, 1968 г., Часть 1, с. 164-178.  
Цитович А.П., Ядерная электроника, Энергоатомиздат, М., 1984, с.98, 127.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 7

### ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ RC-ПІДСИЛЮВАЧІВ ІЗ ЗАГАЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ, ЗАГАЛЬНОЮ БАЗОЮ І ЕМІТЕРНОГО ПОВТОРЮВАЧА

Елементарні RC- каскади з резистивним навантаженням є основою для створення різноманітних багатокаскадних підсилювачів широкого призначення.

#### Каскад із загальним емітером.

На рис.14 показана схема каскаду із загальним емітером. Для аналізу параметрів підсилювача звичайно використовують еквівалентну схему, яка віддзеркалює фізичні процеси для обраної області частот. Найпростіший вигляд еквівалентна схема має в області квазірезонансної частоти.

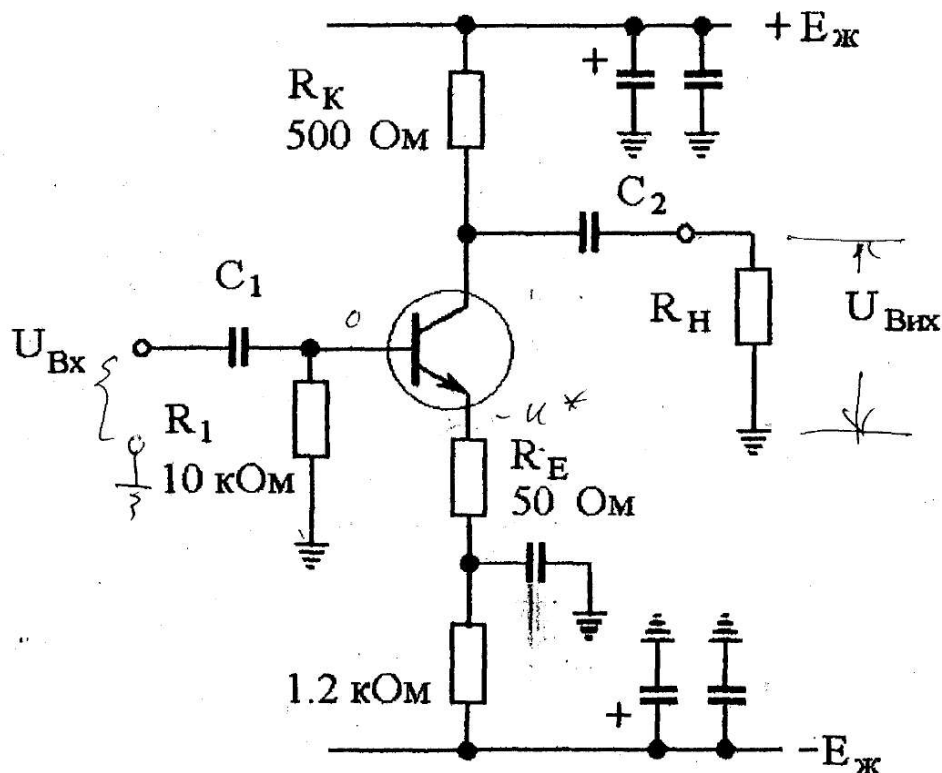


Рис.14. Принципова схема підсилюючого каскаду із загальним емітером.

На квазірезонансній частоті коефіцієнт передачі по напрузі матиме вигляд:

$$K_U \approx \frac{(R_K \parallel R_H)}{r_E + R_E}$$

де  $R_K$  - опір в колі колектора,  $R_H$  - опір навантаження,  $r_E$  - внутрішній опір емітера,  $R_E$  - опір в колі емітера.



Властивості каскаду на високих частотах в основному визначаються часовими сталими транзистора -  $\tau_\beta$  та колекторного кола -  $\tau_K$ , тобто еквівалентна часова стала каскаду:

$$\tau_e = \sqrt{\tau_\beta^2 + \tau_K^2}$$

В області нижніх частот необхідно враховувати часову сталу вхідного кола  $\tau_1 = R_1 C_1$ , вихідного кола  $\tau_2 = (R_K + R_H) C_2$ , а також властивості кола емітера.

Вхідний опір може бути досить високим. Він має величину:

$$R_{BX} = [R_1 \parallel (r_E + R_E) \beta]$$

а вихідний практично дорівнює  $R_K$ .

### **Каскад із загальною базою.**

Схема каскаду підсилення із загальною базою показано на рис.15. Особливість цього підсилювача полягає в тому, що він має невеликий вхідний опір

$$R_{BX} = r_E + R_E$$

і тому часто його використовують як перетворювач струм-напруга при підсиленні сигналів від джерела струму.

При підсиленні сигналів від джерела напруги на квазірезонансній частоті коефіцієнт передачі по напрузі матиме вигляд:

$$K_U \approx \frac{(R_K \parallel R_H)}{r_E + R_E}$$

де  $R_K$  - опір в колі колектора,  $R_H$  - опір навантаження,  $r_E$  - внутрішній опір емітера,  $R_E$  - опір в колі емітера.

Властивості каскаду на високих частотах в основному визначаються часовими сталими транзистора —  $\tau_\beta$  та колекторного кола -  $\tau_K$ , тобто еквівалентна часова стала каскаду:

$$\tau_e = \sqrt{\tau_\beta^2 + \tau_K^2}$$

В області нижніх частот необхідно враховувати часову сталу вхідного кола  $\tau_1 = R_1 C_1$ , вихідного кола  $\tau_2 = (R_K + R_H) C_2$ .

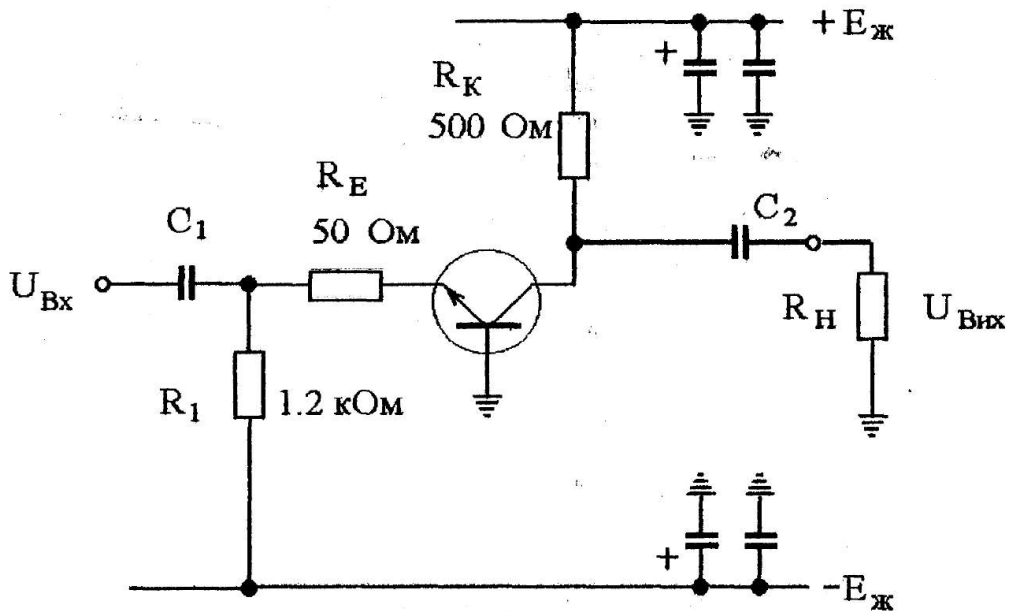


Рис.15. Принципова схема підсилюючого каскаду із загальною базою.

#### Каскад із загальним колектором.

Друга назва - емітерний повторювач. Цей каскад (рис.16) завдяки наявності сто процентного негативного зворотного зв'язку ( $B=1$ ) має коефіцієнт передачі по напрузі менше одиниці:

$$K_U = \frac{R_E}{R_E + r_E + (1 - \alpha)(r_B + R_{\Gamma})} < 1$$

Його призначення - узгодження імпедансів. Він має великий вхідний опір

$$R_{ВХ} = (\beta + 1)(R_E + r_E) + r_B$$

і досить малий вихідний, який добре визначається виразом

$$R_{ВІХ} = r_E + \frac{1}{\beta + 1} R_{\Gamma}$$

тобто видає необхідний струм при роботі на навантаження з невеликим опором, наприклад на коаксіальний кабель, хвильовий опір якого найчастіше має величину 50 або 75 Ом. При застосуванні супер-бета транзисторів або пари Дарлінгтона ( $\beta=1000-2000$ ) вихідний опір

$$R_{ВІХ} = r_E$$

останній для деяких транзисторів досягає 0.1 Ом.

На високих частотах, завдяки явищу збереження площі підсилення, цей каскад при  $K_U < 1$  має максимально можливу для даного транзистора верхню граничну частоту смуги пропускання, а саме частоту одиничного підсилення.

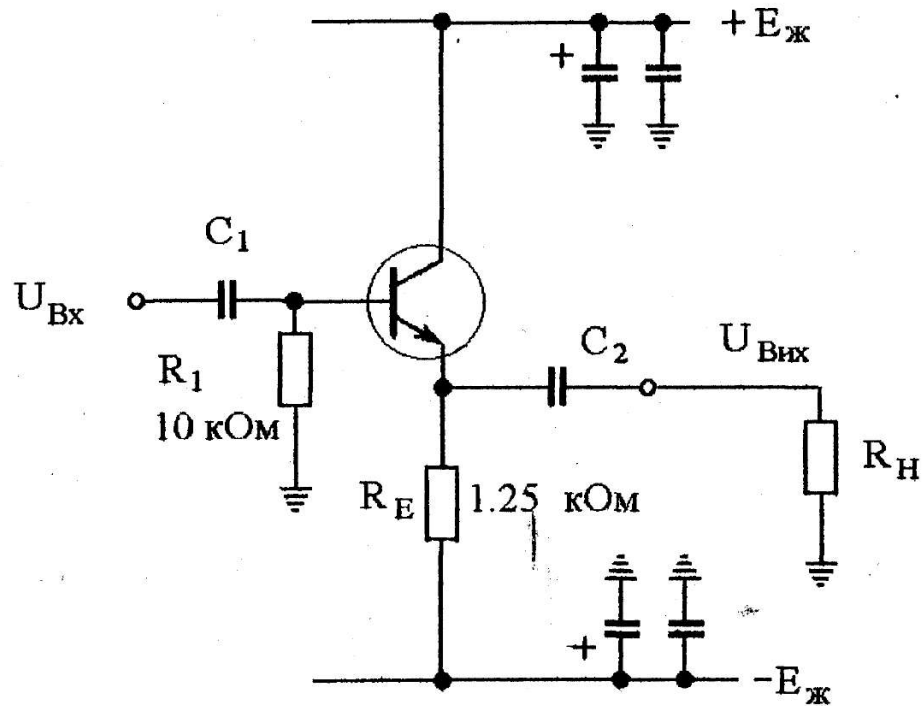


Рис.16. Принципова схема емітерного повторювача.

#### Завдання.

1. Провести дослідження RC- каскадів із загальним емітером, загальною базою і загальним колектором. Для кожного з них:
  - виміряти коефіцієнт передачі по напрузі;
  - на основі аналізу перехідних характеристик визначити параметри частотних характеристик  $\omega_v$ ,  $\omega_n$  і  $\Delta\omega$ ;
  - виміряти вхідний та вихідний опір;
  - дослідити передаточну характеристику  $U_{вих} = f(U_{вх})$ , побудувати її графік, визначити коефіцієнт нелінійних спотворень та динамічний діапазон каскадів по виходу.
2. Для транзистора, на якому збудовані RC- каскади визначити частоту одиничного підсилення. Перевірити правило збереження площі підсилення.

#### Апаратура

1. Генератор імпульсів Г5-54.
2. Осцилограф.
3. Плата з підсилювачами.

#### Література

Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. Советское радио, М., 1980.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 8

### ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВИБРАНИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ СХЕМ НА ОПЕРАЦІЙНОМУ ПІДСИЛЮВАЧІ

Для достатньої усталеності і виконання математичних операцій над сигналами з високою точністю реальний операційний підсилювач (ОП) повинний мати такі властивості:

1. високий коефіцієнт підсилення по напрузі, у тому числі і по постійній;
2. малу напругу зміщення нуля;
3. малі вхідні струми;
4. високий вхідний і низький вихідний опір;
5. високий коефіцієнт послаблення синфазної складової (КОСС);
6. амплітудно-частотну характеристику з нахилом в області високих частот -20 дБ/декаду.

Операційний підсилювач (ОП) повинний бути підсилювачем постійного струму (УПС) з високим коефіцієнтом підсилення по напрузі і, отже, містити декілька каскадів підсилення напруги. З ростом числа каскадів збільшується небезпека порушення усталеності ОП зі зворотними зв'язками й ускладнюються ланцюги корекції. Тому найбільш розповсюджені двокаскадні ОП.

Зміщення нуля ОП проявляється в тому, що при вхідній диференціальній напрузі, рівній нулю, вихідна напруга не дорівнює нулю. Звичайно визначають зміщення нуля, приведене до входу, як таку диференціальну напругу, що потрібно прикласти до входу підсилювача, щоб його вихідна напруга була б рівна нулю. Зміщення нуля по суті є адитивною похибкою при виконанні математичних дій над вхідними сигналами. Зміщення нуля може мати істотні температурні і часові дрейфи.

Операційні підсилювачі універсального застосування повинні забезпечувати значно більший диференціальний коефіцієнт підсилення, чим здатний дати один каскад. Тому вони будуються в основному по двокаскадній схемі. Спрощена схема "класичного" двокаскадного ОП (повна схема включає 24 транзистора) приведена на рис.17.

Вхідний каскад виконаний за схемою диференціального підсилювача на р-п-р транзисторах Т1 і Т2. В якості навантаження використане струмове дзеркало на п-р-п транзисторах Т3 і Т4. Для вихідного струму вхідного каскаду, отже, можна записати таке співвідношення:  $I_d = I_{K2} - I_{K1}$ .

## Динамічні параметри ОУ

Параметри, що характеризують швидкодію ОП, можна розділити на параметри для малого і великого сигналів. До першої групи динамічних параметрів відносяться смуга пропускання  $f_H$ , частота одиничного посилення

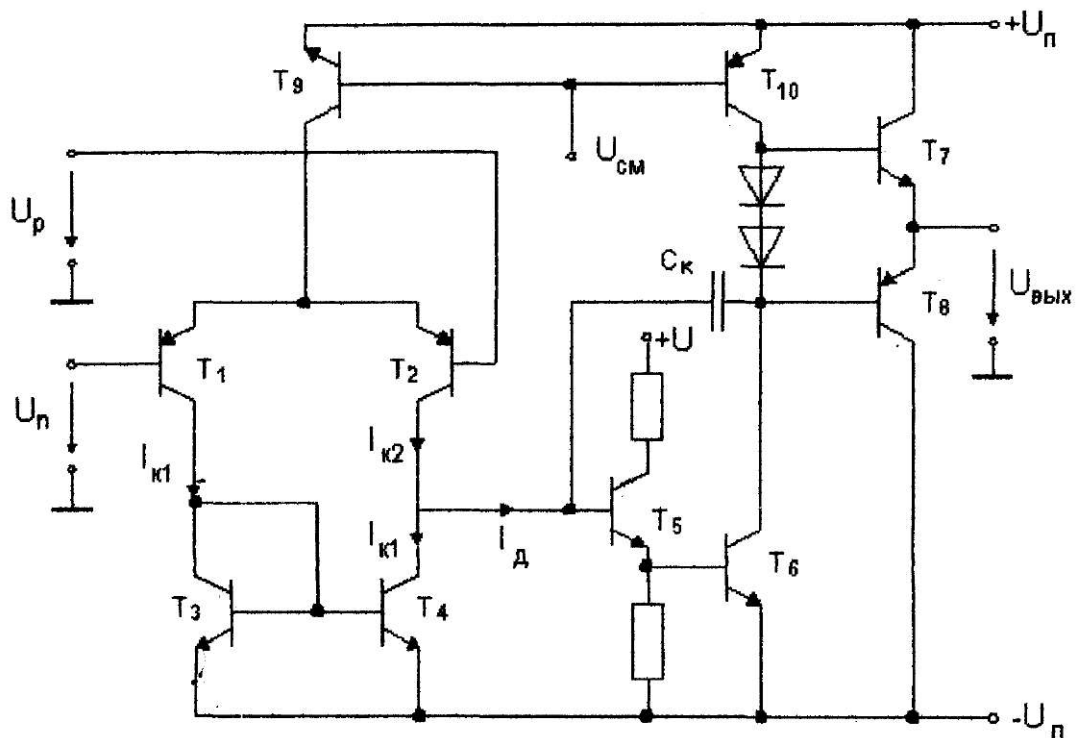


Рис.17. Спрощена схема двокаскадного ОП.

$t_T$  і час установлення  $t_U$ . Ці параметри називаються малосигнальними, вони вимірюються в лінійному режимі роботи каскадів ОП ( $U_{\text{вих}} < 1B$ ). До другої групи відносяться швидкість наростання вихідної напруги  $V$  і смуга пропускання по потужності  $f_p$ . Ці параметри вимірюються при великому диференціальному входному сигналі ОП (більш 50 мВ). Час установлення відраховується від моменту подачі на вхід ОП сходинки вхідної напруги до моменту, коли востаннє буде справедлива рівність  $|U_{\text{вих.вуст}} - U_{\text{вих}}(t)| = d$ , де  $U_{\text{вих.вуст}}$  - сталє значення вихідної напруги,  $d$  - припустима помилка.

Експлуатаційні параметри ОП визначають припустимі режими роботи його вхідних і вихідних ланцюгів і вимоги до джерел живлення, а також температурний діапазон роботи підсилювача. Обмеження експлуатаційних параметрів обумовлені кінцевими значеннями пробивних напруг і припустимих струмів через транзистори ОП. До основних експлуатаційних параметрів відносяться: номінальне значення напруги живлення  $U_n$ ; струм, споживаний від джерела  $I_{\text{пот}}$  максимальний вихідний струм  $I_{\text{вих.макс}}$ ; максимальні значення вихідної напруги при номінальному живленні; максимально-припустимі значення синфазних і диференціальних вхідних напруг.

## Корекція частотної характеристики

Унаслідок наявності паразитних ємностей і багато каскадної структури, операційний підсилювач по своїм частотним властивостям аналогічний фільтру нижніх частот високого порядку. Системи такого роду, що мають великий коефіцієнт підсилення, при наявності зворотного зв'язка схильні до нестійкості, такої, що навіть при відсутності сигналу на вході системи, на її виході можуть існувати коливання відносно великої амплітуди. Усталеність ОП зі зворотним зв'язком зручно досліджувати по його частотних характеристиках. Типові логарифмічні асимптотична амплітудно-частотна (ЛАЧХ) і фазово-частотна (ЛФЧХ) характеристики (діаграма Боде) ОП без частотної корекції приведені на рис. 18.

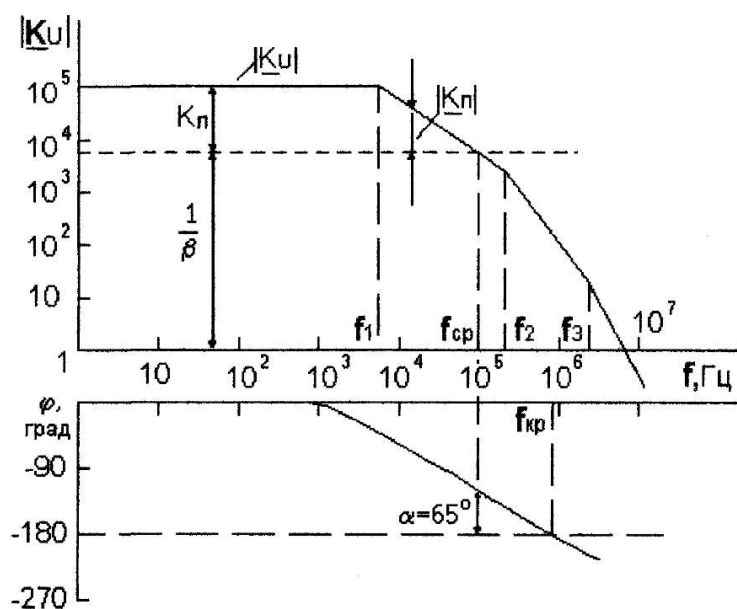


Рис.18. Типові логарифмічні асимптотична амплітудно-частотна і фазово-частотна характеристики ОП.

Вище частоти  $f_1$  частотна характеристика визначається інерційною ланкою з максимальною постійною часу. Коефіцієнт підсилення в цій області убуває зі швидкістю -20 дБ/декаду. Вище частоти  $f_2$  починає діяти друга інерційна ланка, коефіцієнт підсилення убуває швидше (-40 дБ/дек), а фазове зрушення між  $U_d$  і  $U_{вих}$  досягає  $j = -180^\circ$ . Частота, при якій виконується ця умова, називається критичною  $f_{кр}$ . Частота, при якій модуль коефіцієнта підсилення петлі зворотного зв'язку (коефіцієнта посилення в петлі)  $|K_{п}| = |BK_U| = 1$ , називається частотою зрізу  $f_{зр}$ . Коефіцієнт  $B$  у цьому співвідношенні є коефіцієнтом передачі ланцюга зворотного зв'язку. При резистивному зворотному зв'язку він визначається як

$$B = R_1 / (R_1 + R_2)$$

Відповідно до виразів (8), (9), між  $B$  і коефіцієнтом підсилення вхідного сигналу схеми на ОП  $K$  існує наступний взаємозв'язок:

$$\frac{1}{\beta} \approx \begin{cases} 1 - K & \text{для включення, що інвертує} \\ K & \text{для включення, що не інвертує.} \end{cases}$$

Відповідно до логарифмічного варіанта критерію Найквіста для мінімально-фазових систем, до яких можна віднести ОП з негативним зворотним зв'язком, підсилювач буде стійкий, якщо для логарифмічних частотних характеристик розімкнутої петлі зворотного зв'язку  $BK_U$  виконана умова:

$$f_{CP} < f_{KP}$$

При резистивному зворотному зв'язку ЛФЧХ петлі збігається з ЛФЧХ підсилювача, а ЛАЧХ петлі проходить на  $20\lg(1/B)$  нижче ЛАЧХ підсилювача, так що частота зрізу  $f_{CP}$  відповідає крапці перетинання графіка ЛАЧХ підсилювача з горизонтальною прямою, проведеною на  $20\lg(1/B)$  вище осі частот. На діаграмі мал. 18 видно, що при великих значеннях  $K$  (і, відповідно, малих  $B$ ) остання умова виконується, причому є достатній запас усталеності по фазі. При  $K < 200$  операційний підсилювач із частотними характеристиками, такими, як на рис.18, хитливий. Ступінь усталеності, а також міра загасання перехідних процесів приблизно визначається запасом усталеності по фазі. Під цим розміром розуміється додатковий до  $180^\circ$  кут до фазового запізнювання на критичній частоті:

$$\alpha = 180^\circ + j(f_{KP})$$

На рис.19 подані типові графіки перехідних функцій (реакцій на одиничний скачок) операційного підсилювача, включеного за схемою повторювача, що не інвертує, при різних запасах усталеності по фазі  $\alpha$ .

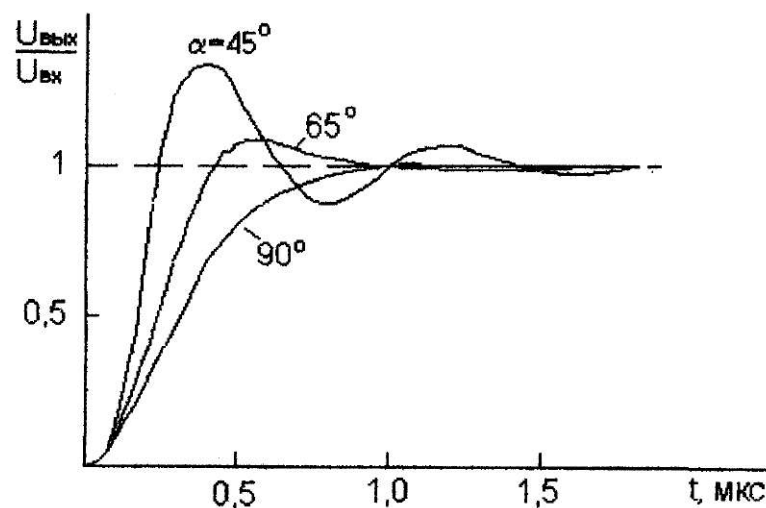
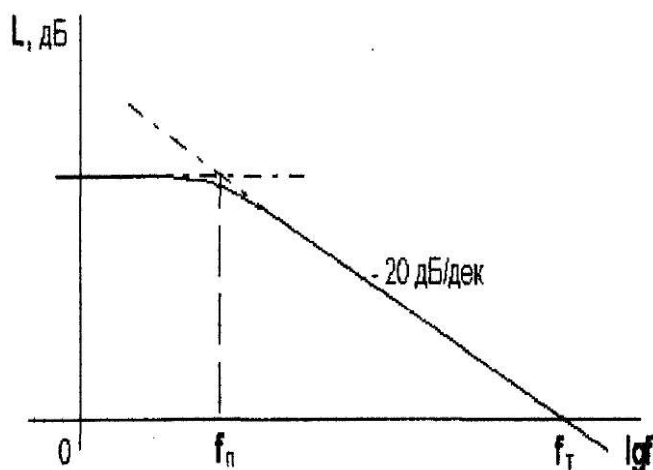


Рис.19. Перехідні характеристики ОУ, охопленого зворотним зв'язком.

По діаграмі Бode розімкнутого ОП можна безпосередньо визначити, який розмір загасання опиниться в схеми підсилювача з заданим значенням  $B$ .

## Повна частотна корекція

Якщо операційний підсилювач розробляється для універсального застосування, то фазове зрушення його при  $|K_U| > 1$  повинний бути по абсолютному розміру менше  $120^\circ$ . При цьому для будь-якого коефіцієнта зворотного зв'язку  $0 < B < 1$  запас по фазі буде складати не менше  $60^\circ$ . Ця вимога виконується корекцією частотної характеристики, причому корекція робиться так, щоб при  $|K_U| > 1$  вона була аналогічна характеристиці фільтра нижніх частот першого порядку, тобто мала б вигляд:



Тому що небажані інерційні ланки з частотами зрізу  $f_2$  і  $f_3$ , як це показано на рис.18, не можуть бути усунуті зі схеми підсилювача, то необхідно шляхом вибору конденсатора корекції  $C_k$  (див. рис) так зменшити частоту зрізу  $f_1$  основної інерційної ланки, щоб умова  $|K_U| < 1$  була б виконана до того, як почнеться істотний вплив другої інерційної ланки.

Поданий цей варіант корекції. Очевидно, що при такому співвідношенні параметрів навіть для самого несприятливого з погляду усталеності випадку зворотного зв'язку, як  $B=1$ , ще є достатній запас по фазі  $\alpha=65^\circ$ , а при менших значеннях  $B$  він практично дорівнює  $90^\circ$ . Можна відзначити також, що через наявність частотної корекції смуга пропускання розімкнутого ОП істотно звужується. Частотна корекція підсилювача на нижніх частотах збільшує його фазовий зсув на  $90^\circ$ , а на більш високих частотах практично на нього не впливає.

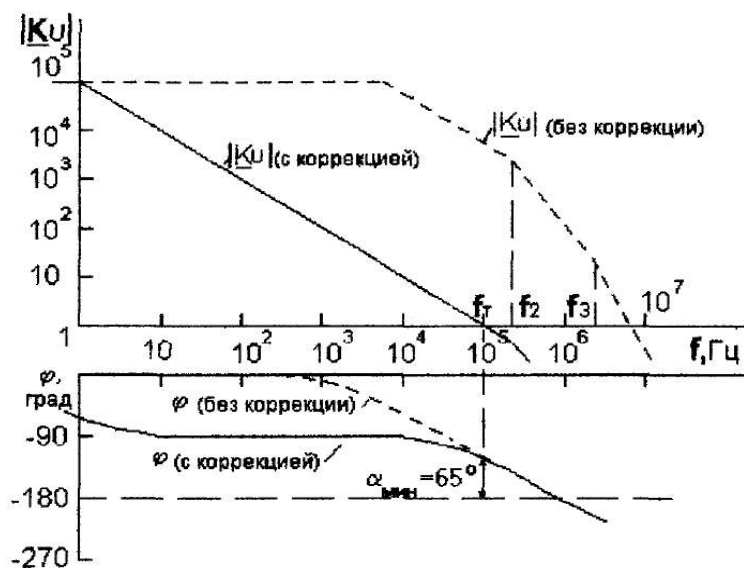


Рис.20. Корекція ОП.



## Основні схеми ввімкнення ОП

Зворотний зв'язок в ОП дозволяє реалізувати значну кількість варіантів функціональної обробки аналогових сигналів. Основні схеми ввімкнення наведено на рис.21.

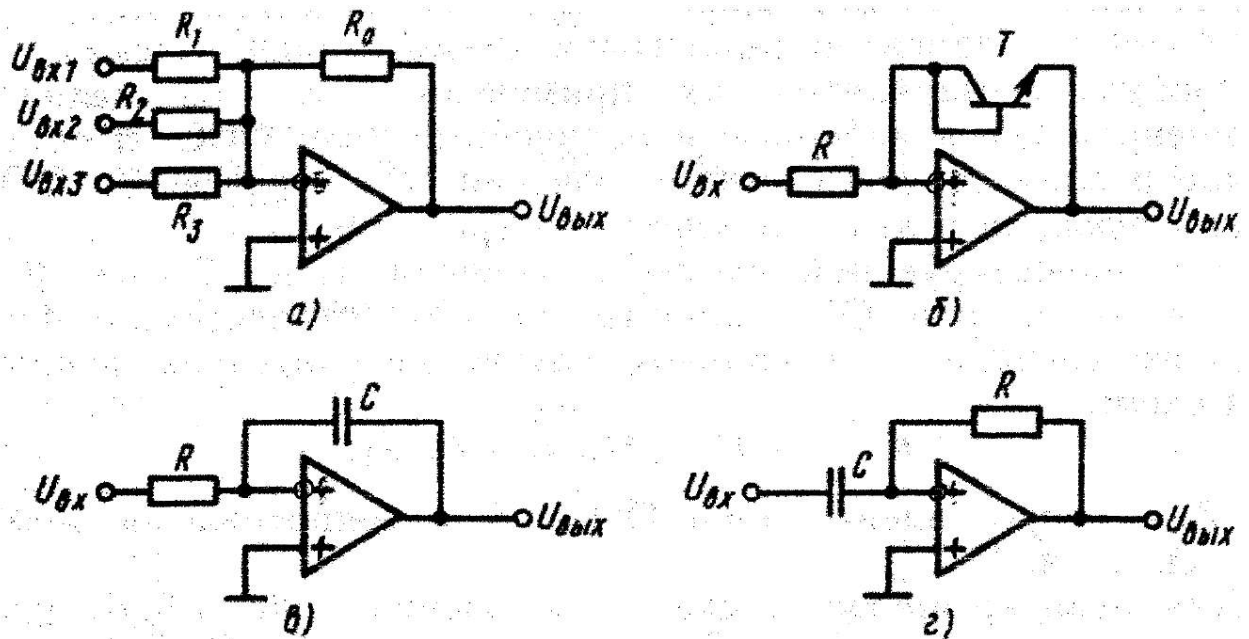


Рис.21. Схеми включення ОП (а – суматор-підсилювач, б – логарифматор, в – інтегратор, г - диференціатор).

## Завдання

Провести дослідження трьох функціональних схем на операційних підсилювачах.

1. Інвертуючий підсилювач (рис.22):

- виміряти коефіцієнт підсилення по напрузі;
- визначити вхідний і вихідний опір;
- дослідити передаточну характеристику, знайти коефіцієнт нелінійних спотворень і динамічний діапазон по виходу.

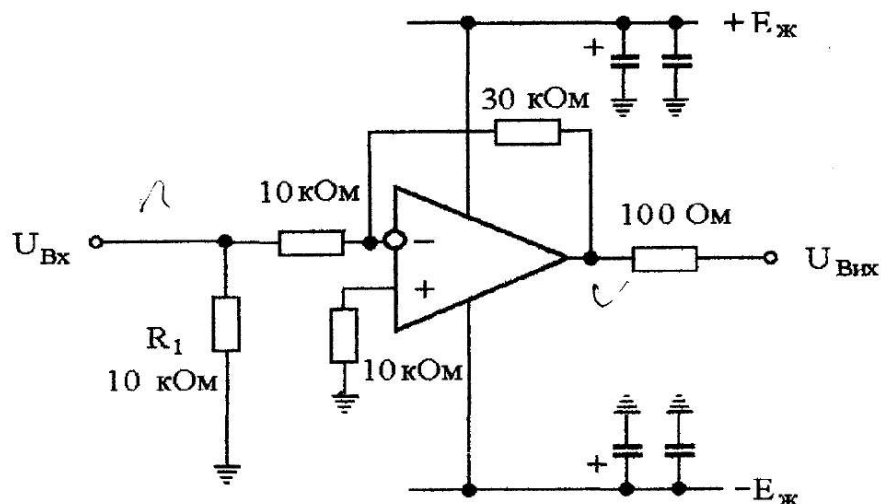


Рис.22. Підсилювач-інвертор.

- виміряти перехідні характеристики, обчислити їх параметри і відповідні - параметри частотних характеристик;

- визначити швидкість наростання вихідної напруги.

## 2. Інтегратор (рис.23):

- виміряти залежність вихідної напруги від вхідного заряду;

- знайти коефіцієнт інтегральної нелінійності.

- визначити динамічний діапазон по входу і виходу.

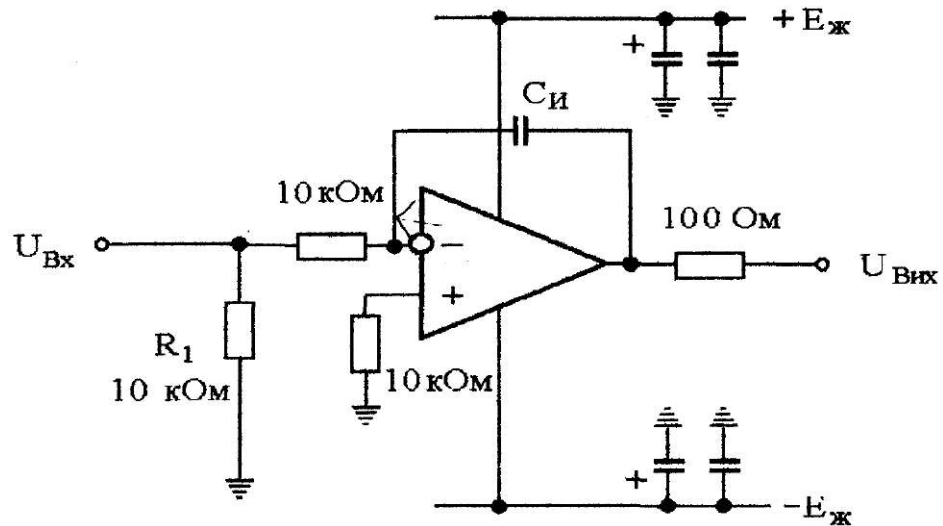


Рис.23. Інтегратор.

## 3. Компаратор (рис.24):

- дослідити передаточну характеристику;

- виміряти пороги спрацювання компаратора, визначити гістерезис;

- виміряти перехідні характеристики;

- знайти час затримки перемикання компаратора.

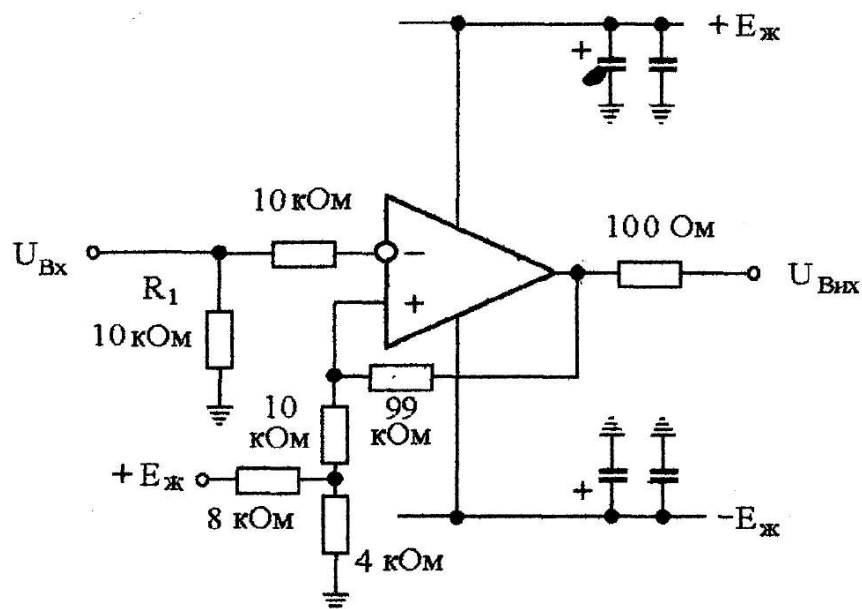


Рис.24. Компаратор.

### **Апаратура**

1. Генератор імпульсів Г5-54.
2. Осцилограф.
3. Плата з операційним підсилювачем.

### **Література**

И.П.Степаненко, Основы микроэлектроники, Советское радио, М.,1980.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 9

### ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВИБРАНИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПРИБОРІВ НА ТТЛ-МІКРОСХЕМАХ

В теорії цифрових систем доведено, що числовий прилад довільної складності можна побудувати лише на логічних елементах типу І-НІ, тобто цей елемент можна вважати універсальним. Його умовне позначення і принципова схема для ТТЛ логіки показані на рис.25. Операція логічного множення (І) виконується на транзисторі  $T_1$  з двома або більше емітерами. Транзистор  $T_2$

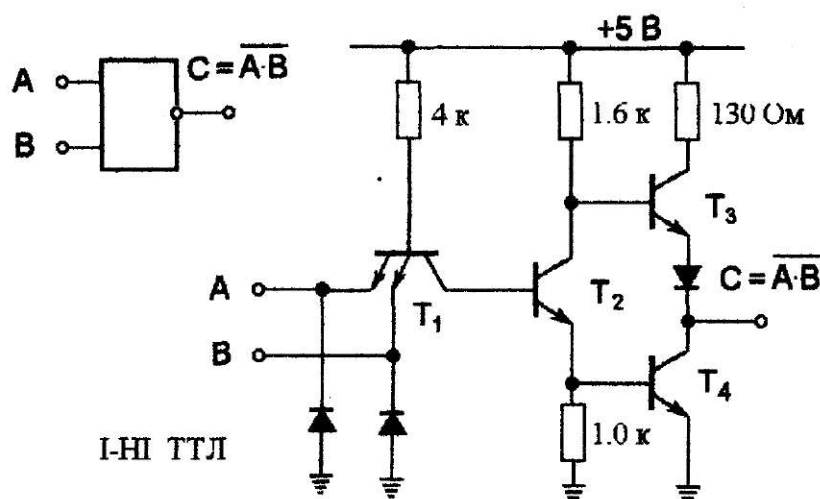


Рис.25. Логічний елемент І-НІ в ТТЛ виконанні.

виконує операцію НІ, тобто інвертує сигнал. Вихідний каскад побудовано на транзисторах  $T_3$  і  $T_4$ . Останнім часом набули широкого поширення логічні елементи побудовані на комплементарних структурах метал-діелектрик-напівпровідник (КМДН, CMOS). Порівняно з ТТЛ логікою, ці елементи потребують набагато меншу потужність живлення, працюють в широкому інтервалі напруг живлення, мають час затримки перемикавання приблизно в десять разів менше ( $\approx 2$  нс проти 25 нс для ТТЛ) та можуть видати в навантаження значно більший струм. На рис.26 показана принципова схема КМДН елемента І-НІ та передаточні характеристики ТТЛ та КМДН логіки.

Промисловість випускає широку номенклатуру логічних елементів. На рис. 31 показані деякі варіанти логічних елементів І-НІ з різним числом входів і різним числом елементів на одному кристалі.

На основі логічного елемента І-НІ будуються різноманітні функціональні схеми: підсилювачі, генератори, формуючі пристрої, тригери, лічильники імпульсів, регістри, дешифратори тощо. Розглянемо деякі з них.

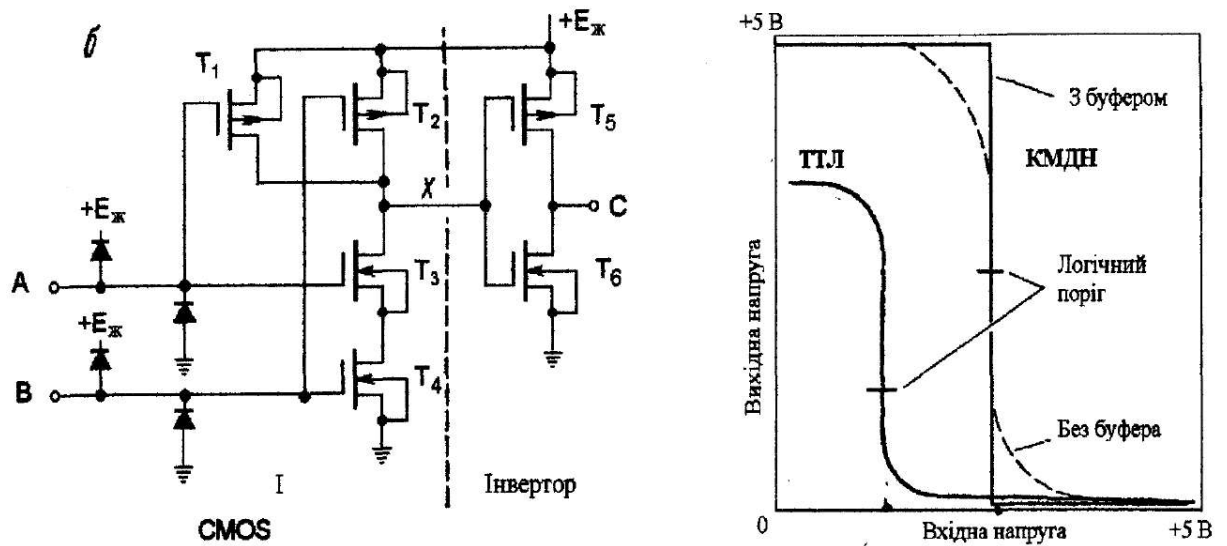


Рис.26. Принципова схема КМДН логічного елементу І-НІ та передаточні характеристики ТТЛ і КМДН логіки.

### Формуючий блок

В експериментальній електроніці часто зустрічається задача стандартизації імпульсних сигналів датчиків фізичних величин, що необхідно для нормальної роботи комбінаційної логіки. Розглянемо один варіант формуючої схеми (рис.27), яка з позитивної сходинок формує короткий стандартний імпульс. Її побудовано на двох елементах мікросхеми 155ЛА3. В початковому стані  $U_{ВХ}=0$ , тому на виході  $D_1$  утримується логічна 1 ( $\sim 3$  В).

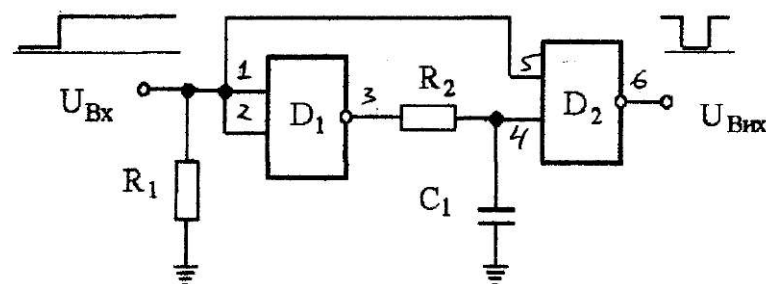


Рис.27. Схема формуючого пристрою.

До цієї напруги через резистор  $R_2$  підключена заряджена ємність  $C_1$ . Оскільки на входах  $D_2$  сигнали не співпадають, то на її виході присутній високий потенціал - логічна одиниця.

Коли на вході  $D_1$  з'являється сходинка, то на обох входах  $D_2$  присутні логічні одиниці, а напруга на виході падає до логічного нуля. Напруга на виході  $D_1$  також падає до нуля і починається розряд ємності  $C_1$  через опір  $R_2$ . Коли напруга на  $C_1$  зменшиться до напруги логічного порога ( $\sim 1.5$  В) на виході  $D_2$  виникає логічна одиниця, чим і закінчується процес формування. Тривалість вихідного сигналу залежить від постійної часу  $\tau = R_2 C_1$  і обчислюється з виразу:

$$t = \tau \ln \left( \frac{U_{\Pi}}{U_1} \right)$$

## Двійковий лічильник

Задача підрахунку числа імпульсів вирішується за допомогою багато розрядних лічильників, які будуються на основі RS- тригерів і розвинутої логіки. В даній роботі використовується мікросхема 155ІЕ5 - двійковий чотирьох розрядний лічильник (рис.28).

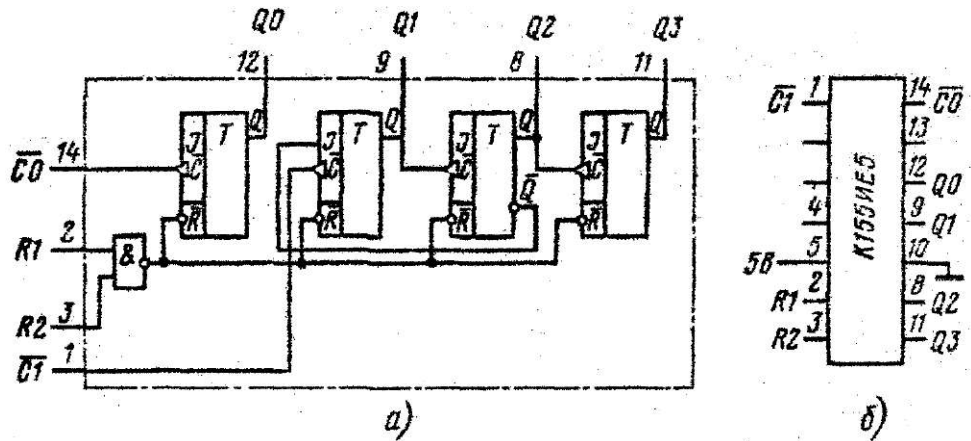


Рис.28. Лічильник 155ІЕ5(а) та позначення його виводів (б).

## Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП).

За допомогою ЦАП отримують аналоговий еквівалент числового коду, який міститься в лічильнику або в регістрі. Найчастіше використовуються дві схеми перетворення числа в аналоговий сигнал (рис.29) - в першій додаються струми, визначені розрядними резисторами, величини яких відповідають степеням двійки, а в другій застосовують матрицю резисторів R-2R. Основними параметрами ЦАП є час установлення вихідної напруги при зміні коду на входах, інтегральний та диференціальний коефіцієнти нелінійності:

$$\delta = \frac{\Delta U_{\max}}{U_{\max}} * 100\%$$

i

$$\gamma = \frac{\Delta(\Delta U_{\max})}{\Delta U_{\max}} * 100\%$$

Тут  $\Delta U_{\max}$  - найбільше відхилення вихідної напруги від прямої,  $U_{\max}$  - напруга, яка відповідає максимальному числовому коду.

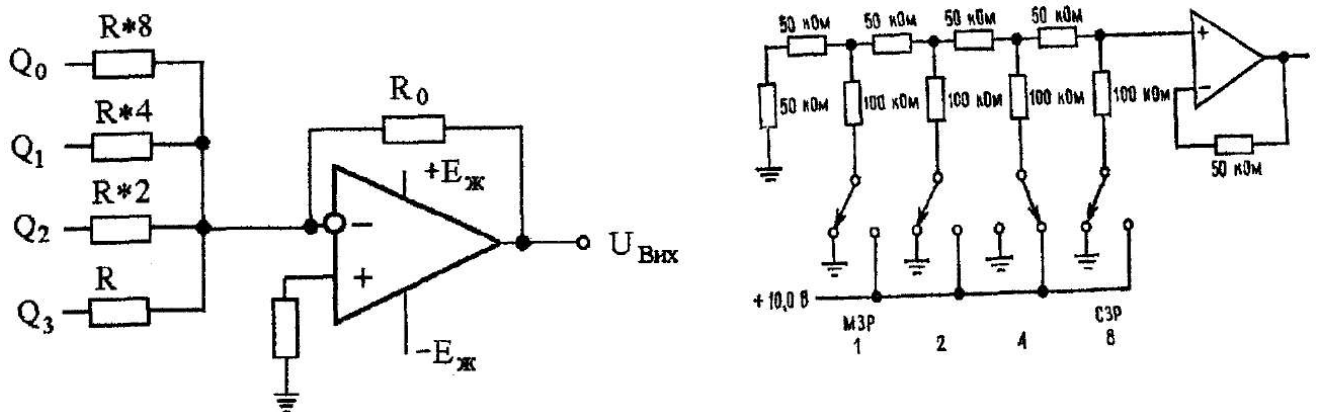


Рис.29. Дві схеми ЦАП. Ліворуч з ваговими резисторами, праворуч – з матрицею резисторів R-2R.

## Дешифратор

Повний дешифратор двійкового N-розрядного коду має  $2^N$  виходів –

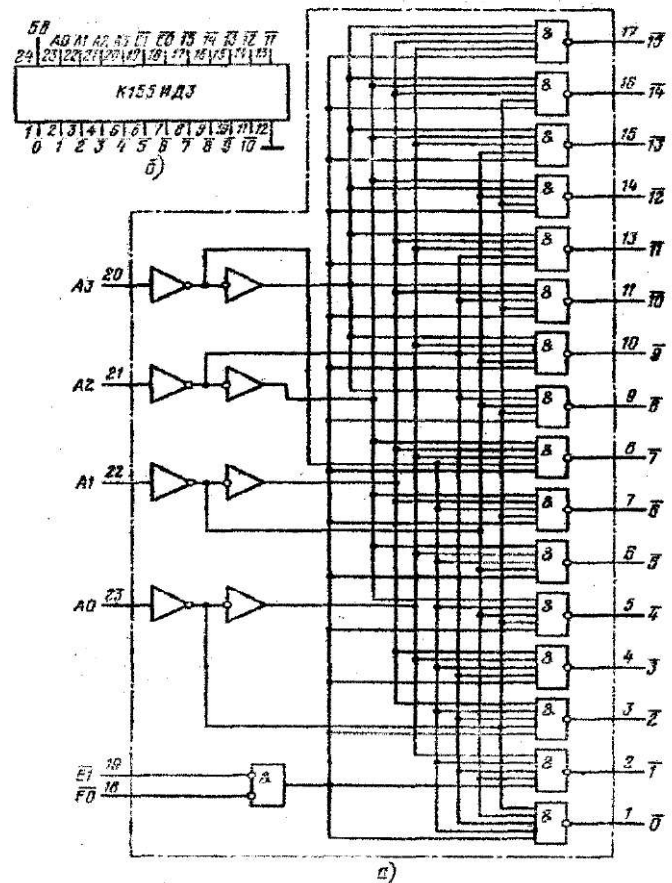


Рис.30. Схема дешифратора 155ИД3 і його умовне позначення.

окремий для кожного з можливих станів на його N входах. Наприклад дешифратор на чотири входи матиме  $2^4 = 16$  виходів. Комбінаційні дешифратори містять  $2^N$  логічних елементів І-НІ і відповідну логіку для організації їх роботи. На рис.30 показана схема дешифратора 155ИД3 на чотири двійкових розряди.

## Завдання

1. Вивчити роботу схеми формування з довгого сигналу в короткий, перевірити відповідність тривалості вихідного сигналу теоретичним розрахункам.
2. Дослідити роботу двійкового лічильника імпульсів і дешифратора.  
За допомогою цифрового зворотного зв'язку організувати підрахунок імпульсів по модулю 3, 5, 7, 9 і 13.
3. Виміряти час затримки розповсюдження інформації в лічильнику.
4. Експериментально дослідити роботу найпростішого ЦАП. Виміряти час установлення, диференціальний та інтегральний коефіцієнти нелінійності.

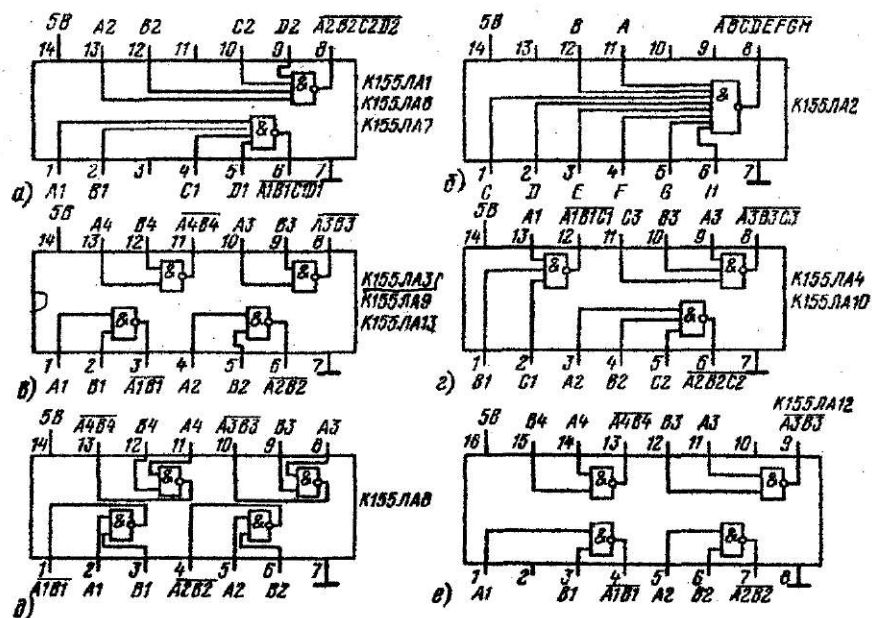


Рис.31. Варіанти логічних елементів І-НІ.

### Апаратура

1. Генератор імпульсів Г5-54.
2. Осцилограф.
3. Плата із схемами формувача, лічильника, дешифратора і ЦАП.

### Література

1. Ефимов Е.И., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И., Микроэлектроника, М., Высшая школа, 1987.