

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**ДВНЗ «ПРИКАРПАТСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**  
**ІМЕНІ ВАСИЛЯ СТЕФАНІКА»**

Фізико-технічний факультет

Кафедра комп'ютерної інженерії та електроніки

Лабораторні роботи з курсу:

«Основи електроніки та роботехніки»

Для студентів спеціальності: 014 Середня освіта (Фізика)

Івано-Франківськ – 2020 рік

## ЗМІСТ

1. Однофазні напівпровідникові випрямлячі.
2. Біполярні і польові транзистори.
3. Найпростіші транзисторні підсилювачі.
4. Електронні пристрої на операційному підсилювачі.
5. . Генератори негармонічних коливань. Мультивібратори.
6. Розробка пристрою контролю оточуючого середовища за допомогою аналогових і дискретних датчиків.
7. Розробка пристрою керування за допомогою інфрачервоних сигналів на базі Arduino.
8. Вимірювання відстані за допомогою ультразвукового дальноміра і мікроконтролера модуля Arduino
9. Дослідження роботи сервоприводу, з використанням фотоелементу та мікроконтролера Arduino.
10. Створення вимірювача швидкості реакції на базі мікроконтролера Arduino.

©Павлюк М.Ф., 2020 рік

©Кафедра комп'ютерної інженерії та електроніки

## Лабораторна робота №1

### ОДНОФАЗНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ВИПРЯМЛЯЧІ МЕТА РОБОТИ

Дослідження однофазних одно- і двопівперіодних схем випрямлення і згладжуючих *LC*-фільтрів; побудова вольтамперних характеристик некерованого і керованого випрямлячів.

#### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ

##### 1. Загальні положення

*Випрямлячем* (джерелом вторинного електроживлення) називають пристрій, що служить для перетворення змінних напруги та струму в постійні, які необхідні для живлення ряду електронних пристроїв.

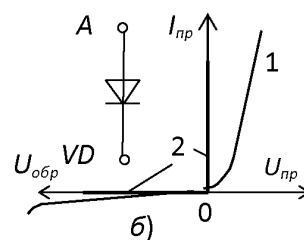
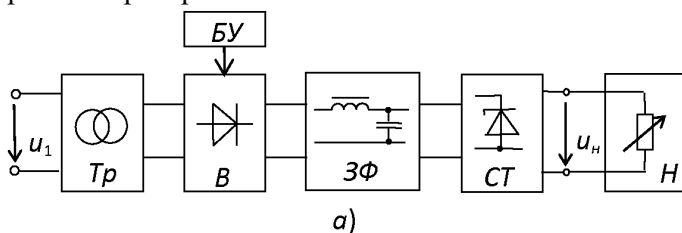


Рис. 1.

Узагальнена структурна схема однофазного випрямляча на напівпровідникових приладах, що складається з трансформатора, випрямного блоку, згладжуючого фільтра і стабілізатора, наведена на рис.1, *а*.

Трансформатор *Tr* призначений для узгодження вхідної (мережевої) напруги  $u_1$  і вихідної (випрямленої)  $u_n$  напруги навантаження *Н*. Блок вентилів *B* виконує функцію випрямлення змінного струму. Для зменшення пульсацій випрямленої напруги (струму) в колі навантаження *Н* застосовують згладжуючий фільтр *ЗФ*. У випадку керуючого випрямляча необхідний блок управління *БУ*, що містить систему управління вентилями і систему автоматичного регулювання рівня вихідної напруги  $u_n$ . У некерованому випрямлячі вбудовують блок стабілізації *СТ*, що підтримує номінальний рівень вихідної напруги або струму навантаження при коливаннях напруги мережі і при зміні опору навантаження. Залежно від умов роботи і пропонованих вимог до випрямляча окремі його вузли можуть бути відсутні.

Перетворення змінного струму в постійний здійснюється за допомогою нелінійних елементів з несиметричною ВАХ, що володіють вентиляними властивостями (однобічною провідністю). Ця властивість характерна для електровакуумних, іонних і напівпровідникових приладів. У даній роботі будуть досліджуватися випрямлячі на напівпровідникових приладах, які в даний час знаходять найбільше застосування.

Ідеальний електричний вентиль не має втрат, його опір в провідному напрямку від анода *A* до катода *K* (рис. 1, *б*) дорівнює нулю, в непровідному – нескінченності, тобто ВАХ має вигляд 2 на відміну від ВАХ 1 реального вентиля. Найпростіші вентиля (діоди) є некерованими, а вентиля (тиристри, транзистори, електронні лампи), що мають третій (керуючий) електрод, складають широкий клас керованих вентилів.

З урахуванням розглянутих типів вентилів і висунутих вимог до якості напруги живлення навантажувальних пристроїв, будують різні схеми випрямлення, тобто пристрої, що називаються випрямлячами.

Класифікаційні ознаки випрямлячів:

- некеровані ( $U_n=const$ ) і керовані ( $U_n=var$ );
- однокатні і двокатні;
- однофазні та багатофазні (частіше трифазні);
- малої (до 1 кВт), середньої (до 100 кВт) і великої (понад 100 кВт) потужності;
- низької (до 25 В), середньої (до 1000 В) і високої (понад 1000 В) напруг.

Основні параметри випрямлячів:

- $U_{cp}(I_{cp})$  – середнє значення випрямленої напруги (струму) навантаження;
- $U_{m.oz}$  – амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги;
- $q_n = U_{m.oz} / U_{cp}$  – коефіцієнт пульсації випрямленої напруги;
- $S$  – потужність трансформатора (у вольтамперах – В·А чи в кіловольтамперах – кВ·А);
- $I_{np.cp}$  – прямий середній струм вентиля;
- $U_{np.cp}$  – середня напруга (менше 2 В) на вентилі при струмі  $I_{np.cp}$ ;
- $U_{обр.max}$  і  $I_{np.max}$  – максимальні допустимі зворотна напруга і прямий струм вентиля.

## 2. НЕКЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Потужність однофазних некерованих випрямлячів змінного струму коливається від десятків до декількох сотень ват. Основними схемами однофазних випрямлячів є: однонапівперіодна і двонапівперіодна (мостова або з середньою точкою).

Однофазна однонапівперіодна схема випрямлення (рис. 2, а) з активним навантаженням є найпростішою з відомих схем випрямлення. Вона складається з силового трансформатора  $Tr$ , одного вентиля (діода)  $VD$  і навантаження  $R_H$ . Первинна обмотка трансформатора включена в мережу змінного струму з напругою  $u_1$ ; до вторинної обмотки з напругою  $u_2$  послідовно підключені діод  $VD$  і навантаження (резистор  $R_H$ ).

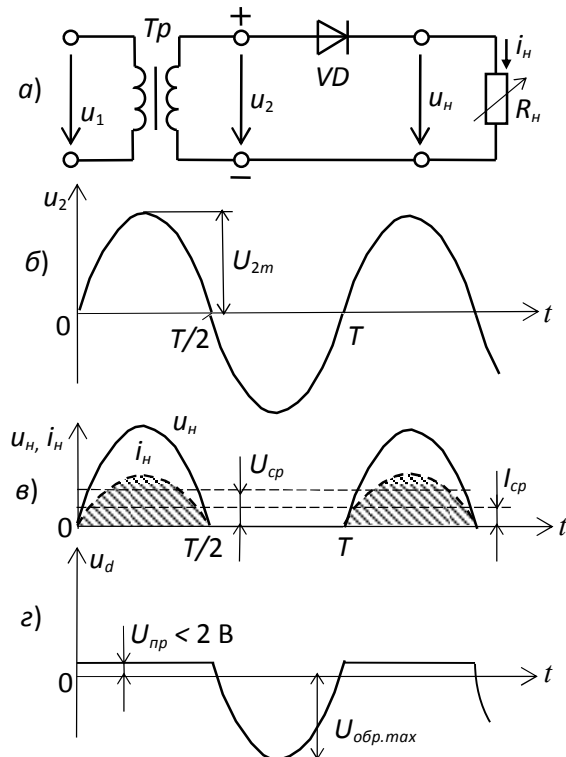


Рис.2.

Тоді коефіцієнт пульсації

$$q_n = U_{m.oz} / U_{cp} = \pi / 2 \approx 1,57.$$

Однофазні напівпровідникові випрямлячі використовують для живлення пристроїв, що вимагають малого струму і високої напруги, наприклад, для живлення електронно-променевих трубок, трубок рентгенівських апаратів та ін.

До недоліків цих випрямлячів слід віднести уніполярний струм, який, проходячи через вторинну обмотку, намагнічує сердечник трансформатора, змінюючи його характеристики і зменшуючи ККД; мале значення випрямленої напруги ( $U_{cp} \approx 1/3 U_{2m}$ ); високий рівень пульсацій ( $q_n = 1,57$ ) і велика зворотна напруга на діоді ( $U_{обр} \approx U_{2m}$ ).

Мостова схема двонапівперіодного випрямляча (рис. 3, а) складається з трансформатора  $Tr$  і чотирьох діодів, зібраних за мостовою схемою.

Часові діаграми напруги  $u_2$  вторинної обмотки трансформатора, напруги на навантаженні  $u_H$  і на вентилі  $u_d$  представлені на рис.2, б, в і г.

Струм  $i_H$  в навантаженні протікає тільки при позитивній півхвилі вторинної напруги  $u_2$  трансформатора, тобто коли напруга на аноді діода більш позитивна, ніж на його катоді. При цьому напруга на діоді  $U_{np} < 2$  В. При негативній півхвильовій  $u_2$  діод закритий, максимальна зворотна напруга на діоді  $U_{обр.max} \approx U_{2m}$ .

Струм у навантаженні  $R_H$  протікає тільки в один півперіод синусоїдальної напруги, звідси назва випрямляча – однопівперіодний.

Середня випрямлена напруга і струм за період

$$U_{cp} = U_{2m} / \pi \approx 0,318 U_{2m};$$

$$I_{cp} = I_{2m} / \pi \approx 0,318 I_{2m}.$$

Амплітуда  $U_{m.oz}$  основної гармоніки випрямленої напруги, визначена з розкладу в ряд Фур'є,

$$U_{m.oz} = U_{2m} / 2.$$

Одна з діагоналей моста з'єднана з виводами вторинної обмотки трансформатора, друга діагональ – з навантаженням  $R_H$ . Позитивним полюсом навантаження є спільна точка з'єднання катодів вентилів, негативним – точка з'єднання анодів. Часові діаграми випрямленої напруги  $u_H$  і струму  $i_H$  наведено на рис.3, б. В позитивний півперіод синусоїдальної напруги  $u_2$ , коли точка 1 знаходиться під позитивним, а точка 2 під негативним потенціалами, струм  $i_2'$  протікає через вентиль  $VD1$ , опір навантаження  $R_H$  і вентиль  $VD3$ . Вентилі  $VD2$  і  $VD4$  в цей момент закриті, тому що перебувають під зворотною напругою.

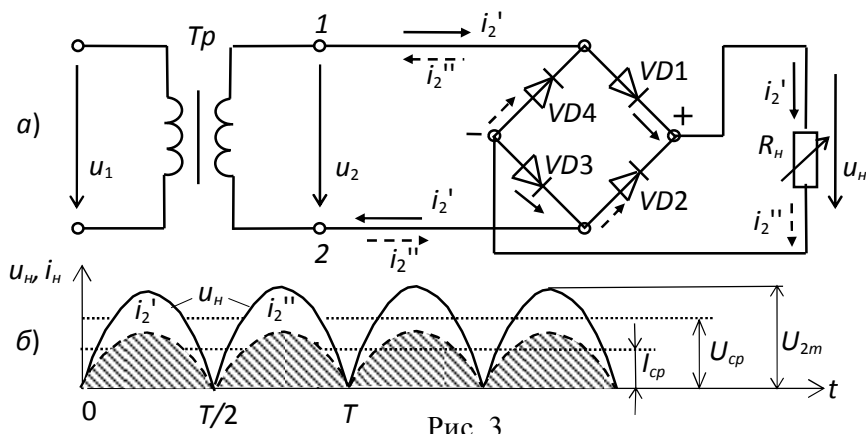


Рис. 3.

У другий півперіод, коли в точці 1 вторинної обмотки від'ємний потенціал, а в точці 2 – позитивний, струм  $i_2''$  протікає через вентиль  $VD2$ , резистор  $R_H$  і вентиль  $VD4$  в напрямку, вказаному стрілками з одним штрихом. Вентилі  $VD1$  і  $VD3$  в цей момент закриті, тому що перебувають під зворотною напругою.

Таким чином, струми  $i_2'$  і  $i_2''$ , що протікають через навантаження  $R_H$ , співпадають за напрямком. Криві напруги та струму на навантаженні (див. рис. 3, б) повторюють (при прямій нарузі на діодах  $U_{np} \approx 0$ ) за розміром і формою випрямлені півхвилі напруги і струму вторинної обмотки трансформатора. Вони пульсують від нуля до максимального значення  $U_{2m}$ .

Середнє значення випрямленої напруги і струму (постійні складові):

$$U_{cp} = (2/\pi)U_{2m} \approx 0,636U_{2m}; \quad I_{cp} = (2/\pi)I_{2m} \approx 0,636I_{2m}, \quad \text{де } I_{2m} = U_{2m}/R_H.$$

Амплітуда основної (другої) гармоніки випрямленої напруги, визначена з розкладання в ряд Фур'є,

$$U_{m.og} = (4/3\pi)U_{2m} \approx 0,424U_{2m}.$$

Тоді коефіцієнт пульсації

$$q_n = U_{m.og}/U_{cp} = 2/3 \approx 0,667.$$

Зворотна напруга на вентилі  $U_{обр.max} = U_{2m}$ .

У двопівперіодній схемі випрямлення в порівнянні з однопівперіодною значно краще використовується трансформатор, менший коефіцієнт пульсації ( $q_n \approx 0,67$ ), хоча його величина залишається значної.

### 3. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Росте група споживачів енергії, які потребують регульованої вихідної напруги. Для живлення таких споживачів застосовують тиристорні випрямлячі: однофазні при малих струмах споживання і трифазні великої потужності.

На рис.4, а наведена схема однофазного керованого випрямляча з виводом нульової точки трансформатора. В якості вентилів у випрямлячі використані тиристори  $VS1$  і  $VS2$ .

При зазначеній на рис. 4, а полярності вторинної напруги  $u_2$  трансформатора  $Tr$  тиристор  $VS1$  може пропускати струм  $i_n'$  за умови, що на його керуючий електрод надійде сигнал керування  $I_{y1}$ . Цей сигнал подають зі зміщенням по фазі по відношенню до моменту природного відкриття на кут  $\alpha$ , що називається кутом управління (рис. 4, б). Момент

природного відмикання тиристора називають момент появи позитивної напруги між анодом і катодом тиристора (при  $\alpha=0$ ).

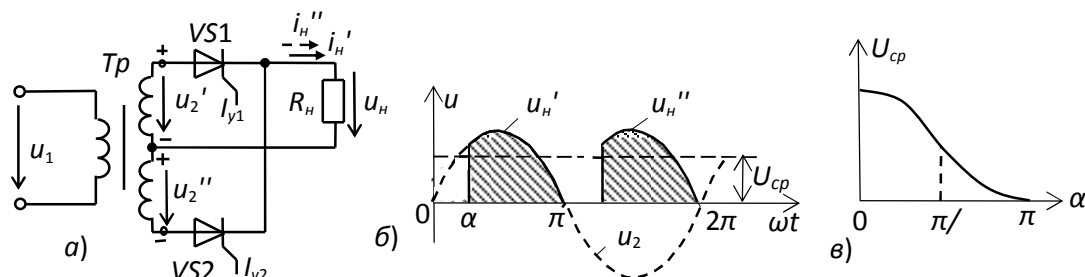


Рис. 4.

При включенні тиристора при активному навантаженні  $R_n$  в момент часу  $\omega t = \alpha$  напруга на навантаженні  $u_n$  зростає стрибком до значення  $u_n' = u_2'$  (при ідеальному тиристорі і ідеальному трансформаторі). При  $\omega t = \pi$  струм вентиля і струм навантаження стають рівними нулю, тиристор  $VS1$  замикається. До відмикання тиристора  $VS2$  в навантаженні з'являється безструмова пауза, енергія в навантаження не передається. У момент  $\omega t = \pi + \alpha$  подається керуючий імпульс на тиристор  $VS2$ , тиристор відкривається, до навантаження прикладають напругу  $u_n''$ . Струм протікає через нижню напівобмотку трансформатора, тиристор  $VS2$  і навантаження, зберігаючи колишній напрямок. У момент  $\omega t = 2\pi$  відбувається вимикання тиристора  $VS2$ .

Середнє значення напруги на навантаженні і коефіцієнт пульсацій:

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t \approx \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha);$$

$$q_{n(\alpha)} = \frac{2}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha},$$

де  $n \geq 2$  – номер основної гармоніки випрямленої напруги.

Зменшення середньої напруги  $U_{cp}$  (струму  $I_{cp}$ ) при збільшенні кута  $\alpha$  показано на рис.4, в. Залежність  $U_{cp}(\alpha)$  називають *регульовальною* характеристикою випрямляча. Затримка по фазі керуючих сигналів, що подаються на тиристори, здійснюється за допомогою систем імпульсно-фазового управління.

#### 4. ЗГЛАДЖУЮЧІ ФІЛЬТРИ

Вимоги до рівня пульсації живлячої електронну апаратуру напруги дуже високі: так, допустимий коефіцієнт пульсації  $q_n$  для живлення двотактних підсилювачів напруги не повинен перевищувати 1...2%, одноктних підсилювачів 0,1...0,5%, а підсилювачів проміжної частоти – 0,01...0,05%.

*Згладжуючі фільтри* призначені для зменшення пульсацій випрямленої напруги на навантаженні до значень, при яких не відбивається їх негативний вплив на роботу електронної апаратури. Вони повинні пропускати постійну складову випрямленої напруги і помітно послаблювати її гармоніки.

Дія фільтра по зменшенню пульсації напруги (струму) на навантаженні характеризується *коефіцієнтом згладжування*  $k_z$ , що є відношенням коефіцієнта пульсації на виході випрямляча  $q_n$  (до фільтра) до коефіцієнта пульсації на навантаженні  $q_{n1}$  (після фільтра), тобто  $k_z = q_n / q_{n1}$ .

Розрізняють пасивні та активні згладжуючі фільтри. Принцип роботи *пасивних LC-фільтрів* заснований на здатності індуктивних котушок (дроселів) і конденсаторів змінювати свої опори при зміні частоти протікаючого через них струму. У без дросельних *активних* фільтрах роль індуктивних елементів виконують зазвичай транзистори, опори яких по змінному струмі при певних режимах роботи можуть бути в багато разів більші опорів по постійному струму. Активні фільтри забезпечують незалежність коефіцієнта згладжування  $k_z$

від струму навантаження і мають менші габарити у порівнянні з  $LC$ -фільтром, проте їх параметри залежать від температури.

На рис.5 наведені схеми найпростіших однофазних згладжуючих  $LC$ -фільтрів широкого застосування. Ємнісний фільтр  $C$  (рис. 5, а) включається паралельно високоомному навантаженню  $R_H$ , що виключає проходження через навантаження високочастотних гармонійних складових струму.

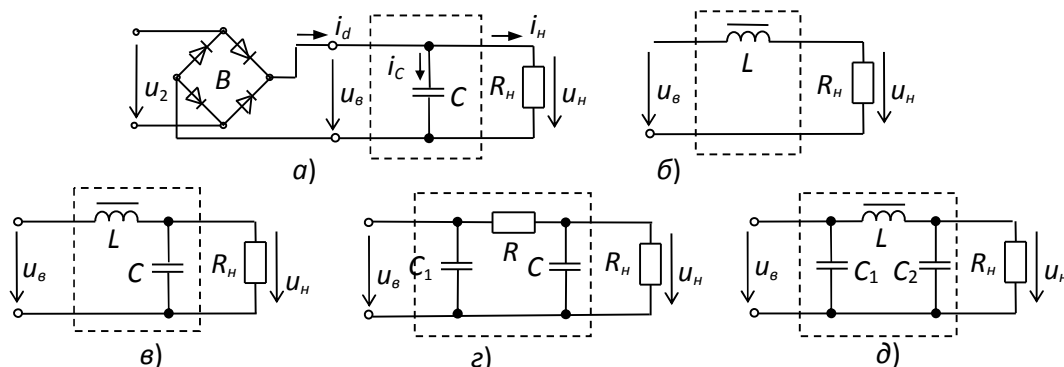


Рис. 5.

Згладжування пульсацій напруги і струму навантаження відбувається за рахунок періодичної зарядки конденсатора  $C$  фільтра (коли напруга  $u_B > u_C$ ) і подальшої його розрядки на опір навантаження при  $u_B < u_C$ .

Часові діаграми випрямленої напруги  $u_B$  двопівперіодного випрямляча і напруги на навантаженні  $u_H$ , що пояснюють принцип дії  $C$ -фільтра, зображені на рис.6, а.

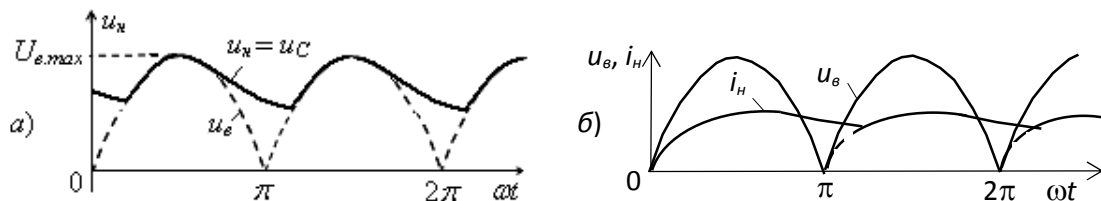


Рис. 6.

Необхідна ємність конденсатора фільтра при заданому коефіцієнті пульсації  $q_{n1}$ :

– для однопівперіодної схеми випрямлення

$$C \geq 2 / (q_{n1} \omega R_H);$$

– для двопівперіодної схеми випрямлення

$$C \geq 1 / (2q_{n1} \omega R_H),$$

де  $\omega$  – кутова частота напруги  $u_2$  трансформатора.

Коефіцієнт пульсації зазвичай вибирається в діапазоні  $q_{n1}=0,01\dots 0,1$ .

Нехай  $q_{n1}=0,1$  і  $R_H=320$  Ом. Тоді  $C \geq 2 / (0,1 \cdot 314 \cdot 320) \approx 200$  мкФ для однопівперіодної і  $C \geq 50$  мкФ для двопівперіодної схеми випрямлення.

Однелементний  $L$ -фільтр (рис. 5,б) включають послідовно з навантаженням  $R_H$ . При наростанні випрямленої напруги і струму навантаження  $i_H$  магнітна енергія запасастся в індуктивному елементі  $L$  (дроселі). При зниженні напруги  $u_B$  струм у навантаженні підтримується за рахунок накопиченої енергії в дроселі (рис. 6, б). Коефіцієнт згладжування  $L$ -фільтра

$$k_s = X_L / R_H.$$

З цього виразу випливає, що в потужних випрямлячах (коли опір  $R_H$  малий)  $L$ -фільтр діє найбільш ефективно.

Необхідна індуктивність дроселя при заданому коефіцієнті  $k_s$

$$L \geq k_s R_H / (n\omega),$$

де  $n$  – номер основної гармоніки випрямленої напруги  $u_B$ .

Наприклад, при заданому коефіцієнті  $k_3=10$  і  $R_H=10$  Ом необхідна індуктивність дроселя  $L \geq k_3 R_H / (n\omega) = 10 \cdot 10 / 314 = 0,32$  Гн для однопівперіодної і  $L \geq 0,16$  Гн для двоівперіодної схеми випрямлення.

В *LC-фільтрі* (рис. 5, в) конденсатор шунтує навантаження по змінній складовій ( $X_C = 1/(n\omega C)$ ;  $X_C \ll R_H$ ), а опір дроселя  $X_L$  по змінній складовій повинен бути значно більший опору  $Z_{нар}$  паралельно з'єднаних елементів  $R_H$  і  $X_C$ . Приймавши  $Z_{нар} = X_C$ , коефіцієнт згладжування *LC-фільтра*

$$k_3 = n^2 \omega^2 LC - 1.$$

Тоді для розрахунку  $L$  і  $C$  отримуємо

$$LC = (1 + k_3) / (n\omega)^2.$$

З цієї рівності знаходять  $L$ , задаючи  $C$ , або знаходять  $C$ , задаючи  $L$ .

Якщо при розрахунку *LC-фільтра* потужного випрямляча отримують надто великі значення індуктивності ( $L > 100$  Гн) дроселя і ємності ( $C > 150$  мкФ) конденсатора, то застосовують дволанковий *CRC-фільтр*: одноелементна  $C_1$ -ланка і  $\Gamma$ -подібна  $RC$ -ланка (рис. 5, з), у якої

$$k_3 = k_{31} \cdot k_{32},$$

де  $k_{31}$  і  $k_{32}$  – коефіцієнти згладжування першої і другої ланок відповідно.

Активний опір  $R$  і ємність  $C$   $RC$ -фільтра:

$$R = (0,15 \dots 0,25) R_H; k_c = n\omega R C R_H / (R + R_H); C = k_c (R + R_H) / (n\omega R R_H).$$

Для отримання кращого згладжування вихідної напруги після  $C$ -фільтра зазвичай включають додаткове  $\Gamma$ -подібну  $LC$ -ланку. Одержаний  $\Pi$ -подібний *CLC-фільтр* (рис. 5, д) розраховують як дволанковий:

$$k_3 = k_{31} \cdot k_{32}.$$

Нехай  $R_H = 320$  Ом;  $k_{31} = 15,7$  і  $k_{32} = 10$ . Тоді для однопівперіодної схеми випрямлення  $C_1 = 2k_{31} / (1,57\omega R_H) = 200$  мкФ, а

$$LC_2 = (1 + k_{32}) / (n\omega)^2 = (1 + 10) / (1 \cdot 314)^2 \approx 111,6 \cdot 10^{-6} \text{ с}^2.$$

Задамо  $C_2 = 100$  мкФ. Звідси  $L = 111,6 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-6} \approx 1,12$  Гн.

Для двоівперіодної схеми випрямлення при  $C_2 = 100$  мкФ необхідна індуктивність дроселя  $L \approx 0,28$  Гн.

## 5. ЗОВНІШНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИПРЯМЛЯЧІВ

Під *зовнішньою характеристикою* випрямляча розуміють залежність середнього значення випрямленої напруги від середнього значення струму навантаження, тобто  $U_{cp} = f(I_{cp})$ :

$$U_{cp} = E_{2cp} - \Delta U_{Tp} - \Delta U_{\epsilon} - \Delta U_{\phi} = E_{2cp} - (R_{Tp} + R_{\epsilon} + R_{\phi}) I_{cp},$$

де  $E_{2cp}$  – середнє значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора;  $\Delta U_{Tp}$ ,  $\Delta U_{\epsilon}$  і  $\Delta U_{\phi}$  – активні спади напруг на вторинній обмотці трансформатора, на одночасно відкритих вентилях і на активному опорі дроселя фільтра (рис. 7).

З виразу зовнішньої характеристики видно, що із зростанням випрямленого струму  $I_{cp}$  збільшується спад напруги на опорах  $R_{Tp}$  і  $R_{\epsilon}$ , а напруга на опорі навантаження  $U_{cp}$  зменшується, тобто нахил зовнішньої характеристики випрямляча визначається значеннями внутрішніх опорів обмотки трансформатора, випрямляча, фільтра і характером навантаження.

Якщо у випрямляч включений фільтр, то залежність  $U_{cp} = f(I_{cp})$  змінюється. Зменшення напруги  $U_{cp}$  випрямляча ємнісим фільтром відбувається більш різко, ніж без нього. Це пояснюється тим, що зі збільшенням струму навантаження крім причин, через які зменшувалась напруга  $U_{cp}$  у випрямлячі без фільтра, накладається зниження напруги  $U_{cp}$ , що



викликане зменшенням сталої часу  $\tau=R_n C$  розрядки конденсатора  $C$  через зменшення опору  $R_n$ .

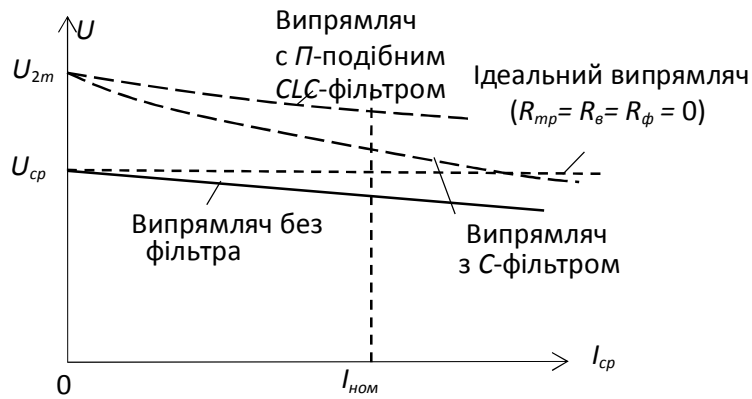


Рис. 7.

Випрямлена напруга при холостому ході випрямляча з  $\Pi$ -подібним  $CLC$ -фільтром така ж, як у випрямляча з ємнісним фільтром, тобто дорівнює ЕРС  $U_{2m}$ , проте зниження напруги зі збільшенням струму навантаження у випрямляча з  $CLC$ - фільтром менше.

### НАВЧАЛЬНІ ЗАВДАННЯ І МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЇХ ВИКОНАННЯ

**Завдання 1. Запустити середовище MS 10. На робочому полі середовища MS 10 зібрати схему безтрансформаторного однофазного мостового некерованого випрямляча (рис. 8).**

1.1. Заготувати схему до проведення досліджень. З цією метою:

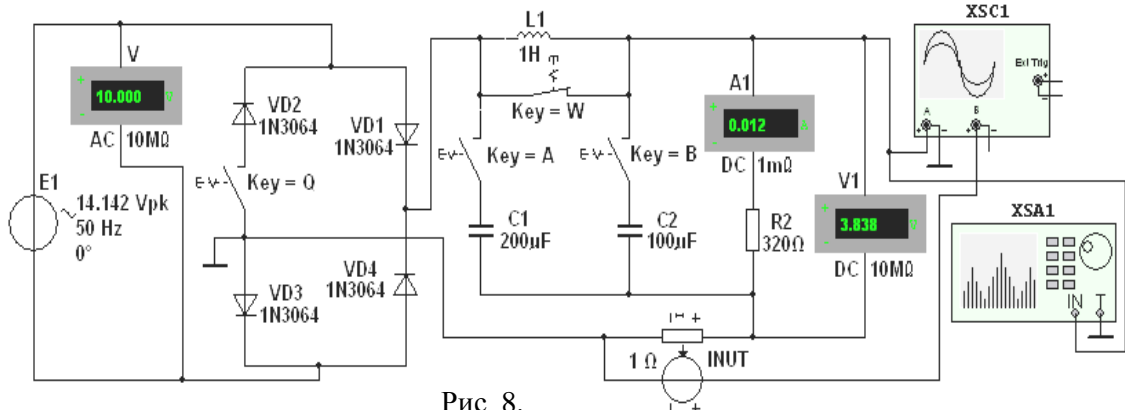


Рис. 8.

– **встановити** параметри компонентів схеми, зазначені на рис.8: амплітуду ЕРС джерела напруги  $E_{1m}=14,142$  В (діюче значення  $E_1=10$  В), частоту ЕРС  $f=50$  Гц, початковий кут зсуву фази  $\Psi_e=0$ ;

– режим **AC** роботи вольтметра **V** і режим **DC** роботи вольтметра **V1** і амперметра **A1**;

– **розімкнути** ключі **Q**, **A** і **B** і замкнути ключ **W**, сформувавши, тим самим, *однопівперіодний* випрямляч при роботі на навантаження **R2** ( $R_2=320$  Ом) без фільтра, що згладжує з параметрами:  $C_1=200$  мкФ,  $L=1$  Гн і  $C_2=100$  мкФ;

– **підключити** до відповідних вузлів схеми входи двохпроменевого осцилографа **XSC1** (для спостереження та реєстрації форми напруги навантаження  $u_n$  і форми напруги з виходу джерела **INUT**, ідентичній формі струму  $i_e$  на виході випрямного блоку при коефіцієнті передачі  $k=1$  Ом) і спектроаналізатора **XSA1** (для побудови спектра напруги  $u_n$  і вимірювання амплітуди  $U_{m.os}$  його основної гармоніки). Орієнтовні параметри налаштування приладів **XSC1** і **XSA1** приведені на рис.9;

– **скопіювати** зображення схеми випрямляча (див. рис. 8) на сторінку звіту;

1.2. **Провести** моделювання процесів, що відбуваються в однопівперіодному випрямлячі. Для цього:

– запустити програму MS 10 і після закінчення моделювання спектра  $U_{mk}(f)$  напруги навантаження  $u_n$ , тобто після виведення на екран приладу XSA1 значення Resolution Freq.=2...5 Гц (див. обведене еліпсом значення 5 Hz на рис. 9, б), занести покази ( $U_{cp}$ ) вольметра V1 і покази ( $I_{cp}$ ) амперметра A1 в перший рядок табл.1;

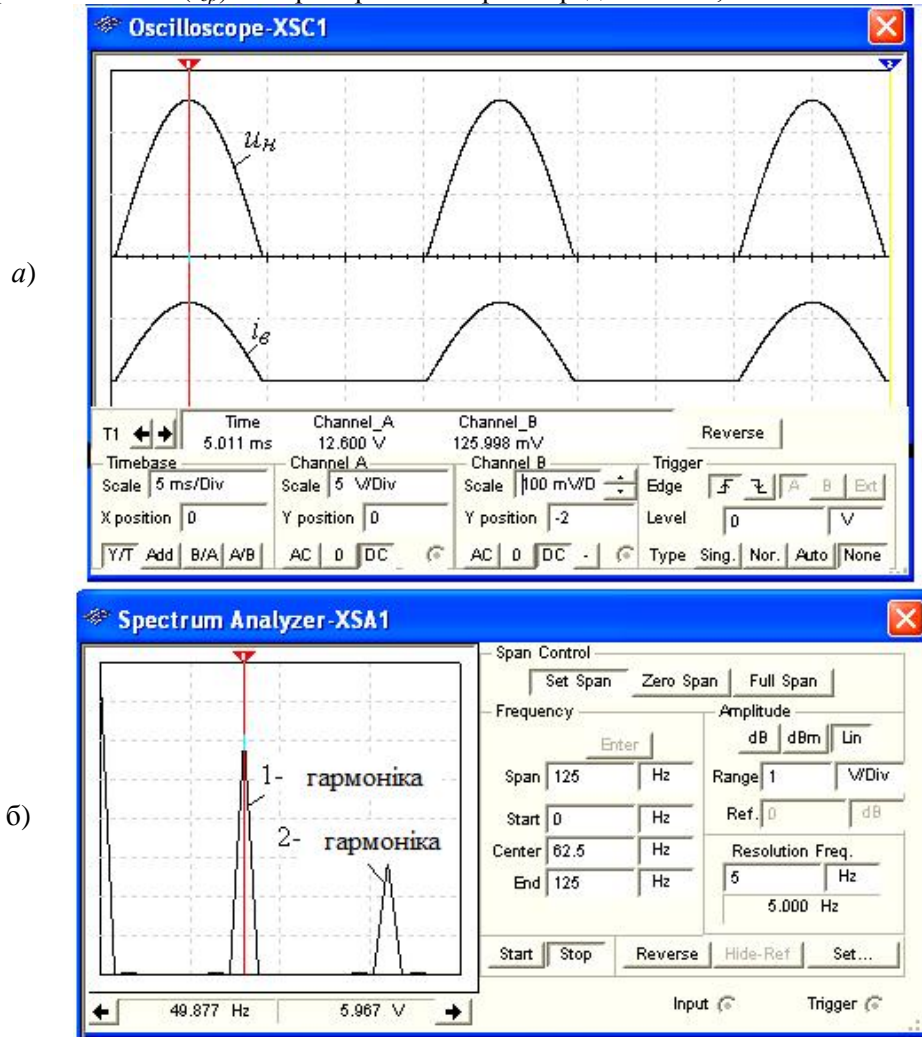


Рис.9.

Таблиця 1.

Тип випрямляча	Встановлено	Виміряно				Розраховано	
		$U_{2m}$ , В	$U_{cp}$ , В	$I_{cp}$ , mA	$U_{m.ог.}$ , В	Коефіцієнт пульсації	Коефіцієнт згладжування
Однопівперіодний – без фільтра	Ключ <b>W</b> замкнений; ключі <b>Q, A і B</b> розімкнуті					$q_n =$	Немає
– з C-фільтром	Ключі <b>W і A</b> замкнуті; ключі <b>Q і B</b> розімкнуті	—				$q_{n1} =$	$k_{31} = q_n / q_{n1} =$
– з CLC-фільтром	Ключі <b>Q і W</b> розімкнуті; ключі <b>A і B</b> замкнуті	—				$q_{n2} =$	$k_{32} = q_n / q_{n2} =$

– задати на екрані осцилографа XSC1 розмір осцилограм напруги  $u_n$  і струму  $i_\theta$ , рівні 0,4...0,5 шкали по вертикалі і не більше двох-трьох періодів їх зміни по горизонталі; встановити візирну лінію на максимальне значення  $U_{2m}$  напруги  $u_n$  і занести її значення в



– **скопіювати** три осцилограми вихідної напруги  $u_n$  (без фільтру і з фільтрами  $C$ - і  $CLC$ -типу) (див. рис. 11) на сторінку звіту;

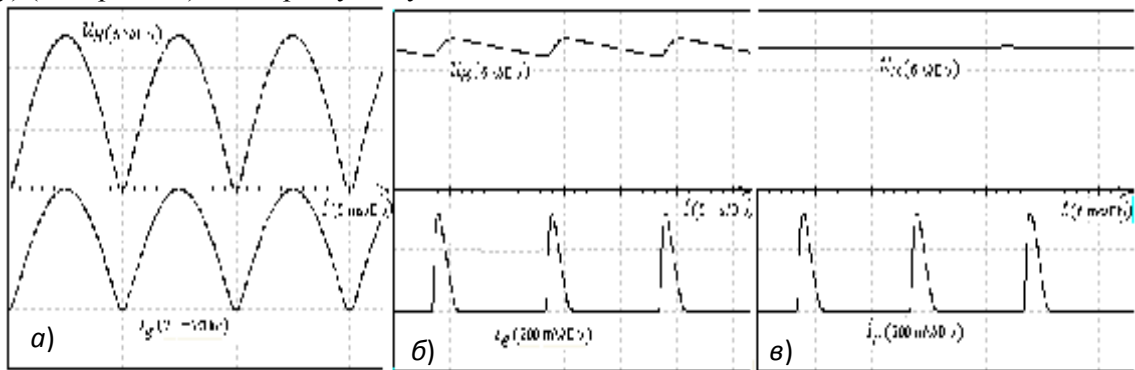


Рис. 11.

– **записати** покази приладів **V1**, **A1**, **XSC1** і **XSA1** в табл.3 при запусках програми MS 10 і закінчення процесів моделювання, враховуючи, що основна гармоніка схеми двопівперіодного випрямлення має частоту  $f=100$  Гц;

– **зняти і побудувати** (за даними табл. 4) в одному масштабі (на одному малюнку) вольтамперні характеристики  $U_{cp}(I_{cp})$  двопівперіодного випрямляча без згладжуючого фільтру і з  $CLC$ -фільтром.

**Завдання 3.** Зібрати схему однофазного керуючого випрямляча з середньою точкою (рис. 12). Схема містить джерело синусоїдальної напруги **E1**; трансформатор **T1** з середньою точкою; два тиристорів **VS1** і **VS2**; джерело **E2** з регульованим часом затримки  $t_d$  (**Delay Time**) керуючих імпульсів для відмикання тиристорів (задана тривалість імпульсів (**Pulse Width**)  $t_p=0,2$  мс і період (**Period**)  $T=10$  мс); прилади для вимірювання і спостереження за змінами електричних величин; навантажувальний резистор **R2**.

Таблиця 3.

Тип випрямляча	Встановлено	Виміряно				Розраховано	
		$U_{2m}$ , В	$U_{cp}$ , В	$I_{cp}$ , мА	$U_{m.oe}$ , В	Коефіцієнт пульсації	Коефіцієнт згладжування
Двопівперіодний: – без фільтра	Ключі <b>Q</b> і <b>W</b> замкнуті; ключі <b>A</b> і <b>B</b> розімкнуті					$q_n=$	Немає
– з $C$ -фільтром	Ключі <b>Q</b> , <b>W</b> і <b>A</b> замкнуті; ключ <b>B</b> розімкнутий	—				$q_{n1}=$	$k_{s1}=q_n/q_{n1}=$
– з $CLC$ -фільтром	Ключ <b>W</b> розімкнутий; ключі <b>Q</b> , <b>A</b> і <b>B</b> замкнуті	—				$q_{n2}=$	$k_{s2}=q_n/q_{n2}=$

3.1. Підготувати схему до проведення досліджень. Для цього:

- **встановити** параметри компонентів схеми, зазначені на рис.12;
- **сформувані** *однопівперіодний* керований випрямляч при роботі на навантаження **R2**, розімкнувши ключ **Q**;
- **підключити** до відповідних вузлів схеми входи чотирьохканального осцилографа **XSC2**: на канал **A** подати синусоїдальну напругу  $u_2$  від однієї з двох вторинних обмоток трансформатора **T1**, на канал **B** – напругу  $u_n$  з навантаження **R2**, на канал **C** – керуючі імпульси  $u_k$  від джерела прямокутних імпульсів **E2**;

Тип випрямляча	Встановлено	Виміряна									
		$R_2 = 2 \text{ кОм}$		500 Ом		250 Ом		100 Ом		50 Ом	
		$U_{cp}, \text{ В}$	$I_{cp}, \text{ мА}$	$U_{cp}, \text{ В}$	$I_{cp}, \text{ мА}$	$U_{cp}, \text{ В}$	$I_{cp}, \text{ мА}$	$U_{cp}, \text{ В}$	$I_{cp}, \text{ мА}$	$U_{cp}, \text{ В}$	$I_{cp}, \text{ мА}$
Двопівперіодний: – без фільтра	Ключі Q і W замкнуті; ключі A і B розімкнуті										
– з CLC-фільтром	Ключ W розімкнений; ключі Q, A і B замкнуті										

– скопіювати зображення схеми (рис. 12) на сторінку звіту;

3.2. Провести моделювання процесів в однопівперіодному керуваному випрямлячі:

– зняти і побудувати регульовальну характеристику  $I_{cp}(\alpha)$  випрямляча, послідовно задаючи час затримки  $t_3 = 0, 2; 2; 4; 6; 8$  і  $10$  мс імпульсів керування  $u_k$  генератора E2 і вимірюючи для заданих значень  $t_3$  (відповідних кутів відкриття  $\alpha$ ) струм  $I_{cp}$  навантаження;

– скопіювати осцилограми напруги  $u_n$  на навантаженні при  $t_3 = 4$  і  $8$  мс на сторінку звіту.

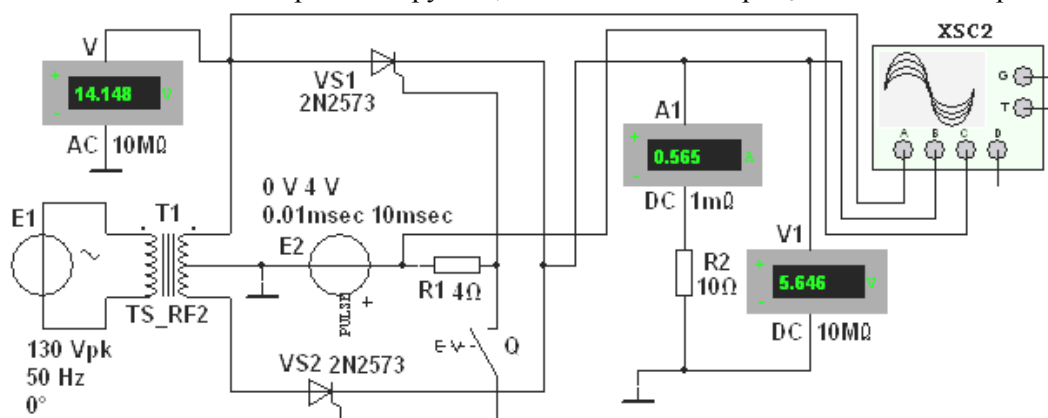


Рис. 12.

Як приклад на рис. 13 наведені осцилограми напруг  $u_2$ ,  $u_n$  і керуючих імпульсів  $u_k$  при часі їх затримки  $t_3 = 2$  мс (при куті відкриття  $\alpha = 36^\circ$ ) по відношенню до початку наростання позитивної півхвилі синусоїдальної напруги  $u_2$  з періодом  $T = 20$  мс.

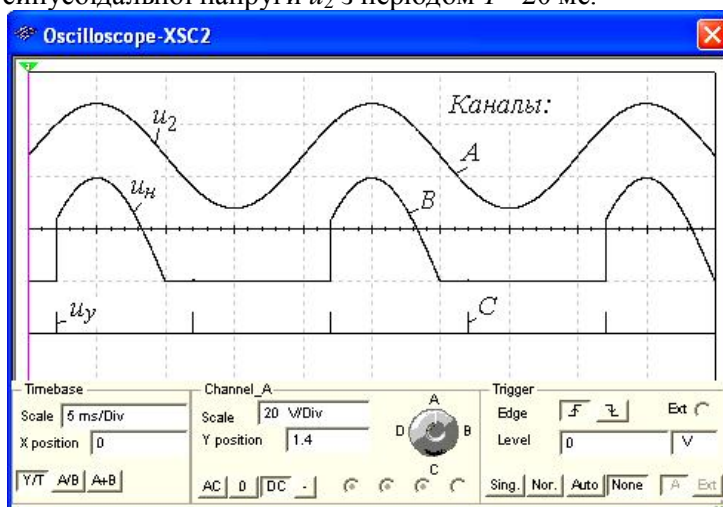


Рис. 13.

3.3. **Провести** дослідження, аналогічні п. 3.2, для двопівперіодного керованого випрямляча (у попередній схемі замкнути ключ **Q**).

#### **ЗМІСТ ЗВІТУ**

1. Тема і мета роботи.
2. Перелік приладів, що використані в експериментах, з їх короткими характеристиками.
3. Зображення електричних схем дослідження випрямлячів і осцилограм напруги  $u_H$  на навантаженні.
4. Таблиці результатів вимірювань і розрахунків.
5. Розрахункові формули.
6. Висновки по роботі.

## Лабораторна робота №2 БІПОЛЯРНІ І ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ МЕТА РОБОТИ

Зняття й аналіз вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора в схемі із загальним емітером і визначення за ними його  $h$ -параметрів; дослідження вихідних характеристик польового транзистора в схемі із загальним витоком і побудова його стоконатворної характеристики.

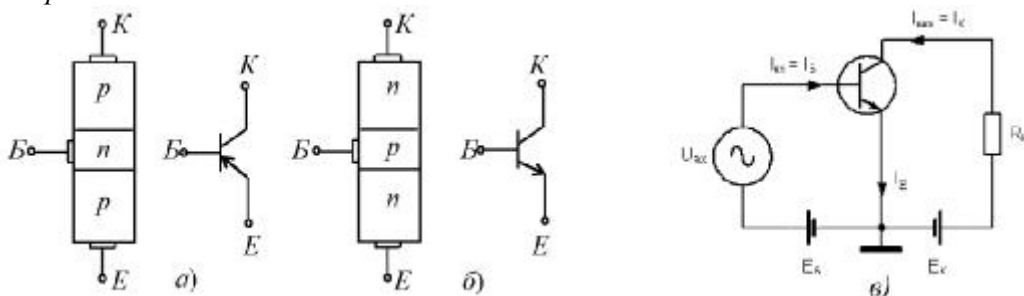
### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ

*Транзистор* – це напівпровідниковий прилад, призначений для підсилення, генерування та перетворення електричних сигналів в широкому діапазоні частот (від постійного струму до десяти гігагерц) і потужності (від десятків міліват до сотень ват).

Розрізняють біполярні транзистори, в яких використовуються кристали  $n$ - і  $p$ -типу, і польові (уніполярні) транзистори, виготовлені на кристалі германію або кремнію з одним типом провідності.

### 1. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

*Біполярні транзистори* – це напівпровідникові прилади, виконані на кристалах зі структурою  $p$ - $n$ - $p$ -типу (а) або  $n$ - $p$ - $n$ -типу (б) з трьома виводами, пов'язаними з трьома шарами (областями): колектор (К), база (Б) і емітер (Е) (рис. 1, а і б). Струм у такому транзисторі визначається рухом зарядів двох типів: електронів і дірок. Звідси його назва – *біполярний транзистор*.



Фізичні процеси в транзисторах  $p$ - $n$ - $p$ -типу і  $n$ - $p$ - $n$ -типу однакові. Відмінність їх у тому, що струми в базах транзисторів  $p$ - $n$ - $p$ -типу переносяться основними носіями зарядів – дірками, а в транзисторах  $n$ - $p$ - $n$ -типу – електронами. Кожен з переходів транзистора – емітерний (Б-Е) і колекторний (Б-К) можна включити або в прямому, або в зворотному напрямку. Залежно від цього розрізняють три режими роботи транзистора:

- режим *відсічки* – обидва  $p$ - $n$ -переходи закриті, при цьому через транзистор протікає порівняно невеликий струм  $I_0$ , що обумовлений неосновними носіями зарядів;
- режим *насичення* – обидва  $p$ - $n$ -переходи відкриті;
- *активний* (підсилювальний) режим – один з  $p$ - $n$ -переходів відкритий, а інший закритий.

У режимах відсічки і насичення керування транзистором практично відсутнє. В активному режимі транзистор виконує функцію *активного елемента* електричних схем підсилення сигналів, генерування коливань, перемикання і т.д.

Подавши позитивний потенціал ЕРС джерела  $E_K$  на колектор і негативний на емітер (рис. 1, в) у схемі включення транзистора  $n$ - $p$ - $n$ -типу із загальним емітером (з ЗЕ), ми, тим самим, відкрили емітерний перехід Е-Б і закрили колекторний Б-К, при цьому струм колектора  $I_K 0 = I_{E0} = I_0$  малий, він визначається концентрацією неосновних носіїв (електронів в даному випадку) в колекторі і базі.

Якщо між емітером і базою прикласти невелику напругу (0,3...0,5 В) у прямому напрямку  $p$ - $n$ -переходу Е-Б, то відбувається *інжекція* дірок з емітера в базу, утворюючи струм емітера  $I_E$ . У базі дірки частково рекомбінують з вільними електронами, але одночасно від зовнішнього джерела напруги ( $E_B < E_K$ ) в базу приходять нові електрони, утворюючи струм бази  $I_B$ .



Так як база в транзисторі виконується у вигляді тонкого шару, то тільки незначна частина дірок рекомбінує з електронами бази, а основна їх частина досягає колекторного переходу. Ці дірки захоплюються електричним полем колекторного переходу, що є прискорюючим для дірок. Струм дірок, що потрапили з емітера в колектор, замикається через резистор  $R_K$  і джерело напруги з ЕРС  $E_K$ , утворюючи струм колектора  $I_K$  у зовнішньому колі.

Струми транзистора в схемі включення з ЗЕ (див. рис. 1, в), що працює в активному режимі, пов'язані рівнянням

$$I_E = I_K + I_B.$$

Відношення струму колектора до струму емітера називають *коефіцієнтом передачі по струму*

$$\alpha \approx I_K / I_E \Big|_{U_{BE} = const} = 0,96 \dots 0,995 < 1,$$

звідки струм бази

$$I_B = I_E - I_K = (1 - \alpha)I_E - I_{K0} \ll I_E,$$

де  $I_{K0} = 0,1 \dots 10$  мкА у кремнієвих і  $I_{K0} = 10 \dots 100$  мкА у германієвих транзисторів.

Схема включення транзистора з ЗЕ є найбільш поширеною внаслідок малого струму бази у вхідному колі і підсиленням вхідного сигналу як по напрузі, так і по струму.

Транзистор може працювати на постійному струмі, малому змінному сигналі, великому змінному сигналі і в ключовому (імпульсному) режимах.

Основні властивості транзистора визначаються співвідношеннями струмів і напруг у різних його колах і взаємним їх впливом один на одного. На рис. 2 представлені сімейства вхідних  $I_B = f(U_B) \Big|_{U_K = const}$  (а) і вихідних  $I_K = f(U_K) \Big|_{U_B = const}$  (б) статичних характеристик транзистора в схемі з ЗЕ. Вони можуть бути отримані в результаті експерименту або розрахунку.

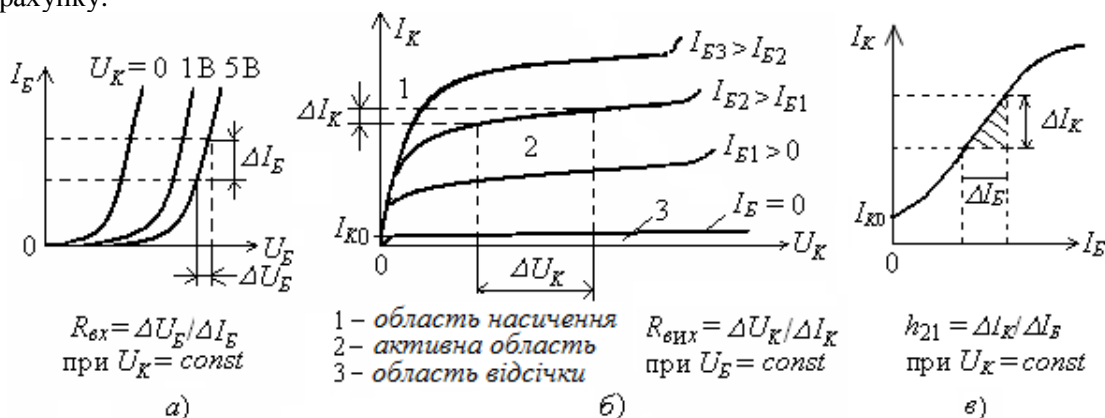


Рис. 2.

Сімейства характеристик, які пов'язують напруги і струми на виході з струмами і напругами на вході, називають *характеристиками передачі* або *керуючими характеристиками*. Як приклад на рис. 2, в наведена керуюча характеристика по струму транзистора (коефіцієнт передачі по струму) при напрузі  $U_K = const$ , тобто

$$I_K = f(I_B) \Big|_{U_K = const}.$$

Вхідні і вихідні характеристики транзистора зазвичай наводяться в довідниках (каталогах) транзисторів, які широко використовують для аналізу роботи транзисторів і для розрахунку схем при великих сигналах.

У режимі підсилення *малих сигналів* транзистор в схемі з ЗЕ часто представляють у вигляді лінійного чотирьохполюсника, вхідні і вихідні параметри якого пов'язані наступними рівняннями:

$$\Delta U_B = h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_K;$$

$$\Delta I_K = h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_K,$$



де  $h_{11E} = \frac{\Delta U_B}{\Delta I_B} \Big|_{U_K = const}$  ( $\Delta U_K = 0$ ) – вхідний динамічний опір транзистора ( $h_{11E} = 100 \dots 1000$  Ом);

$h_{12E} = \frac{\Delta U_B}{\Delta U_K} \Big|_{I_B = const}$  ( $\Delta I_B = 0$ ) – безрозмірний коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку по

напрузі, значення якого лежить в межах  $0,002 \dots 0,0002$  (при розрахунках ним часто нехтують, тобто вважають рівним нулю);  $h_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_K = const}$  ( $\Delta U_K = 0$ ) – коефіцієнт передачі

(підсилення) струму при постійній напрузі на колекторі; його також позначають  $K_i$  або

$\beta = 10 \dots 200$ ;  $h_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_K} \Big|_{I_B = const}$  ( $\Delta I_B = 0$ ) – вихідна провідність транзистора при постійному струмі бази ( $h_{22E} = 10^{-4} \dots 10^{-6}$  См).

Параметри схеми заміщення транзистора з ЗЕ в  $h$ -формі визначають за його вхідними і вихідними характеристиками (див. рис. 2).

## 2. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

*Польовий транзистор* – це напівпровідниковий прилад, в якому струм стоку ( $C$ ) через напівпровідниковий канал  $n$ - або  $p$ -типу управляється електричним полем, яке виникає при прикладанні напруги між затвором ( $З$ ) і витоком ( $B$ ). Польові транзистори виготовляють:

з керуючим затвором типу  $p$ - $n$ -переходу для використання у високочастотних (до  $12 \dots 18$  ГГц) перетворювальних пристроях. Умовне їх позначення на схемах наведене на рис. 3, а і б;

з ізолюваним (шаром діелектрика) затвором для використання у пристроях, що працюють з частотою до  $1 \dots 2$  ГГц. Їх виготовляють або з вбудованим каналом у вигляді МДН-структури (див. їх умовне позначення на рис. 3, в і г), або з індукованим каналом у вигляді МОН-структури (їх умовне позначення на схемах приведено на рис. 3, д і е).

Схема включення польового транзистора з затвором типу  $p$ - $n$ -переходу та каналом  $n$ -типу, його сімейство вихідних характеристик  $I_C = f(U_C)$ ,  $U_3 = const$  і стоко-затворна характеристика  $I_C = f(U_3)$ ,  $I_C = const$  зображені на рис. 4.

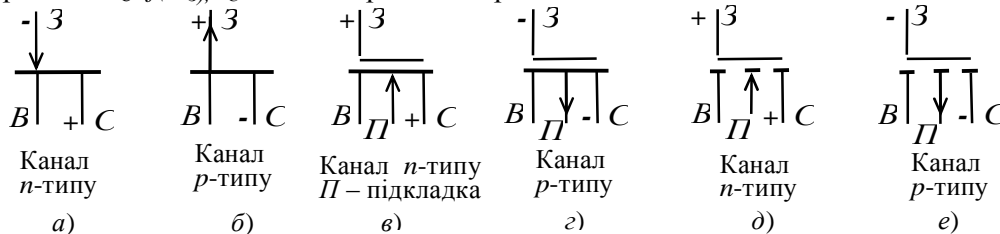


Рис. 3.

При підключенні виходів стоку  $C$  і витoku  $B$  до джерела живлення  $U_n$  по каналу  $n$ -типу протікає початковий струм  $I_C$ , так як  $p$ - $n$ -перехід не перекриває перетин каналу (рис. 4, а). При цьому електрод, з якого в канал входять носії заряду, називають *виток*ом, а електрод, через який з каналу йдуть основні носії заряду, називають *сток*ом. Електрод, що служить для регулювання поперечного перерізу каналу, називають *затвор*ом. Зі збільшенням зворотної напруги  $U_3$  зменшується переріз каналу, його опір збільшується і зменшується струм стоку  $I_C$  (див. рис. 4, в).

Отже, управління струмом стоку  $I_C$  відбувається при подачі зворотної напруги на  $p$ - $n$ -перехід затвора  $З$ . У зв'язку з малістю зворотних струмів в колі затвор-виток, потужність, необхідна для управління струмом стоку, виявляється мізерно малою.

При напрузі  $U_3 = -U_{3B}$ , що називається *напругою відсічки*, переріз каналу повністю перекривається збідненим носіям заряду бар'єрним шаром, і струм стоку  $I_{CB}$  (струм відсічки) визначається неосновними носіями заряду  $p$ - $n$ -переходу (див. рис. 4, б).

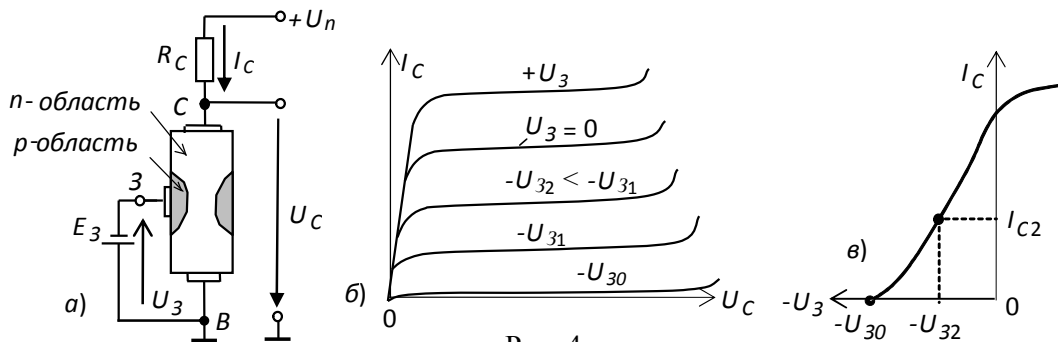


Рис. 4.

Схематична структура польового транзистора з *індукованим* *n*-каналом представлена на рис 5. Електрод затвора ізолюваний від напівпровідникового каналу за допомогою шару діелектрика з двоокису кремнію ( $\text{SiO}_2$ ). Тому польовий транзистор з такою структурою називають МОН-транзистором (метал-оксид-напівпровідник). Електроди стоку і виток розташовуються по обидві сторони затвора і мають контакт з напівпровідниковим каналом. При напрузі на затворі щодо виток рівній нулю і за наявності напруги на стоці струм стоку  $I_C$  виявляється дуже малим. Помітний струм стоку з'являється тільки при подачі на затвор напруги позитивної полярності щодо виток, що називається *пороговою напругою*  $U_{3,пор}$ .

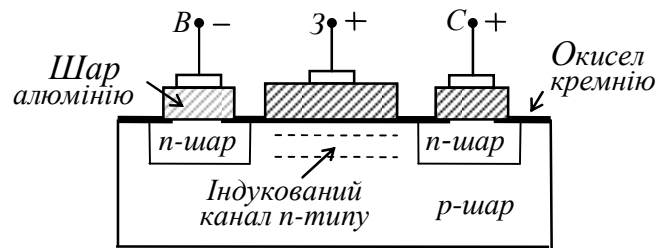


Рис. 5.

При цьому в результаті проникнення електричного поля через діелектричний шар в напівпровідник при напругах на затворі, більших  $U_{3,пор}$ , на поверхні напівпровідника під затвором виникає інверсійний шар, який і є каналом, що з'єднує витік зі стоком. Товщина і поперечний переріз каналу змінюються зі зміною напруги на затворі, відповідно буде змінюватися струм стоку.

У польовому транзисторі з вбудованим каналом при нульовій напрузі на затворі струм стоку має початкове значення  $I_{C0}$ . Такий транзистор може працювати як в режимі збагачення, так в режимі збіднення: при збільшенні напруги на затворі канал збагачується носіями зарядів і струм стоку зростає, а при зменшенні напруги на затворі канал збіднюється і струм стоку спадає.

Найважливішою особливістю польових транзисторів є високий вхідний опір (десятьсотні МОм) і малий вхідний струм. Одним із основних параметрів польових транзисторів є *крутизна*  $S = \Delta I_C / \Delta U_3$  стоко-затворної характеристики (див. рис. 4, в), що виражається в мА/В.

### 3. ВОЛЬТАМПЕРНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРІВ

Вхідні і вихідні вольт-амперні характеристики транзисторів зазвичай знімають при постійному струмі (по точках) або за допомогою спеціальних приладів – характерографів, що дозволяють уникнути сильного нагрівання приладів. Отримані ВАХ використовують для розрахунку кіл зсуву і стабілізації режимів роботи, розрахунку кінцевих станів ключових схем (відсічки насичення).

Вхідні характеристики  $I_B(U_B)$  при  $U_{KE} = \text{const}$  біполярних транзисторів, включених за схемою з ЗЕ (див. рис. 2, а), мають вигляд, аналогічний характеристикам діодів: струм бази експоненціально зростає із збільшенням напруги база-емітер при заданій напрузі на колекторі. З причини досить малих струмів затвора  $I_3$  польових транзисторів, включених за схемою з ЗВ, їх вхідні ВАХ, як правило, не знімають.

Як зазначалося, вихідні характеристики біполярних транзисторів  $I_K(U_K)$  при  $I_B=const$ , включених за схемою з ЗЕ (див. рис. 2, б), визначають залежність вихідного струму колектора від напруги між колектором і емітером при заданих значеннях струму бази, а вихідні характеристики польових транзисторів  $I_C(U_C)$  при  $U_3=const$ , включених за схемою з ЗВ, визначають залежність струму стоку від напруги між стоком і витком при фіксованій напрузі затвора.

#### 4. ПОБУДОВА ВАХ ТРАНЗИСТОРОВ З ДОПОМОГОЮ ХАРАКТЕРОГРАФА СЕРЕДОВИЩА MS 10

Зняти сімейство вихідних характеристик біполярних транзисторів у схемі з ЗЕ або польових транзисторів у схемі з СВ можна за допомогою характерографа **IV Analyzer**, підключаючи відповідні виводи транзисторів до його входів, наприклад моделі **2N2222A** (рис. 6).

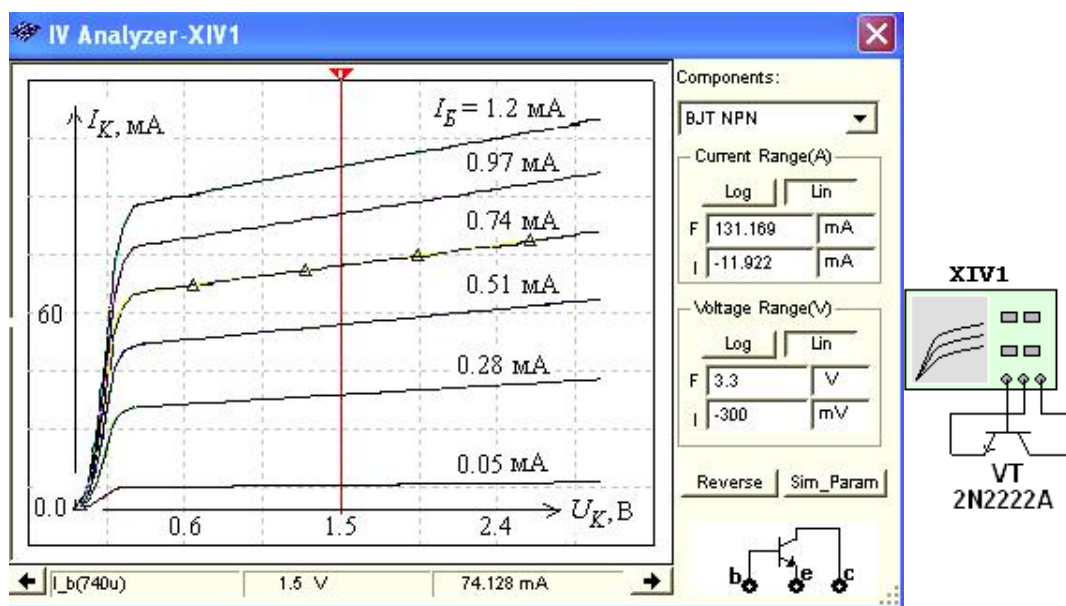


Рис. 6.

Межі зміни напруги на колекторі  $U_K$  (**V\_ce**), струму бази  $I_B$  (**I\_b**) і числа фіксованих рівнів струму бази (**Num steps**) можна встановити в діалоговому вікні (рис. 7), (див. рис. 6). Якщо клацнути мишкою спочатку в полі сімейства ВАХ транзистора (див. рис. 6), а потім в у відкритому вікні (рис. 8, а) на закладках **Hide Select Marks** (виділення ВАХ маркерами) і **Select Trace ID** (вибір ВАХ  $I_K(U_K)$  з сімейства вихідних характеристик по заданому струму бази, див. рис. 8, б), то при клацанні мишкою на кнопці **OK** і закритті вікон обрана ВАХ буде виділена трикутними маркерами (див. рис. 6), а при русі візирної лінії вниз малюнка виводяться координати точок (значення напруги  $U_K$  і струму  $I_K$ ) виділеної ВАХ, в яких їх перетинає візирна лінія. Значення струму бази  $I_B$  (**I\_b**) виводиться в лівому нижньому кутку малюнка.

При клацанні мишкою на будь-якій кривій ВАХ маркери переміщуються на неї, а в нижньому рядку виводяться значення струму бази і координати точки перетину візира з виділеною кривою ВАХ.

Записавши координати двох точок ВАХ при двох фіксованих положеннях візира на лінійній ділянці характеристики (наприклад, при задані струму  $I_{B1}=0,74$  mA,  $U_{K1}=1,5$  В і  $I_{K1}\approx 74,13$  mA, а при  $U_{K2}=2$  В,  $I_{K2}\approx 77,58$  mA), обчислимо вихідний динамічний опір транзистора  $R_{вих}=\Delta U_K/\Delta I_K=0,5/0,00345\approx 145$  Ом, а записавши при фіксованій напрузі на колекторі (наприклад,  $U_K=1,5$  В) два значення струму колектора при двох значеннях струму бази (наприклад  $I_{K1}=74,13$  mA при  $I_{B1}=0,74$  mA і  $I_{K2}=90,09$  mA при  $I_{B2}=0,97$  mA) знайдемо коефіцієнт передачі по струму транзистора в схемі з ЗЕ за формулою:

$$h_{21E}=\Delta I_K/\Delta I_B=15,96/0,23\approx 69,4.$$

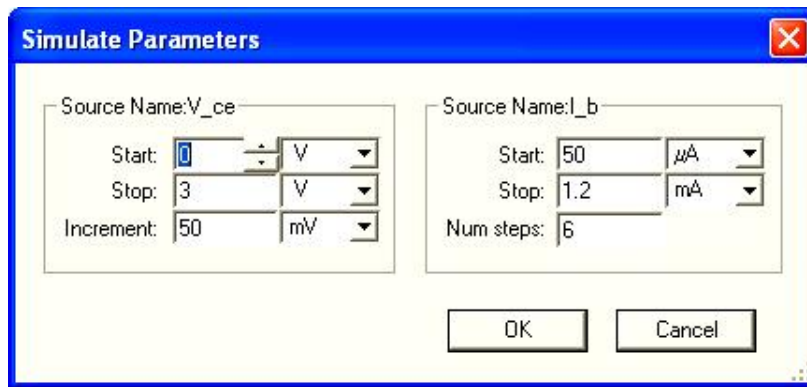
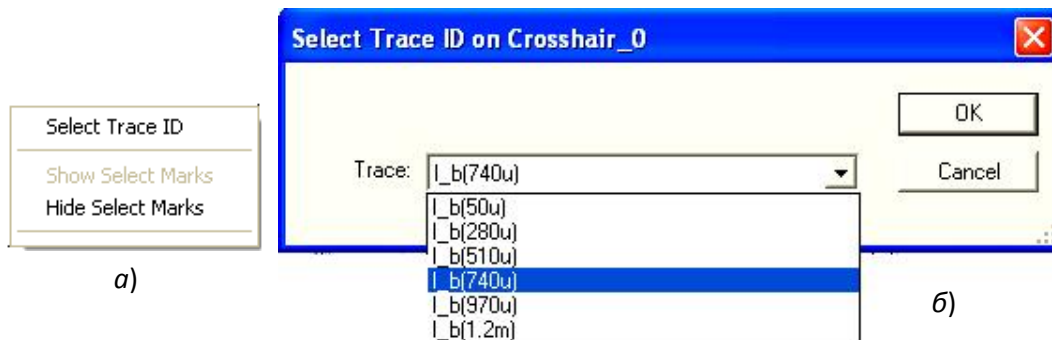


Рис. 7.



a)

b)

Рис. 8.

На рис. 9 представлено сімейство ВАХ моделі польового транзистора **2N3823** ( $U_{Cmax}=100$  В; напруга відсічки  $U_{3B} = -3,3$  В) з керуючим затвором типу *p-n-переходу* і з каналом *n-типу*, зняті за допомогою характерографа **IV Analyzer** при зміні напруги стоку-витоку (**drain-source**)  $U_{CB}(V_{ds})$  від 0 до 20 В, напруги затвор-витік (**gate-source**)  $U_{3B}(V_{gs})$  від  $-3,5$  В до  $0,5$  В і числі фіксованих рівнів напруги затвора  $N=6$ .

Перемістимо візир у вікні характерографа в положення, при якому напруга стоку  $U_C=10$  В, і запишемо значення струму стоку при двох напругах затвора транзистора, наприклад, при  $U_3 = -0,3$  В струм стоку  $I_C = 10,87$  мА, а при  $U_3 = -1,13$  В струм  $I_C=5,86$  мА. Тоді крутизна керуючої стоку-затворної характеристики  $I_C(U_3)$  транзистора при  $U_C = 10$  В дорівнює  $S=\Delta I_C/\Delta I_3 \approx 5,01/0,8 = 6,25$  мА/В.

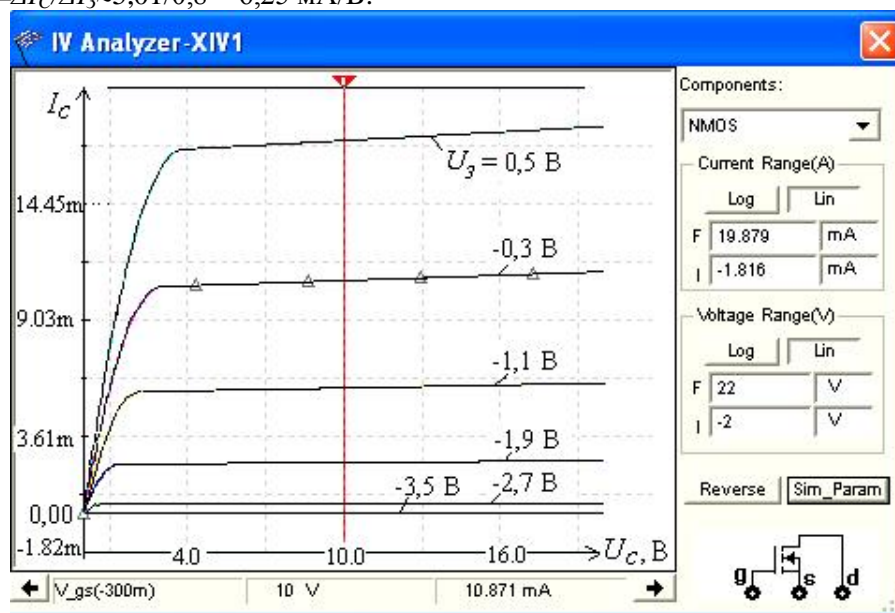


Рис. 9.

Подібним чином за допомогою характерографа **IV Analyzer** можна зняти ВАХ і визначити параметри інших моделей біполярних і польових транзисторів, записаних в бібліотеці середовища MS 10, враховуючи знаки полярності їх електродів і встановлюючи на них відповідні межі зміни напруг, орієнтиром для яких служать паспортні дані транзисторів.

У бібліотеці компонентів середовища MS 10 є велика кількість моделей номінованих імпортованих транзисторів, вітчизняні аналоги яких можна знайти в довідниках. Наприклад, аналогом імпортованого транзистора типу **IRFL710** є вітчизняний транзистор типу КП731А, транзистора **2N3906** – транзистор КТ6136А, транзистора 2N2222А – транзистор КТ3117Б і т.д.

Детальну інформацію про параметри транзистора можна знайти в діалоговому вікні, після подвійного клацання мишкою на зображенні і закладці **Edit Component in BD**. Як приклад в табл. 1 наведені деякі параметри (всього їх 41) моделі біполярного транзистора **2N2222A** і їх позначення, прийняті в середовищі MS 10 і в даній роботі.

Таблиця 1.

Найменування параметра	Позначення і значення параметра в MS 10	Позначення і значення параметра в роботі
Зворотний струм колекторного переходу	IS = 0, 2046 pA	$I_{K0}=0,2046$ пА
Ідеальний максимальний коефіцієнт підсилення струму в схемі з ЗЕ	BF = 296,5	$h_{21E}=\beta=296,5$
Напруга, близька до максимальної напруги колектора	VAF = 10 V	$U_{K,max}=10$ В
Зворотний струм емітерного переходу	ISE = 0,1451 pA	$I_{E0}=0,1451$ пА
Максимальний струм колектора	IKF = 77,25 mA	$I_{K,max}=77,25$ мА
Об'ємний опір бази	RB = 4 $\Omega$	$R_B=4$ Ом
Об'ємний опір емітера	RE = 85,73 m $\Omega$	$R_E=85,73$ мОм
Об'ємний опір колектора	RC = 0,4286 $\Omega$	$R_K=0,4283$ Ом
Контактна різниця потенціалів переходу база-емітер	VJE = 0,95 V	$E_{BE}=0,95$ В
Контактна різниця потенціалів переходу база-колектор	VJC = 0,4 V	$E_{BK}=0,4$ В
Ємність емітерного переходу при нульовій напрузі	CJE = 11 pF	$C_E=11$ пФ
Ємність колекторного переходу при нульовій напрузі	CJC = 32 pF	$C_K=32$ пФ
Час переносу заряду через базу	TF = 0,3 nsec	$t_{nep}=0,3$ нс

### НАВЧАЛЬНІ ЗАВДАННЯ І МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЇХ ВИКОНАННЯ

**Завдання 1.** Запустити середовище MS 10. На робочому полі середовища MS 10 зібрати схему для зняття ВАХ біполярних транзисторів із загальним емітером (ЗЕ) і польових транзисторів із загальним витоком (ЗВ) (рис. 10, а).

У схему включити наступні компоненти:

- джерела **E1** і **E2** постійної напруги, до одного з за допомогою перемикача **A** підключається колектор біполярного або стік польового транзистора. Вибір джерела живлення залежить від знака полярності колектора (стоку) відповідного транзистора (див. рис. 10, б);
- джерела **E3** і **E4** постійної напруги для включення за допомогою перемикача **B** одного з них в коло бази (затвора) відповідного транзистора;
- два потенціометри **R1** і **R2** для встановлення струмів в колах транзисторів;
- два амперметри **A1** і **A2** і два вольтметри **V1** і **V2** для вимірювання струмів і напруг на електродах досліджуваного транзистора.

Основні параметри транзисторів, що пропонуються для досліджень в роботі, дані в табл. 2. Наведені марки транзисторів можуть бути замінені на інші після подвійного клацання мишкою на відповідному зображенні приладу на робочому полі середовища MS 10 і на **Replace Components**.

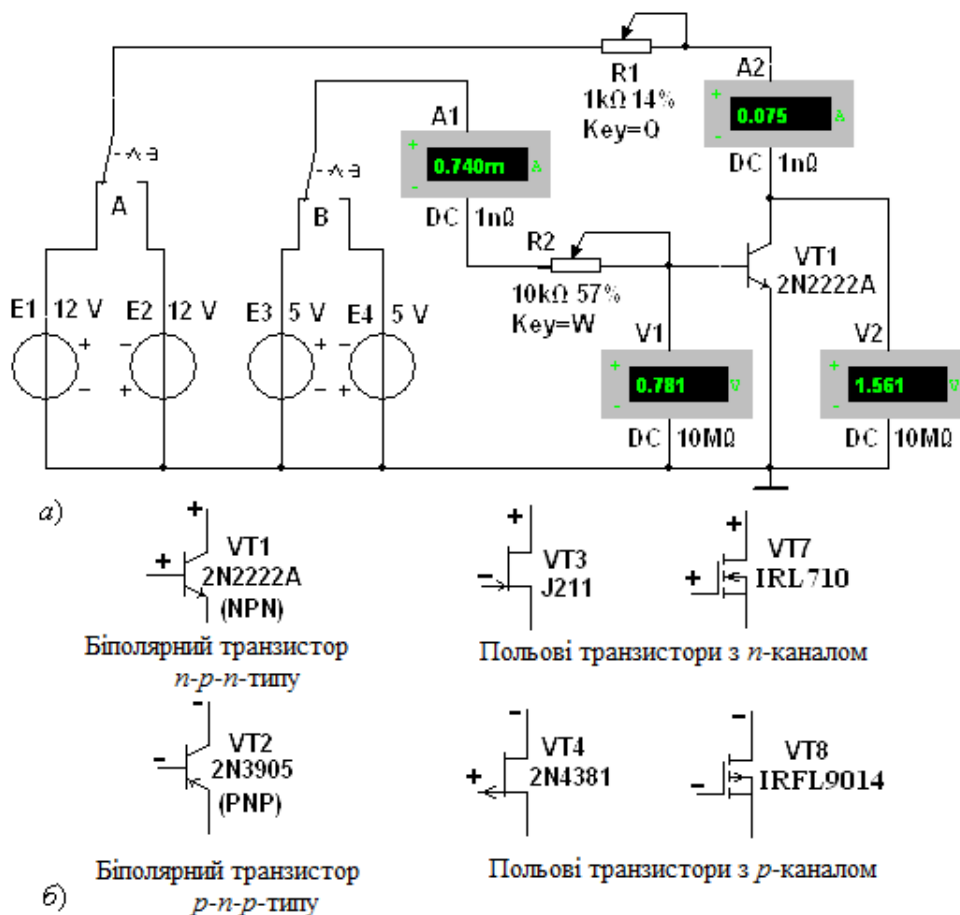


Рис. 10.

**Завдання 2.** Зняти і побудувати (по точках) вхідні  $I_B(U_B)$  при  $U_{KE} = const$  і вихідні  $I_K(U_K)$  при  $I_B = const$  ВАХ відповідного біполярного транзистора (див. табл. 2).

Для цього:

- замінити транзистор в схемі дослідження на рекомендований тип;

Таблиця 2.

Номер запису прізвища $N$	Тип транзистора	$U_{K,max}$ ( $U_{C,max}$ ), В	$I_{K,max}$ ( $I_{C,max}$ ), А	$h_{21E}$	$S$ , мА/В	$U_{3B}$ ( $U_{3,нор}$ ), В	$f_{max}$ , МГц	$P_K(P_C)$ , Вт
Непарні	2N2222A	10	0,077	30...300	–	–	300	1,5
Парні	2N3906	40	0,2	30...300	–	–	250	0,625
Парні	J211	25	0,02	–	–	-3,56	–	0,4
Непарні	2N4381	-25	0,012	–	–	1,8	–	–
Непарні	IRFL9014	-60	-1,8	–	1300	-3,88	–	3,1
Парні	IRF710	400	1,1	–	1000	3,8	–	36

- у відповідності зі знаком полярності колектора (стоку) і бази (затвора) досліджуваного транзистора вибрати джерела напруги, задати їх ЕРС і встановити перемикачі **A** і **B** у відповідні положення;
- змінюючи опори потенціометрів **R1** і **R2** і, при необхідності, ЕРС джерел **E1...E4**, заносити покази приладів в табл. 3 і в табл. 4;
- за даними вимірювань побудувати графіки сімейств вхідних і вихідних ВАХ (див. рис. 2, а і б);
- скопіювати зображення схеми з показами приладів (для одного з режимів роботи при знятті вихідної ВАХ) на сторінку звіту;

- скориставшись графіками сімейств вхідних і вихідних ВАХ, визначити  $h$ -параметри біполярного транзистора.

**Завдання 3.** Зняти і побудувати (по точках) сімейство вихідних  $I_C(U_3)$  при  $U_{3B}=\text{const}$  ВАХ (див. рис. 4, б) і стоко-затворну характеристику  $I_C(U_3)$  при  $U_{CB}=12$  В (див. рис. 4, в) польового транзистора з переходом  $p$ - $n$ - типу (див. табл. 2), заповнивши показами приладів табл. 5.

Таблиця 3.

Струм бази $I_B$ , мкА		50	100	200	300	400	500
Напруга $U_{BE}$ , В при $U_{KE}$ , В	0						
	5						

Таблиця 4.

Напруга $U_{KE}$ , В		0,1	0,5	1	5	8	12
Струм колектора $I_K$ , мА при $I_B$ , мкА	50						
	100						
	200						
	300						
	400						
	500						

Скопіювати зображення схеми з показами приладів (для одного з режимів роботи при знятті вихідної ВАХ) на сторінку звіту. Визначити крутизну  $S$  стоко-затворної характеристики на її лінійній ділянці.

Таблиця 5.

Напруга $U_{CB}$ , В			1	2	3	4	8	12
Струм стоку $I_C$ , мА при напрузі $U_{3B}$ , В	Для <b>J211</b>	Для <b>2N4381</b>						
	0	0						
	-0,5	0,5						
	-1,0	1,0						
	-2,5	1,4						
	-3,56	1,8						
-4,0	2							

**Завдання 4.** Зняти сімейство вихідних ВАХ відповідного польового транзистора з індукованим каналом (див. табл. 2) за допомогою приладу **IV**. Скопіювати зображення на сторінку звіту (див. рис. 9). Визначити крутизну  $S$  стоко-затворної характеристики  $I_C(U_3)$  при  $U_{CB}=10...12$  В на лінійній її ділянці.

### ЗМІСТ ЗВІТУ

1. Назва і мета роботи.
2. Перелік приладів, що використані в експериментах, з їх короткими характеристиками.
3. Таблиці результатів вимірювань і розрахунків  $h$ -параметрів біполярного транзистора і крутизни стоко-затворної характеристики польових транзисторів.
4. Зображення електричних схем дослідження біполярного і польового транзисторів і сімейств вхідних і вихідних ВАХ транзисторів.
5. Висновки по роботі.

## Лабораторна робота №3 НАЙПРОСТІШІ ТРАНЗИСТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ МЕТА РОБОТИ

Вивчення принципу роботи і дослідження характеристик підсилюючих каскадів напруги на біполярних і польових транзисторах, включених за схемою з загальним емітером (стоком) і загальним колектором.

### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ

#### 1. ПРИЗНАЧЕННЯ І ПАРАМЕТРИ ЕЛЕКТРОННИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

*Електронний підсилювач* – пристрій, що збільшує потужність (напруга, струм) вхідного сигналу за рахунок енергії зовнішнього джерела живлення за допомогою підсилюючих елементів (напівпровідникових пристроїв, електронних ламп та ін.).

На рис. 1, а представлена структурна схема включення підсилювача в коло підсилення електричного сигналу, де 1 – джерело вхідного сигналу; 2 – підсилювач; 3 – джерело енергії; 4 – навантаження. В якості джерела живлення підсилювача використовують стабільні джерела енергії постійного струму. Джерело вхідного сигналу (датчик) формує змінну в часі напругу  $u_{вх}$  (струм  $i_{вх}$ ) різної амплітуди, частоти і форми. Навантаження підсилювача – пристрій, який можна представити у вигляді лінійного пасивного двополюсника. Сам підсилювач з парою вхідних і парою вихідних затискачів іноді представляють у вигляді нелінійного чотириполюсника внаслідок нелінійності характеристик вхідних у нього елементів.

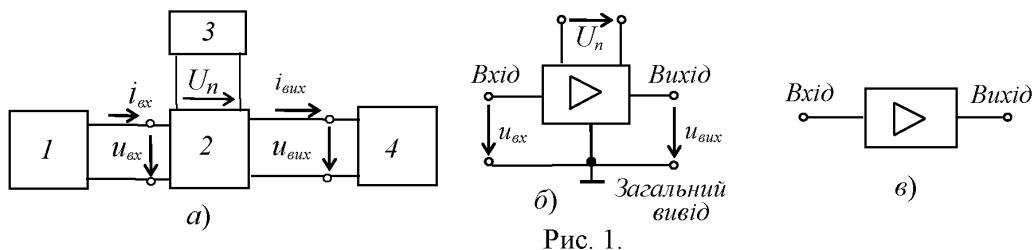


Рис. 1.

Умовне позначення підсилювачів на схемах зображено на рис. 1, б. Напругу входу  $u_{вх}$  і напругу виходу  $u_{вих}$  вимірюють відносно спільного виводу. При спрощеному зображенні підсилювача у вигляді прямокутника, на ньому зображують тільки вхід і вихід (рис. 1, в), опускаючи виводи напруги живлення  $U_n$  і загальний вивід.

Найважливішим параметром підсилювача є коефіцієнт підсилення по потужності, рівний відношенню зміни потужності вихідного сигналу до зміни потужності вхідного сигналу, тобто  $K_p = \Delta P_{вих} / \Delta P_{вх}$ . Крім коефіцієнта підсилення по потужності вводять також коефіцієнт підсилення по напрузі  $K_u = \Delta U_{вих} / \Delta U_{вх}$  і коефіцієнт підсилення по струму  $K_i = \Delta I_{вих} / \Delta I_{вх}$ . Тоді коефіцієнт  $K_p = K_u K_i$ .

Найважливішими характеристиками підсилювача є амплітудна і частотні. *Амплітудна характеристика* (рис. 2, а) – це залежність амплітуди (або діючого значення) вихідної напруги від амплітуди (або діючого значення) вхідної синусоїдальної напруги, тобто  $U_{вих} = f(U_{вх})$ , де  $u_{вх} = U_m \sin \omega t$ ,  $U_m = \text{var}$ ;  $\omega = \text{const}$ .

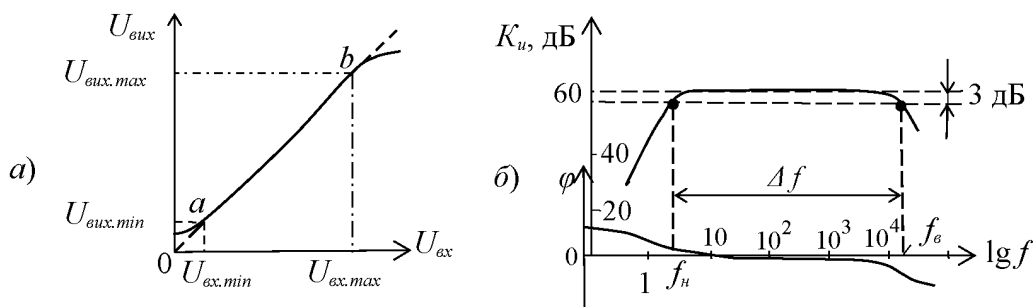


Рис. 2.



Пунктиром показана амплітудна характеристика ідеального підсилювача. Відхилення реальної характеристики від ідеальної пояснюється наявністю шумів і нелінійностями характеристик підсилювальних елементів при слабких і великих вхідних сигналах.

Динамічним діапазоном підсилювача в децибелах називають відношення максимального значення вхідної напруги до мінімального на лінійній ділянці  $ab$  амплітудної характеристики (див. рис. 2, а):

$$D = 20 \lg \frac{U_{ex.max}}{U_{ex.min}}$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі на цій ділянці

$$K_u = \frac{U_{вих.max} - U_{вих.min}}{U_{ex.max} - U_{ex.min}} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{ex}}$$

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) підсилювача – це залежність коефіцієнта підсилення, наприклад, по напрузі  $K_u$  від частоти  $f$  вхідного сигналу, тобто  $K_u(f)$  при  $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ ,  $U_m = const$ ;  $\omega = var$ .

Зазвичай АЧХ будують на подвійній логарифмічній шкалі: по осі ординат відкладають значення  $K_u$  в децибелах, а по осі абсцис – частоти в логарифмічному масштабі, проте біля поділок записують значення частот без логарифма (рис. 2, б).

Смуга пропускання підсилювача визначає діапазон частот  $\Delta f$  (або  $\Delta \omega$ ), в межах якого коефіцієнт підсилення  $K_u$  (на середній частоті) не знижується нижче  $1/\sqrt{2} \approx 0,707$  (3 дБ) свого рівня, тобто  $\Delta f = f_g - f_n$ , де  $f_g$  і  $f_n$  – верхня і нижня частоти зрізу АЧХ підсилювача.

Фазочастотна характеристика  $\varphi(f)$  – це залежність кута зсуву фаз  $\varphi$  між вихідною і вхідною напругами підсилювача від частоти (див. рис. 2, б). Фазові спотворення в підсилювачі відсутні, коли фазовий зсув  $\varphi$  лінійно залежить від частоти.

Вхідний і вихідний опір підсилювача:

$$\bar{Z}_{ex} = \bar{U}_{ex} / \bar{I}_{ex} = R_{ex} + jX_{ex}; \quad \bar{Z}_{вих} = \bar{U}_{вих} / \bar{I}_{вих} = R_{вих} + jX_{вих}$$

При опорі навантаження  $R_n$  вихідна потужність  $P_{вих} = R_n I_{вих}^2$ .

## 2. ПІДСИЛЮВАЧІ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Одним з найбільш поширених підсилювачів на біполярних транзисторах є підсилювач з загальним емітером (ЗЕ). У цьому підсилювачі емітер є загальним електродом для вхідного і вихідного кола (рис. 3, а). Вхідна напруга  $u_{вх}$  від джерела сигналу  $E_c$  з внутрішнім опором  $R_c$  подається на підсилювальний каскад на біполярному транзисторі  $VT$  через конденсатор зв'язку  $C_1$ , що запобігає проходженню постійної складової струму від джерела сигналу. Підсилена вихідна напруга подається на навантаження  $R_n$  через розділовий конденсатор  $C_2$ , тобто подається тільки змінна складова напруги  $u_{вих}$ .

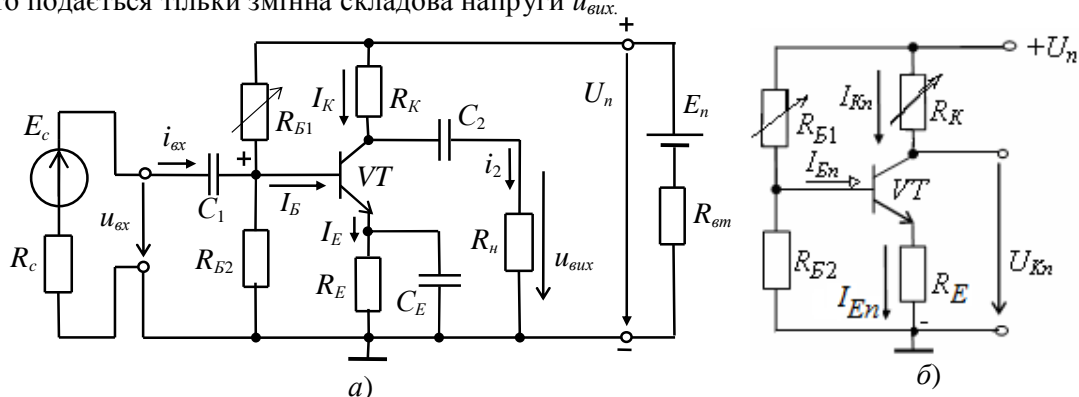


Рис. 3.

В підсилювачі, крім джерела змінного сигналу, діє джерело напруги з ЕРС  $E_n$  (зазвичай напруга  $U_n = 10 \dots 30$  В) з внутрішнім опором  $R_{em}$ . Опір резистора  $R_K$  вибирають, виходячи з вимог підсилення вхідних сигналів і обмеження струму колектора  $I_K$  транзистора  $VT$ . Зазвичай опір  $R_K$  становить  $0,2 \dots 5$  кОм для транзисторів малої потужності і порядку  $100$  Ом

для транзисторів середньої потужності. Резистори  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  подільника напруги живлення  $U_n$  призначені для встановлення струму бази  $I_B$  транзистора (по постійному струму), відповідно робочій точці (точка спокою) на лінії навантаження.

За допомогою резистора  $R_E$  створюється обернений зворотний зв'язок підсилювача по постійному струму, що забезпечує температурну стабілізацію його режиму підсилення. Так, при збільшенні температури зростають постійні складові струмів колектора  $I_K$  і емітера  $I_E$  і спад напруги  $R_E I_E$ . В результаті, напруга  $U_{BE}$  зменшується, що викликає зменшення струму бази  $I_B$ , і, отже, струму  $I_K$ , стабілізуючи його.

Конденсатор  $C_E$  великої ємності (десятки мікрофард) шунтує опір резистора  $R_E$  по змінному струмі, що виключає ослаблення підсилювального сигналу по змінному струмі колом зворотного зв'язку.

Для зручності аналізу роботи підсилювача окремо розглядають його схеми заміщення по постійному (рис. 3, б) і змінному струму (рис. 5). У режимі роботи підсилювача по *постійному струму* для отримання найменших нелінійних спотворень підсилювального сигналу робочу точку  $a$  (рис. 4) вибирають посередині робочого ділянки  $bc$  лінії навантаження по постійному струмі, що описується рівнянням

$$I_{Kn} = (U_n - U_{Kn}) / R_K,$$

де  $U_{Kn} = U_{KE} + R_E I_{En}$ .

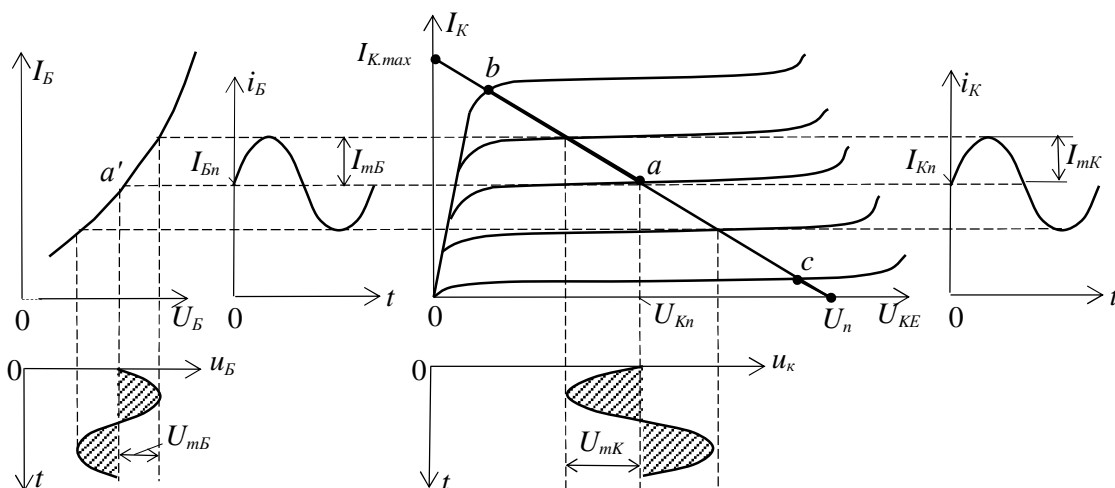


Рис. 4.

Лінію навантаження будують таким чином. З наведеного рівняння випливає, що при  $I_{Kn} = 0$ ,  $U_{Kn} = U_n$ , а при  $U_{Kn} = 0$ ,  $I_{K,max} = U_n / R_K$ .

Через дві знайдені точки проводять пряму (навантажувальну) лінію. Задавши струм бази в режимі спокою  $I_{Bn}$ , знаходять на перетині лінії навантаження по постійному струму з вихідною характеристики транзистора при  $I_B = I_{Bn}$  точку спокою  $a$  ( $U_{Kn}$ ,  $I_{Kn}$ ).

Опір резистора  $R_{B1}$  розраховують за формулою

$$R_{B1} \approx \frac{U_n - U_{BE_n} - R_{E_n} I_{E_n}}{I_{Bn}} \approx 4R_{B2} \approx h_{21} R_K.$$

При цьому  $U_{Bn} \approx 0,3$  В для германієвих і  $U_{Bn} \approx 0,65$  В для кремнієвих транзисторів.

Наближено струми спокою колектора і емітера в робочій точці  $a$  розраховуються за формулами:

$$I_{Kn} \approx 0,5 I_{K,max} = U_n / 2R_K; I_{En} = I_{Kn} + I_{Bn} \approx I_{Bn} (1 + \beta).$$

$$\text{Напруга спокою емітера } U_{En} \approx U_n / 2 - U_{KE_n} \approx (0,1 \dots 0,2) U_n.$$

Опори  $R_E = U_{En} / I_{En}$ ;  $R_K \approx U_n / (2I_{Kn})$ , а ємність  $C_E \approx 10 / (2\pi f R_E)$ , де  $f$  – частота вхідної напруги  $u_{ex}$ .

У режимі роботи підсилювача по *змінному струмі* приймають

$$u_E = (1 / \omega_c C) i_E \approx 0 \quad (X_C \leq 0,1 R_E),$$

нехтують також внутрішнім опором  $R_{em}$  і ємністю  $C_n$  джерела живлення, тобто джерело живлення в схемі заміщення замикають накоротко (рис. 5, а).

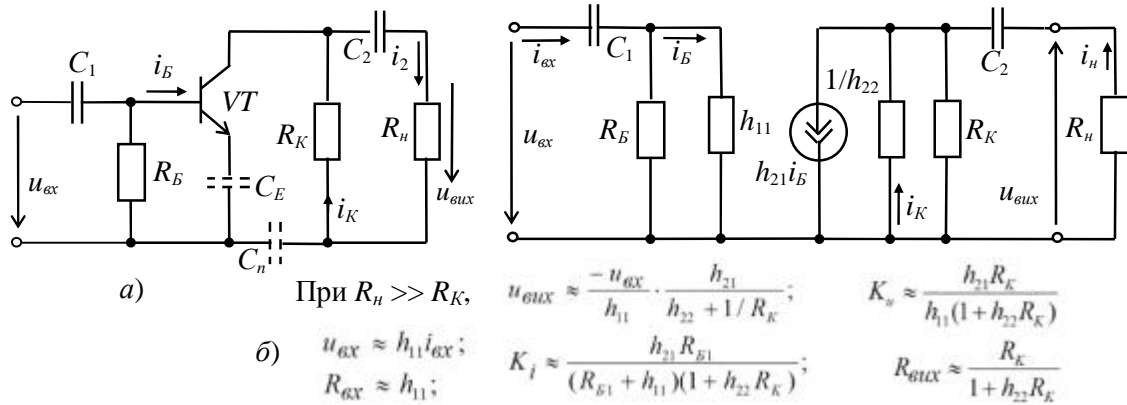


Рис. 5.

При подачі на вхід підсилювача змінної напруги  $u_{ex}$  відбувається зміна струму бази  $i_B$ , струму колектора  $i_K$  і напруги на колекторі  $u_K = U_n - R_K i_K$  (див. рис. 4). Амплітуда змінного колекторного струму  $I_{mK}$  приблизно в  $h_{21}$  разів більша амплітуди струму бази  $I_{mB}$ , а амплітуда колекторної напруги  $U_{mK}$  у багато разів більша амплітуди вхідної напруги. Таким чином, у схемі підсилювача з ЗЕ підсилюється струм і напруга вхідного сигналу.

Користуючись графіками, зображеними на рис. 4, неважко визначити вхідний опір і коефіцієнти підсилення каскаду:

$$R_{ex} = \frac{U_{mB}}{I_{mB}}; K_i = \frac{I_{mK}}{I_{mB}}; K_u = \frac{U_{mK}}{U_{mB}}; K_p = K_i K_u.$$

При цьому позитивному напівперіоду вхідного напруги  $u_{ex}$  відповідає негативний напівперіод вихідної напруги  $u_K \approx u_{вых}$ . Інакше кажучи, між вхідним і вихідним напругами існує зсув фаз, рівний  $180^\circ$ , тобто схема підсилювача з ЗЕ є інвертуючим пристроєм, що підсилює і змінює фазу вхідного напруги на  $180^\circ$ .

Зазвичай розглянутий тип підсилювального каскаду працює в режимі підсилення слабких сигналів (постійні складові струму бази і колектора істотно перевершують аналогічні змінні складові). Ці особливості дозволяють використовувати аналітичні методи розрахунку параметрів підсилювального каскаду на низьких частотах за відомими  $h$ -параметрами транзистора (рис. 5, б), вважаючи, що транзистор працює в лінійному режимі. При цьому сигнал, поданий на вхід підсилювача, практично не спотворюється (за формою) на його виході.

Наявність в підсилювачі ємностей  $C_1$  і  $C_2$  (див. рис. 3, а) призводить до частотних спотворень підсилюючих сигналів в області нижніх частот: із зменшенням частоти вхідного сигналу збільшується опір конденсатора  $X_{C1} = 1/\omega C_1$ , спад напруги  $u_{C1}$  на ньому, отже, знижується вхідна  $u_{ex}$  і вихідна  $u_{вых}$  напруги. Це призводить до зменшення коефіцієнта підсилення  $K_u$  зі зменшенням частоти (див. рис. 2, б), а наявність в підсилювачі міжелектродних ємностей транзистора і монтажних ємностей призводить до виникнення частотних спотворень підсилюючих сигналів в області високих частот. З урахуванням ємності  $C_K$  колекторного  $p$ - $n$ -переходу, умовно включеної між колектором і базою, вхідний опір каскаду в області верхніх частот

$$\bar{Z}_{ex} = \frac{\bar{U}_{ex}}{\bar{I}_{ex}} = \frac{R_{B1} \cdot h_{11}}{R_{B1} + h_{11}(1 + j\omega C_K R_{B1})}.$$

Вхідний опір підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з ЗЕ зазвичай має значення порядку декількох сотень Ом. Вихідний опір зазвичай на порядок більший вхідного. При під'єднанні до підсилювача високоомного джерела сигналу ( $R_c \gg R_{ex}$ ) і низькоомного навантаження ( $R_n \leq R_K$ ) Розрахунок основних параметрів підсилювача проводять за такими формулами:

$$u_{ex} = e_c \frac{R_{ex}}{R_c + R_{ex}} \approx \frac{e_c h_{11}}{R_c + h_{11}}; u_{eux} = \frac{-u_{ex} h_{21} R_K R_H}{h_{11} (R_H + R_K + h_{22} R_K R_H)};$$

$$K_u \approx \frac{h_{21} R_K R_H}{h_{11} (R_K + R_H)}; K_i = \frac{h_{21} R_K}{R_K + R_H + R_K R_H h_{22}}.$$

Реальний коефіцієнт підсилення по напрузі  $K_u$  завжди менший коефіцієнта підсилення ненавантаженого підсилювача ( $R_H \gg R_K$ ). Ця різниця тим помітніша, чим більший вихідний опір підсилювача і менший опір навантаження  $R_H$ . На практиці реальний коефіцієнт підсилення каскаду  $K_u$  може досягати декількох сотень, а коефіцієнт підсилення по потужності  $K_p = K_u K_i$  в схемі з ЗЕ – кількох тисяч.

Підсилювальні каскади на *польових транзисторах* працюють аналогічно підсилювачам, зібраним на біполярних транзисторах, якщо врахувати, що керуючим сигналом підсилювача на польовому транзисторі є напруга затвора  $U_3$ , а коефіцієнт підсилення по напрузі підсилювача із загальним витоком (з ЗВ) при  $R_D \gg R_C$  ( $R_D$  – диференціальний опір транзистора)

$$K_u = U_{eux} / U_3 = S R_C / (1 + S R_B),$$

де  $S = \Delta I_C / \Delta U_3$  – крутизна стоко-затворної характеристики транзистора;  $R_C$  і  $R_B$  – опори резисторів, включених в коло стоку і витоку транзистора підсилювача.

Внаслідок високого вхідного опору підсилювачів, на польових транзисторах можна використовувати розділовий конденсатор  $C_1$  невеликої ємності.

### 3. ЕМІТЕРНИЙ ПОВТОРЮВАЧ

У каскаді, зібраному на біполярному транзисторі із загальним колектором, що називається *емітерним повторювачем*, вихідна напруга  $u_{eux}$  (через розділовий конденсатор  $C_2$ ) знімається з резистора  $R_E$ , включеного в коло емітера (рис. 6, а).

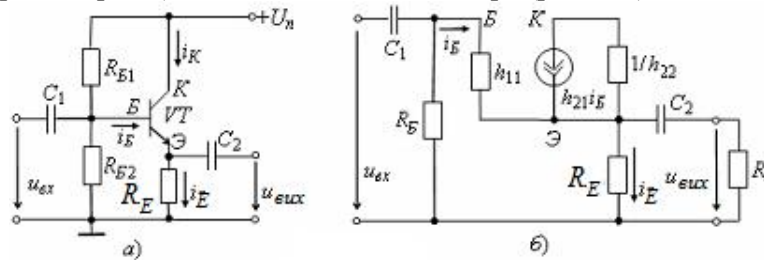


Рис. 6.

При відсутності сигналу  $u_{ex}$  на вході в колі бази протікає струм спокою

$$I_{Bn} = U_n / \left[ \left( R_{B1} + \frac{(R_{BE} + R_E) R_{B2}}{R_{BE} + R_E + R_{B2}} \right) \cdot \frac{R_{B2}}{R_{BE} + R_E + R_{B2}} \right].$$

Значення опорів резисторів  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  вибирають такими, щоб робоча точка в режимі спокою знаходилася приблизно посередині робочої ділянки вхідної характеристики транзистора  $VT$ . При подачі змінного вхідного сигналу  $u_{ex}$  з'являється змінна складова  $i_E$  емітерного струму, яка створює на резисторі  $R_E$  вихідну напругу  $u_{eux} = R_E i_E$ .

Основні параметри емітерного повторювача по змінному струмі можна розрахувати, склавши його схему заміщення (рис. 6, б), в якій резистори кола бази  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  враховані резистивним елементами  $R_B = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ .

При  $R_H \gg R_E$  базовий струм  $i_B = (u_{ex} - u_{eux}) / h_{11}$ , а вихідна напруга і коефіцієнт підсилення по напрузі

$$u_{eux} = \frac{u_{ex}}{1 + h_{11} \frac{(1 + h_{22} R_E)}{(1 + h_{21}) R_E}}; K_u = \frac{u_{eux}}{u_{ex}} = \frac{1}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22} R_E}{(1 + h_{21}) R_E}} = 0,9 \dots 0,99.$$

З наведених виразів випливає, що коефіцієнт  $K_u$  менше одиниці, звідки назва підсилювача – *емітерний повторювач*.

Враховуючи, що коефіцієнт  $h_{22}=10^{-5}\dots 10^{-6}$  Ом, а  $R_E \approx 10^2 \dots 10^4$  Ом, формулу  $K_u$  можна спростити:

$$K_u \approx \frac{(1+h_{21})R_E}{h_{11}+(1+h_{21})R_E}.$$

При цьому  $K_i \approx K_u \frac{R_{ex}}{R_E}$ .

Вхідний опір повторювача  $R_{ex} = u_{ex} / i_{ex} = h_{11} / (1 - K_u)$  значно більший вхідного опору транзистора  $h_{11}$  і досягає декількох десятків і сотень кОм. З урахуванням опорів резисторів  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  вхідний опір повторювача  $R_{ex.p} = R_{ex} R_B / (R_{ex} + R_B)$ .

Вихідний опір  $R_{вих} \approx h_{11} / (1 + h_{21})$  має значення порядку декількох одиниць або десятків Ом. Таким чином, емітерний повторювач володіє великим вхідним і малим вихідним опорами, що спрощує узгодження високоомного джерела сигналу і низкоомного навантаження з підсилювальним пристроєм.

Емітерні (витоківі) повторювачі застосовують при передачі напруги без зміни форми, амплітуди і фази, але при значному підсиленні струму і потужності сигналу: емітерний повторювач підсилює струм вхідного сигналу в  $h_{21E}+1$  разів і в  $h_{21E}$  разів його потужність.

#### 4. ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

Диференціальний підсилювач – це балансовий (мостовий) підсилювач постійного струму з паралельним включенням транзисторів з однаковими характеристиками (рис. 7, а), в якому колекторні опори  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$  і внутрішні опори транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  утворюють плечі моста. Резистор  $R_{K0}$  служить для балансування каскаду (встановлення нуля). Кола зміщення транзисторів не показані.

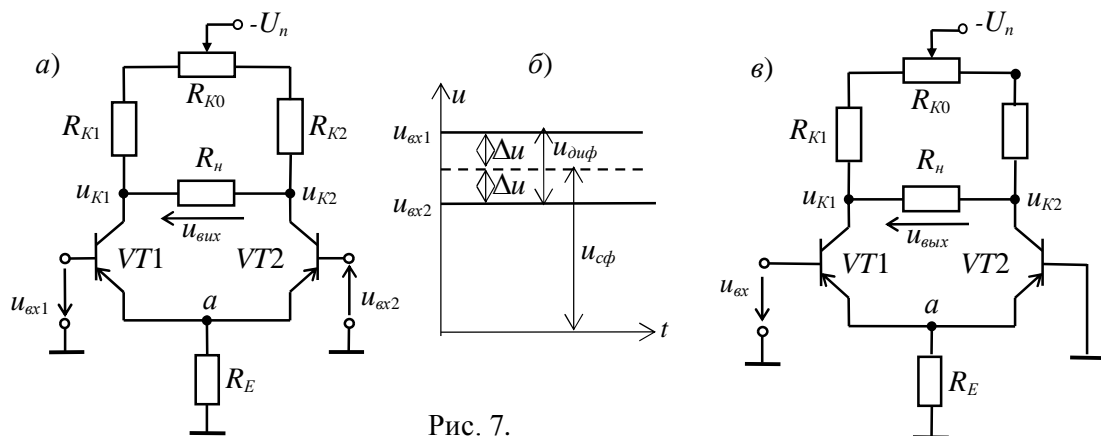


Рис. 7.

Якщо ліва і права частини підсилювача з симетричним входом і виходом ідентичні, то підвищення (зниження) температури або напруги живлення викликає однакову зміну колекторних струмів в обох транзисторах, потенціали колекторів  $u_{K1}$  і  $u_{K2}$  змінюються майже однаково і, отже, вихідна напруга  $u_{вих}$  залишиться незмінною. При цьому дрейф (повільна, мимовільна зміна початкової (нульової) вихідної напруги) в підсилювачі становить 30...100 мВ в діапазон зміни температури від 10°C до 60°C.

При використанні польових транзисторів дрейф по напрузі може бути приблизно 0,05...0,3 мВ/град при  $T < 100^\circ\text{C}$ .

Дрейф напруги визначає чутливість підсилювача, тобто мінімальний сигнал на його вході, який буде помітний на виході. Отже, зниження дрейфу нуля супроводжується підвищенням чутливості підсилювача. Зауважимо, що дрейф нуля не відрізнити від підсиленого корисного різницевого сигналу і може викликати спрацювання пристрою, підключеного до виходу підсилювача.

Для зменшення дрейфу напруги в коло з загальним емітером транзисторів включають резистор з більшим опором  $R_E \gg h_{11}$ , який служить для стабілізації емітерного струму

$I_E=I_{E1}+I_{E2}$  транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ , або включають *генератор стабільного струму* з великим опором змінному струму і малим – постійному струму. При зміні температури потенціал точки  $a$  (див. рис. 7,  $a$ ) змінюється незначно, струми  $I_{K1}$  і  $I_{K2}$  практично не змінюються, як і напруги  $u_{K1}$  і  $u_{K2}$ .

У загальному випадку на входи операційного підсилювача надходять відповідно напруги  $u_{ex1}$  і  $u_{ex2}$ . З них виділяють синфазний  $u_{cф}$  і диференціальний (різницевий)  $u_{diff}=u_{ex1}-u_{ex2}$  сигнали (рис. 7,  $b$ ). Синфазний сигнал  $u_{cф}=(u_{ex1}+u_{ex2})/2$  відповідає рівним за значенням і однаковим за знаком напругам, прикладеним до обох входів. Синфазні вхідні сигнали можуть складати кілька вольт, аж до напруг, близьких до  $U_n$ , а диференціальні – менше  $U_n/2K_u$ , де  $K_u$  – коефіцієнт підсилення напруги підсилювача.

Нехай потенціал одного виводу щодо напруги  $u_{cф}$  вищий, а іншого – нижчий на  $\Delta u$ . Тоді диференціальний (різницевий) сигнал  $u_{diff}=2\Delta u=u_{ex1}-u_{ex2}$ . Наприклад, якщо  $u_{ex1}=1,024$  В, а  $u_{ex2}=1,02$  В, то синфазний сигнал  $u_{cф}=(1,024+1,02)/2=1,022$  В, а диференціальний  $u_{diff}=1,024-1,02=0,004$  В=4 мВ.

Однакова за знаком і синфазна зміна струмів плечей (синфазна перешкода) не викликає розбалансування моста і вихідна напруга відсутня, диференціальний каскад підсилює тільки різницевий сигнал  $u_{diff}$ , оскільки на бази транзисторів надходять напруги різних знаків, що призводять до зміни струмів емітерів. Звідси назва каскаду – *диференційний підсилювач*. Щодо зміни напруги  $u_{ex1}$  напруга  $u_{K2}$  змінюється у фазі (синхронно, не інвертується), а напруга  $u_{K1}$  змінюється в протифазі, інвертується.

Вхідний опір диференціального підсилювача  $R_{ex}\approx 2h_{11E}$ , а вихідна  $R_{ex}\approx 2R_K/(1+h_{22E}R_K)\approx 2R_K$ .

Коефіцієнт підсилення напруги підсилювача при опорі навантаження  $R_H=\infty$

$$K_u=(h_{21E}/h_{11E})R_K/(1+h_{22E}R_K)\approx(h_{21E}/h_{11E})R_K.$$

Диференціальні підсилювачі з симетричним входом і виходом широко застосовуються в швидкодіючих комутаторах, кодерах і декодерах і в аналогових обчислювальних машинах.

Диференційний підсилювач використовується також, коли потрібно підсилити не різницю напруг між базами транзисторів, а *тільки* вхідну напругу, наприклад  $u_{ex1}$  (рис. 7,  $b$ ). При цьому один з входів заземлюють. Якщо використовується напруга  $u_{K2}$ , то таку схему називають диференціальним підсилювачем з несиметричним входом і виходом.

### НАВЧАЛЬНІ ЗАВДАННЯ І МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЇХ ВИКОНАННЯ

**Завдання 1а** (для студентів, записи прізвищ яких в навчальному журналі групи мають непарний номер). **Запустити** середовище MS 10. **Зібрати** на робочому полі середовища MS 10 схему для дослідження *підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з 3Е* (рис. 8), **ознайомитися** з методикою розрахунку параметрів елементів схеми і **встановити** їх в діалогових вікнах компонентів.

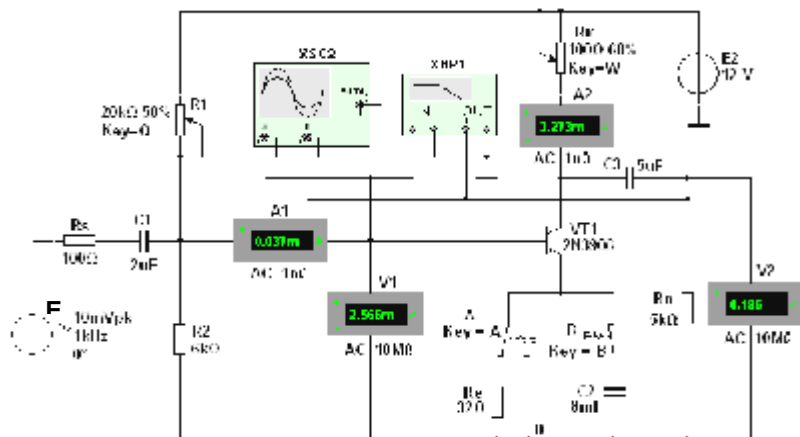


Рис. 8.



1.3. Використовуючи графіки амплітудних характеристик, **визначити** динамічний діапазон  $D$  підсилювача (див. рис. 2,  $a$ ) і коефіцієнти підсилення по напрузі  $K_u$  при опорах  $R_S=0$ ,  $R_n=1$  МОм і при  $R_S=100$  Ом,  $R_n=1$  кОм.

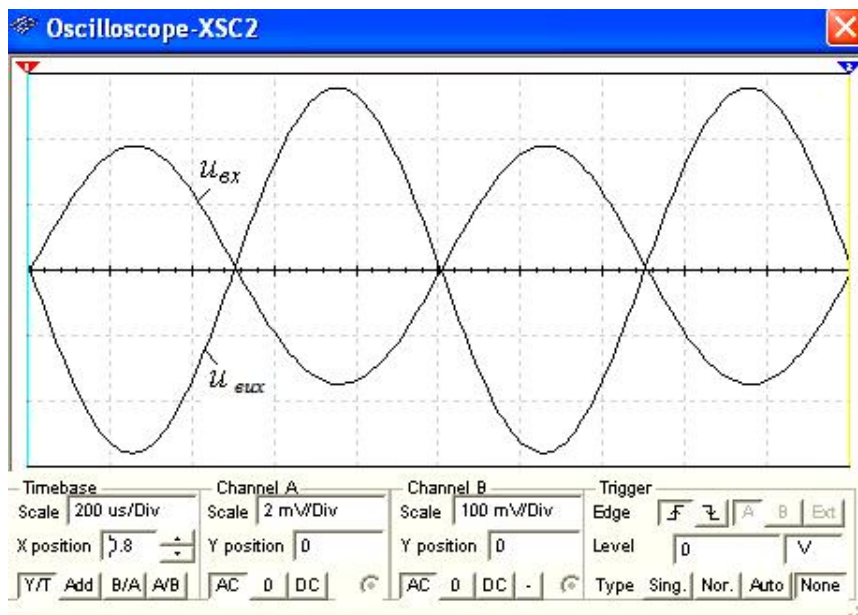


Рис. 9.

1.4. Зняти за допомогою плотера **ХВР1** амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики підсилювача по напрузі при  $u_{ox}=10$  мВ,  $R_S=100$  Ом і  $R_n=1$  кОм і **визначити** смуги пропускання  $\Delta f$  підсилювача без емітерного НЗЗ і з НЗЗ.

**Скопіювати** екрани плотера на сторінку звіту по роботі.

Як приклад, на рис. 10 наведені АЧХ  $K_u(lg f)$  і ФЧХ  $\Psi_u(lg f)$  підсилювача без НЗЗ ( $a$  і  $\theta$ ) і з НЗЗ ( $b$  і  $z$ ) при заданих на рис. 8 параметрах елементів схеми. Аналіз АЧХ показує, що коефіцієнт  $K_u=90,6$  для підсилювача без НЗЗ при частоті  $f=100$  кГц більше  $K_u=76$  підсилювача з НЗЗ, а верхня частота  $f_в$  смуги пропускання підсилювача з НЗЗ більше частоти  $f_в$  підсилювача без НЗЗ. Смуги пропускання  $\Delta f$  визначені за координатами точок перетину горизонтальних пунктирних ліній (див. рис. 10,  $a$  і  $b$ ), проведених на рівнях  $90,6/\sqrt{2} \approx 64$  і  $76,64/\sqrt{2} \approx 54,2$  відповідно.

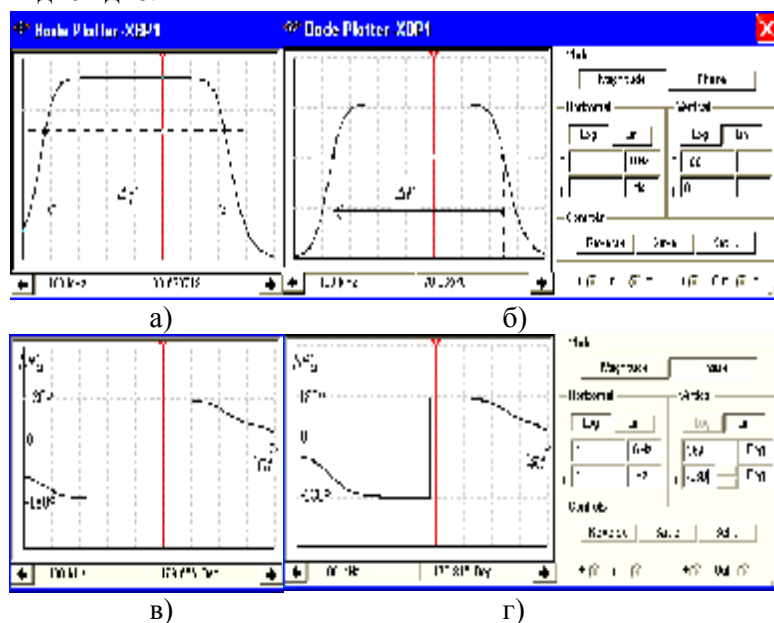


Рис. 10.



Скачки на графіках ФЧХ відповідають точкам переходу від випередження вихідного сигналу за фазою вхідного сигналу до його відставання за фазою від вхідного сигналу. Межі моделювання АЧХ (**Magnitude**) і ФЧХ (**Phase**) підсилювача за частотою (нижньої (**I**)  $f_H=1$  Гц і верхньої (**F**)  $f_L=1$  ГГц), за коефіцієнтом підсилення  $K_H=0...100$ , за кутом зсуву фаз від  $-360^\circ$  до  $+360^\circ$  і тип шкал (лінійна (**Lin**) або логарифмічна (**Log**)) задаються у вікні плотера (див. рис. 10, справа).

**Завдання 16** (для студентів, записи прізвищ яких в навчальному журналі групи мають парний номер).

**Запустити** середовище MS 10. **Зібрати** на робочому полі середовища MS 10 *схему* для дослідження підсилювального каскаду на польовому транзисторі з ЗВ (рис. 11), **ознайомитися** з методикою розрахунку параметрів елементів схеми і **встановити** їх в діалогових вікнах компонентів.

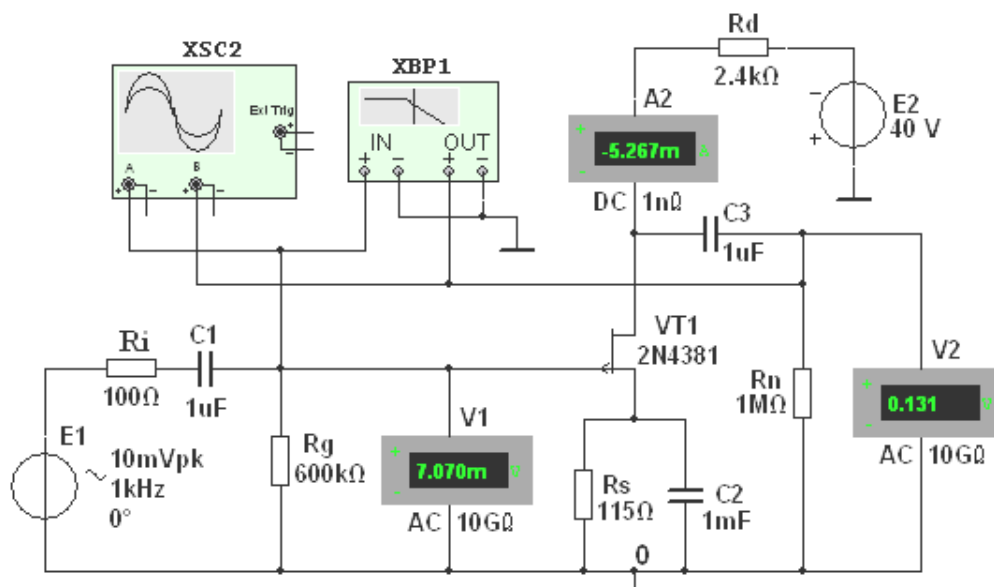


Рис. 11.

Для візуалізації результатів досліджень в схему, крім амперметра **A2** і вольтметрів **V1** і **V2**, включений двоканальний осцилограф **XSC2** і плотер **XBP1** (будівник АЧХ і ФЧХ підсилювача за напругою).

Схема підсилювача на польовому транзисторі з ЗВ (рис. 11) виконана на транзисторі **VT2** типу **2N4381** з керуючим *p-n*-переходом і каналом *p*-типу, які працюють при напрузі  $U_C < 0$  ( $U_{C,max} = -25$  В;  $I_{C,max} = 12$  мА) і напрузі  $U_{3B} \geq 0$  ( $U_{30} = 1,8$  В). Такий режим може бути забезпечений одним джерелом живлення **E2** із застосуванням так званого "автоматичного зміщення". Суть його полягає в наступному.

При протіканні струму витoku  $I_B$  від загальної точки **0** до стоку на витoku транзистора створюється негативний потенціал (напруга  $-R_S I_E$ ), тим самим відкривається шлях для протікання струму затвора  $I_3$  від загальної точки **0** через резистор **Rg**, перехід затвор-витік, резистор **Rs** до загальної точки **0**. В результаті, на затворі формується позитивний потенціал (напруги  $U_{3B}$ ), прикладеної до *n*-області *p-n*-переходу. При цьому зменшується переріз *p*-каналу, збільшується опір стік-витік  $R_{CB}$  транзистора і зменшується струм стоку.

З метою виключення впливу опорів вольтметрів **V1** і **V2** на роботу підсилювача на польовому транзисторі доцільно встановити їх внутрішні опори по 10...100 ГОм.

**1.1. Розрахунок параметрів** елементів схеми виконаємо за допомогою наступних співвідношень. Опір стік-витік постійного струму  $R_{CB} \approx 5$  кОм визначений за ВАХ транзистора **2N4381**, знятої за допомогою характерографа **XBP1** при струмі  $I_3 = (0,4...0,5)I_{C,max} = 5,33$  мА і напрузі  $U_{3B} = 0,3$   $U_{30} = 0,6$  В, де  $I_{C,max} = 12$  мА і  $U_{30} = 1,8$  В.

Знаючи опір  $R_{CB}$  постійного струму, визначимо необхідну ЕРС джерела живлення **E2** при заданому струмі  $I_3 = 5,33$  мА і  $R_{CB} = 5$  кОм ( $U_{3B} = 0,6$  В):

$$E_2 \approx 1,5(R_{CB}I_C + U_{3B}) = 1,5(5 \cdot 10^3 \cdot 5,33 \cdot 10^{-3} + 0,6) \approx 40,9 \text{ В.}$$

Приймаємо  $E_2 = 40$  В.

Необхідну напругу  $U_{3B}$  визначимо з виразу стоко-затворної характеристики  $I_C = f(U_{3B})$ :  
 $I_C = I_{C,max}(1 - |U_{3B}|/|U_{30}|)^2$ .

Звідки напруга затвор-витік  $U_{3B} = U_{30}(1 - \sqrt{I_C/I_{C,max}})$ .

При струмі стоку  $I_C = 5,33$  мА,  $U_{3B} = 1,8[1 - \sqrt{5,33 \cdot 10^{-3}/(12 \cdot 10^{-3})}] = 0,6$  В.

Так як струм затвора  $I_3 \ll I_C$ , то напруга  $U_{3B}$  рівна спаду напруги на резисторі  $R_s$  в колі витоку, тому опір

$$R_s = U_{3B} / I_C = 0,6 / (5,33 \cdot 10^{-3}) = 112,5 \text{ Ом.}$$

Вибираємо найближчий номінал  $R_s = 115$  Ом.

Опір  $R_g$  резистора  $R_g$  визначимо з умови  $R_g I_3 \ll U_{3B}$ , де  $I_3$  – струм затвора. Беручи  $R_g I_3 = 0,01 U_{3B}$ ,  $I_3 = 10^{-8}$  А, отримаємо

$$R_g = 0,01 U_{3B} / I_C = 0,6 \cdot 0,01 / 10^{-8} = 600 \text{ кОм.}$$

Опір  $R_d$  резистора  $R_d$  в колі стоку знайдемо з рівняння струмів і напруг в схемі підсилювача  $E_2 = (R_s + R_d)I_C + U_{CB}$ , тобто

$$R_d \approx [E_2 - (R_{CB} + R_s)I_C] / I_C = \\ = [40 - (5 \cdot 10^3 + 115)5,33 \cdot 10^{-3}] / (5,33 \cdot 10^{-3}) \approx 2,385 \text{ кОм}$$

Вибираємо номінал  $R_d = 2,4$  кОм резистора  $R_d$ .

Ємність конденсатора в колі витоку  $C_s = (10 \dots 20) / (2\pi f R_s)$ . Приймаємо  $C_s = 1$  мФ.

Отже, параметри підсилювача на польовому транзисторі з 3В (рис. 11):

– вхідний опір  $R_{вх} \approx R_g = 600$  кОм;

– вихідний опір  $R_{вих} \approx R_d = 2,4$  кОм;

– коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_u = S R_{CB} R_d / (R_{CB} + R_d) = 11 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2,4 \cdot 10^3 / (5 \cdot 10^3 + 2,4 \cdot 10^3) \approx 17,8,$$

де  $S \approx 11$  мА/В – крутизна стоко-затворної характеристики польового транзистора типу **2N4381** у межах напруги  $U_{3B}$  від 0,4 до 0,8 В.

**Скопіювати** схему підсилювача (рис. 11) зі встановленими параметрами і показами приладів для одного з режимів роботи на сторінку звіту по роботі.

**1.2. Зняти і побудувати** (по точках) сімейство амплітудних характеристик за напругою  $u_C(u_3)$  при частоті  $f = 1$  кГц вхідної напруги  $u_{вх}$ , вхідному опорі  $R_B = 100$  Ом джерела **E1** і при опорах навантаження  $R_n = 1$  МОм і  $R_n = 2,4$  кОм. **Записати** в табл. 2 покази приладів, що працюють в режимі **АС**, при ступінчастій зміні ЕРС джерела сигналу **E1**, спостерігаючи у вікні осцилографа за характером спотворень вихідної напруги  $u_{вих}$  при великих значеннях напруги  $u_{вх}$ .

Таблиця 2.

$R_B$ , Ом	$R_n$	$u_3$ , мВ	0	0,25	0,5	0,75	1,0	1,3	1,6	1,8	2
100	1 МОм	$u_C$ , В									
		$i_C$ , мА									
	2,4 кОм	$u_C$ , В									
		$i_C$ , мА									

Зауважте, що вихідна напруга  $u_C$ , що знімається зі стоку транзистора **VT1**, протифазна напрузі  $u_3$ .

**1.3.** Використовуючи графіки амплітудних характеристик  $u_C(u_3)$ , **визначити** динамічний діапазон  $D$  підсилювача (див. рис. 2, а) і коефіцієнти підсилення за напругою  $K_u$  при опорах  $R_B = 100$  Ом,  $R_n = 1$  МОм і  $R_n = 2,4$  кОм.

**1.4. Побудувати** графіки стоко-затворних характеристик  $i_C(u_3)$  при  $E_2 = 40$  В.

**1.5. Зняти** за допомогою плотера **ХВР1** амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики підсилювача за напругою при  $u_{вх} = 10$  мВ,  $R_B = 100$  Ом,  $R_n = 1$  МОм і  $R_n = 2,4$  кОм, і **визначити** смуги пропускання  $\Delta f$  підсилювача без емітерного НЗЗ і з НЗЗ.



Таблиця 3.

$u_3, \text{В}$	3	4	5	6	7	8	9	10	12
$u_c, \text{В}$									

**Завдання 3 . Зібрати** на робочому полі середовища MS 10 **схему** для дослідження диференціального підсилювача на біполярних транзисторах (рис. 14), **встановити** параметри компонентів схеми і **скопіювати** схему на сторінку звіту.

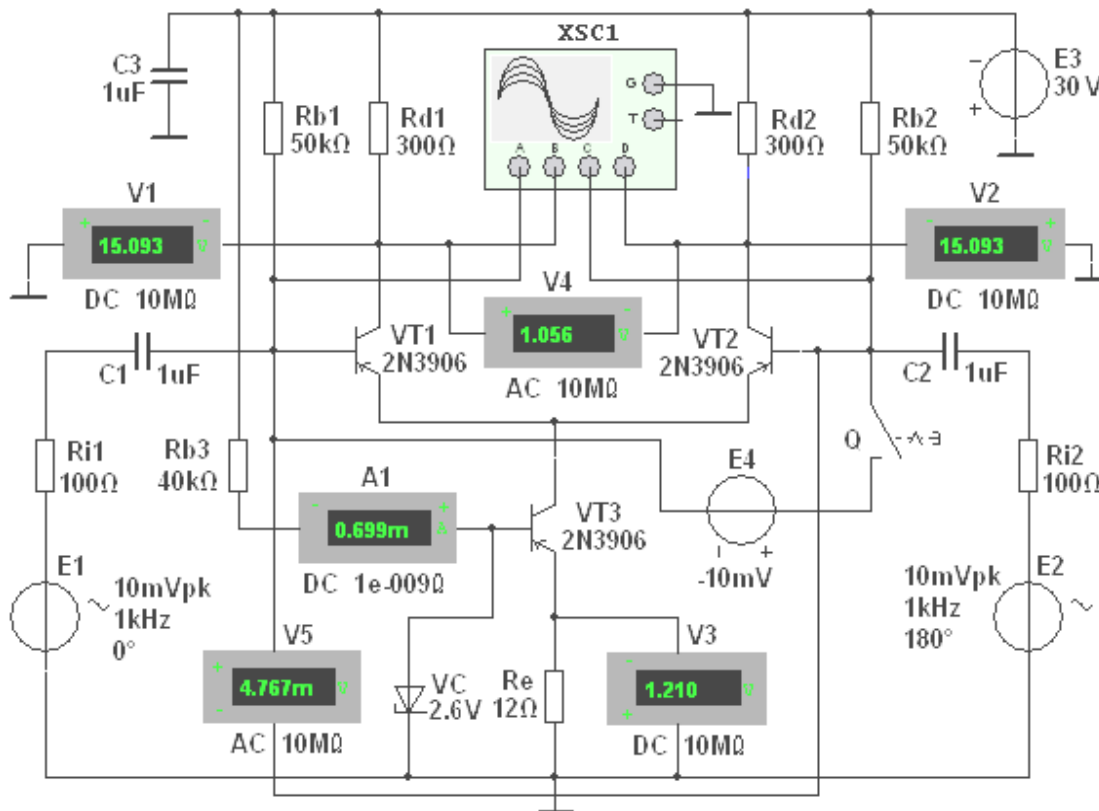


Рис. 14.

**3.1.** У схему (рис. 14) включені:

– два однакових транзистори **VT1** і **VT2**, емітери яких з'єднані між собою, і генератор стабільного струму, зібраний на транзисторі **VT3** за схемою з ЗЕ і напругою  $U_{BE}=U_{cm}$  стабілітрона **VC**, підключені до загальної точки **0**. Як відомо, вихідний опір такого каскаду із сторони колектора змінам струму досить великий (сотні кілоом – мегаоми), у той час як опір каскаду постійному струму малий і тому напруга на ньому невелика;

– резистори **Rb1** і **Rb2** (для задання параметрів статичного режиму);

– джерела **E1** і **E2** вхідного сигналу (з блокувальним конденсатором **C3**), внутрішні опори яких імітуються резисторами **Ri1** і **Ri2**;

– контрольно-вимірювальні прилади.

За допомогою вольтметрів **V1** і **V2**, що підключені до колекторів транзисторів **VT1** і **VT2**, вимірюється постійна напруга на колекторах транзисторів; вихідна напруга  $u_{вих}=u_{d1}-u_{d2}$  вимірюється вольтметром **V4**, що працює в режимі **DC** при подачі між базами транзисторів постійного сигналу (при підключенні джерела **E4** постійної напруги за допомогою ключа **Q**) і в режимі **AC** при подачі змінних сигналів. За допомогою вольметра **V3** і амперметра **A1** контролюється струм спокою (за значеннями напруги на резисторі **Re**) в емітерному колі транзистора **VT3** і базовий струм цього транзистора, а вхідна і вихідна напруги підсилювача – вольтметрами **V4** і **V5**.

**3.2.** Зняти і побудувати амплітудну характеристику диференціального підсилювача при ступінчастій зміні ЕРС  $E_4$ , визначити коефіцієнт підсилення  $K_u$  і динамічний діапазон підсилення (в децибелах).

Режими роботи приладів схеми вказані в табл. 4.

Таблиця 4.

$E_1=0;$ $E_2=0.$ Ключ <b>Q</b> замкнутий	$u_{ex}$ , мВ (ЕРС $E_4$ )	-150	-125	-100	-75	-50	-25	0	25	50	75	100	125	150
	$u_{вих}$ , В (V4 – режим DC)													

**3.3. Зняти і побудувати** амплітудні характеристики  $u_{вих}(u_{ex})$  диференціального підсилювача при симетричному і несиметричному (задавши ЕРС  $E_2=0$ ) входах при частоті  $f=1$  кГц, **визначити** коефіцієнт підсилення  $K_u$  за напругою і **порівняти** його з розрахунковим значенням

$$K_u \approx h_{21E} R_d / [h_{11E}(1 + h_{22E} R_d)],$$

де  $h_{21E}=75$ ,  $h_{22E}=2,6 \cdot 10^{-3}$  См і  $h_{11E}=54$  Ом –  $h$ -параметри транзистора **2N3906**, що визначені за допомогою характерографа **ХВР1**.

Режими роботи приладів схеми вказані в табл. 5.

**Спостерігати** за зміною форми вихідної напруги на екрані осцилографа.

Таблиця 5.

Протифазний вхід: $E_1=-E_2.$ Ключ <b>Q</b> розімкнутий	$E_1= E_2 ,$ В	0	10	25	50	75	100	125	150	175
	$u_{ex}$ , мВ (V5, режим AC)									
	$u_{вих}$ , В (V4, режим AC)									
Несиметричний вхід ( $E_2=0$ ). Ключ <b>Q</b> розімкнутий	$E_1$ , В	0	20	55	100	150	200	250	300	350
	$u_{ex}$ , мВ (V5, режим AC)									
	$u_{вих}$ , В (V4, режим AC)									

Як приклад на рис. 15 представлені осцилограми вхідних і вихідних сигналів схеми (рис. 14), зняті за допомогою чотириканального осцилографа **XSC1**, звідки видно, що амплітуди вихідної напруги складають близько 1,49 В при амплітуді вхідного сигналу 6,7 мВ, коефіцієнт підсилення  $K_u=222$ , близький до значення коефіцієнта  $K_u$ , що розрахований за формулою

$$K_u \approx h_{21E} R_d / [h_{11E}(1 + h_{22E} R_d)] = 75 \cdot 300 / [54(1 + 2,6 \cdot 10^{-3} \cdot 300)] \approx 234.$$

**3.4. Зняти і побудувати** амплітудні характеристики диференційного підсилювача і визначити коефіцієнт підсилення  $K_u$ :

- а) при зміні початкової фази  $\Psi_{E2}$  ЕРС джерела сигналу **E2** при  $E_{m1}=E_{m2}<E_{m3}$  і незмінній фазі ЕРС джерела **E1**, тобто при  $\Psi_{E1}=const$ ;
- б) при зміні опорів резисторів **Rd1**, **Rd2**, **Ri1**, **Ri2** і параметрів транзисторів у статичному режимі.

### ЗМІСТ ЗВІТУ

1. Назва і мета роботи.
2. Перелік приладів, що використані в експериментах, з їх короткими характеристиками.
3. Зображення електричних схем досліджень найпростіших підсилювачів на біполярних і польових транзисторах.
4. Таблиці результатів вимірювань і розрахунків параметрів підсилювальних каскадів.
5. Графіки амплітудних і частотних характеристик найпростіших підсилювачів.
6. Висновки по роботі.

## Лабораторна робота №4 ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ НА ОПЕРАЦІЙНОМУ ПІДСИЛЮВАЧІ МЕТА РОБОТИ

Вивчення принципу роботи операційних підсилювачів (ОП) і дослідження характеристик пристроїв на їх основі: інвертуючого підсилювача, інтегратора, диференціатора і вибіркового підсилювача.

### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ

#### 1. ПРИЗНАЧЕННЯ ТА УМОВНЕ ПОЗНАЧЕННЯ ОП

Операційний підсилювач (ОП) – це малогабаритний (в інтегральному виконанні вітчизняних серій К140, К544, К553, КР1040УД, КР1435 та ін. та імпорتنих серій AD8041, ОР275, LM339 та ін.) багатокаскадний підсилювач постійного струму з безпосередніми зв'язками між каскадами і великим коефіцієнтом підсилення.

Операційні підсилювачі призначені як для підсилення електричних сигналів, так і для здійснення різних операцій над сигналами: додавання, віднімання, інтегрування, логарифмування та ін. Крім цього, операційні підсилювачі часто використовують при конструюванні компараторів, генераторів гармонійних коливань і сигналів різної форми, вибіркового підсилювачів і інших пристроїв. Такі підсилювачі мають симетричний диференціальний високоомний вхід, високий коефіцієнт підсилення, низькоомним (порівняно потужний) вихід і сконструйовані таким чином, що до них можуть бути підключені різні коригувальні кола і кола зворотного зв'язку.

Функціональна схема типового ОП представлена на рис.1, а, а його умовне позначення – на рис.1, б. Вхідний диференціальний каскад ОП, що зазвичай реалізується на польових транзисторах, забезпечує високий вхідний опір. Вихідним каскадом є двотактний підсилювач потужності з низьким вихідним опором (емітерний повторювач, що працює в режимі підсилення  $B$  або  $AB$ ). В даний час ОП проектують за двокаскадною схемою.

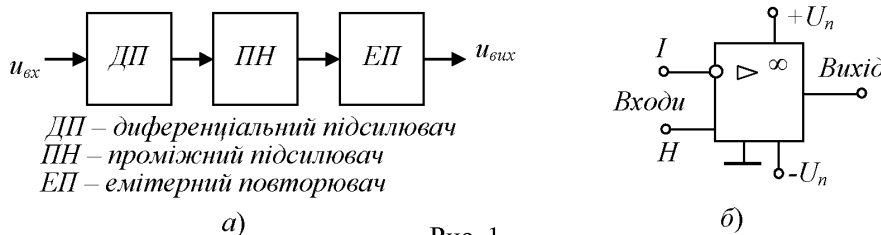


Рис. 1.

Операційний підсилювач має два входи: інвертуючий ( $I$ ) і неінвертуючий ( $H$ ). Їх назва пов'язана з тим, що в першому випадку вихідна напруга знаходиться в протифазі з вхідною, а в другому випадку – у фазі з вхідною напругою. Для живлення ОП зазвичай використовують два різнополярних джерела живлення  $+U_n$  і  $-U_n$  або одне біполярне джерело, а його середню точку з'єднують із загальною шиною (заземлюють), щодо якої вимірюються напруги  $+U_n$  і  $-U_n$ , рівні  $\pm 3$  В... $\pm 15$  В. Для отримання потрібних властивостей до додаткових виводів ОП підключають ланки зворотного зв'язку.

#### 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ ОП

Без зворотних зв'язків ОП не застосовується через його великий коефіцієнт підсилення (для ідеального ОП  $K_u=\infty$ ;  $R_{вх}=\infty$ ;  $R_{вих}=0$  і нескінченна смуга частот сигналу, що підсилюється), внаслідок чого навіть незначна асиметрія плечей вхідного диференціального підсилювача або дуже мала вхідна напруга можуть призвести до насичення ОП (формуванню на виході ОП напруги, близької за рівнем до напруги живлення) і його нездатності обробляти вхідні сигнали.

Підключивши ланку негативного зворотного зв'язку (НЗЗ), що складається з двох резисторів (подільника), наприклад,  $R_{33}\approx 200$  кОм і  $R_1\approx 5$  кОм між виходом і інвертуючим входом і з'єднавши вхід  $H$  із загальною точкою, отримуємо інвертуючий підсилювач (рис. 2,

а) з фіксованим коефіцієнтом підсилення, амплітудна характеристика якого  $u_{вих} = f(u_{вх})$  зображена на рис.2, б, на якій напруга зміщення  $U_{зм} = U_{вих,0}/K_{u,33}$  (при  $u_{вих}=0$ ) є приведений до входу ОП дрейф нуля  $U_{вих,0}$  при  $U_{вх}=0$  від всіх дестабілізуючих факторів.

Схема неінвертуючого підсилювача і його амплітудна характеристика представлені на рис.2, в, г.

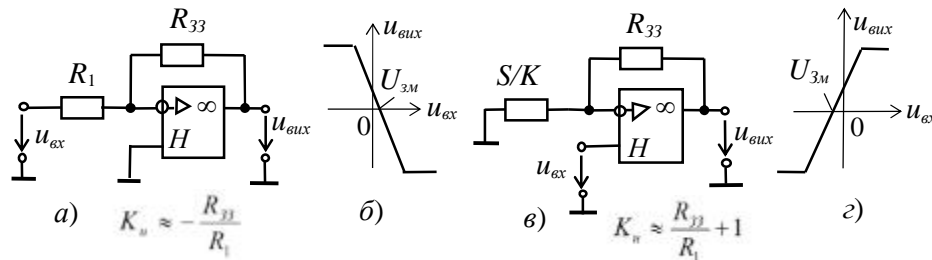


Рис. 2.

Основними параметрами ОП з НЗЗ є:

- коефіцієнт підсилення напруги  $K_{u,33} = \Delta u_{вих} / \Delta u_{вх}$ , де  $\Delta u_{вх}$  – різниця потенціалів між вхідними виводами, і не залежить від коефіцієнта підсилення самого ОП ( $K_u = 10^5 \dots 10^6$ ). Для інвертуючого ОП з НЗЗ  $K_{u,33}$  наближено визначається відношенням опорів резисторів  $R_{33}$  і  $R_1$  ділянки НЗЗ по напрузі, тобто  $K_{u,33} \approx -R_{33}/R_1$ .

Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача (див. рис. 2, в)  $K_{u,33} \approx R_{33}/R_1 + 1$ .

Максимальне значення напруги, при якому нелінійні спотворення досить малі,  $U_{вих,max} = K_u u_{вх} \approx (0,8 \dots 0,9) U_n$ , тобто менші напруги живлення  $U_n$  на 0,5...3 В залежно від рівня  $U_n$ ;

- вхідний опір для різницевого сигналу між входами ОП на низькій частоті  $R_{вх} \approx 10^3 \dots 10^7$  Ом;
- вихідний опір  $R_{вих} < 100$  Ом;
- вхідна напруга зміщення нуля  $U_{зм}$  (одиниці мілівольт) – диференціальна напруга, яку потрібно прикласти між входами ОП, щоб його вихідна напруга при відсутності вхідних сигналів стала рівною нулю;
- частота зрізу  $f_с$ , що відповідає спаду АЧХ ОП на 3 дБ;
- частота одиничного підсилення  $f_1$  (досягає сотень мегагерц), тобто частота, при якій  $K_u = 1$ ;
- швидкість наростання вихідної напруги ( $v \approx 1 \dots 100$  В/мкс) при подачі ступеневої напруги на вхід і короткому замиканні виходу на інвертуючий вхід;
- час встановлення вихідної напруги ( $t_{вст} = 0,05 \dots 2$  мкс) від 0,1 до 0,9 свого сталого значення.

Одним з важливих переваг ОП є придушення (ослаблення) синфазного сигналу  $u_{вх,сф} = (u_{вх1} + u_{вх2})/2$ , відповідного рівним за значенням і однаковим по знаку напругам, прикладеним до обох входів. Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу

$$K_{ос,сф} = 20 \lg(K_{u,ос}/K_{сф}) = 60 \dots 120 \text{ дБ},$$

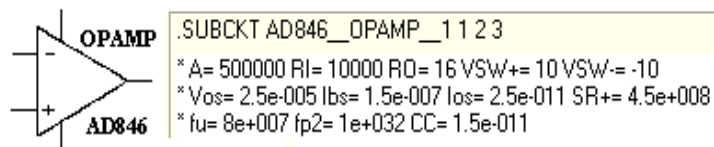
де  $K_{u,ос}$  – коефіцієнт підсилення напруги  $u_{вх,сф}$ , прикладеної між вхідними виводами ОП, тобто різницевої напруги  $\Delta u = u_{вх1} - u_{вх2}$ ;  $K_{сф} = u_{вих,сф}/u_{вх,сф}$  – коефіцієнт підсилення напруги  $u_{вх,сф}$ , прикладеної між загальною шиною і кожним входом ОП. Чим більший  $K_{ос,сф}$ , тим меншу різницю вхідних сигналів зможе розрізнити ОП на тлі великої синфазної напруги.

Формування напруги на виході ОП при відсутності вхідних сигналів (*дрейф нуля*) обумовлене неповною ідентичністю напруг емітерних переходів транзисторів вхідного диференціального підсилювача, зміною температури навколишнього середовища, параметрів джерел живлення, старінням активних елементів схеми і т.п. Введенням зовнішніх кіл корекції (балансування), що підключаються до спеціально передбачених для цієї мети виводів ОП, можна компенсувати похибки, зумовлені дією всіх перерахованих вище дестабілізуючих чинників, що призводять до дрейфу нуля.



### 3. ПАРАМЕТРИ ОП ТИПУ AD846

У бібліотеці MS 10 є лінійні і нелінійні моделі операційних підсилювачів з трьома, п'ятьма і більше виходами для підключення джерел напруги, вхідних і вихідних сигналів, кіл зворотного зв'язку і коригуючих кіл. Для проведення досліджень вибираємо модель широкосмугового операційного підсилювача **AD846** фірми-виробника Analog Devices, параметри якого наведені на рис. 3, і модель **LM741** фірми National Semiconductor Products.



$A$  ( $K_u$ ) = 500000 – коефіцієнт підсилення (без 33) по напрузі;  $R_I$  ( $R_{вх}$ ) = 10 кОм – вхідний опір;  $R_O$  ( $R_{вих}$ ) = 16 Ом – вихідний опір;  $V_{SW}$  ( $U_{вих.макс}$ ) =  $\pm 10$  В – максимальна вихідна напруга, при якій нелінійні спотворення дуже малі;  $V_{os}$  ( $U_{зм}$ ) = 0,25 мкВ – напруга зміщення;  $I_{bs}$  ( $I_{вх}$ ) =  $1,5 \cdot 10^{-7}$  А – вхідний струм;  $I_{os}$  ( $I_{12}$ ) =  $2,5 \cdot 10^{-11}$  А – різниця вхідних струмів, що приводить до зміщення нуля на виході;  $SR$  (+) ( $v$ ) = 0,45 В/нс – швидкість наростання вихідної напруги;  $f_c$  ( $f_1$ ) = 80 МГц – частота одиничного підсилення;  $f_{p2}$  ( $f_2$ ) =  $1 \cdot 10^{32}$  МГц – частота другого полюса передаточної характеристики;  $CC$  ( $C_c$ ) = 0,15 пФ – ємність коригуючого конденсатора.

Рис. 3.

Як впливає з рис. 25.3, для живлення зазначеного типу ОУ потрібно не великий струм, при цьому обидві чують ви сокое значення твору  $K_u \Delta f$  і висока ск про рость наростання вихідної напруги. Тому їх можна рекомендувати до викон ь зованію в якості б стродействующих інтеграторів, цифро-ана ло - го вих перетворювачів, в схемах інших пристроїв, що вимагають небол ь шого напруги сме - щення і невеликого дрейфу цієї напруги, бол ь шого вхідного опору, високої швидкості наростання і широкої смуги пропуск а ня сигналу.

### 4. ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ НА ОСНОВІ ОП

На основі ОП будують функціональні вузли для виконання різних математичних операцій (рис. 4): *повторювач* (а), вихідний сигнал якого практично дорівнює вхідному, *інтегратор* (б), вихідний сигнал якого пропорційний інтегралу за часом від його вхідного сигналу, *диференціатор* (в), вихідний сигнал якого пропорційний похідній від його вхідного сигналу, *вибірковий підсилювач* (г), що підсилює вхідний сигнал у вузькій смузі частот, *суматор* (д), вихідна напруга якого рівна інвертованій сумі вхідних напруг та ін.

Параметри компонентів схеми визначають з умови отримання допустимої точності виконання операцій. Наприклад, для зменшення похибки інтегрування і впливу вхідного струму і напруги зсуву, паралельно до конденсатора  $C$  інтегратора (див. рис. 4, б) підключають резистор, опір якого значно більший за опір  $R_1$ .

З тією ж метою в диференціаторі послідовно з конденсатором  $C$  (див. рис. 4, в) включають резистор. Крім того, при моделюванні процесів інтегрування і диференціювання вхідних сигналів (імпульсів), виходячи з властивостей ОП і швидкості зміни вхідних імпульсів, визначають допустиму максимальну тривалість вхідного сигналу для інтегратора і мінімальну для диференціатора.

Діапазон інтегрування реального інтегратора обмежений знизу частотою сигналу  $\omega_{zn}=1/RC(K_u+1)$ , а зверху частотою  $\omega_{ze}=(K_u+1)/\tau_{оп}$ , де  $\tau_{оп}$  – стала часу ОП, а допустимий максимальний час інтегрування  $t_{i,max} \ll \tau = RC$ . При цьому в інтеграторі повинні бути введені зовнішні кола примусового його занулення, так як вихідна напруга інтегратора рівна

$$u_{вих} = U_{ex.0} + \frac{1}{C_{33}} \int_0^t i_c dt = U_{ex.0} - \frac{1}{C_{33}} \int_0^{t_u} \frac{u_{ex}}{R_1} dt ,$$

де  $U_{ex.0}$  – значення напруги на затискачах конденсатора в момент початку нової хвилі інтегрування періодичного сигналу.

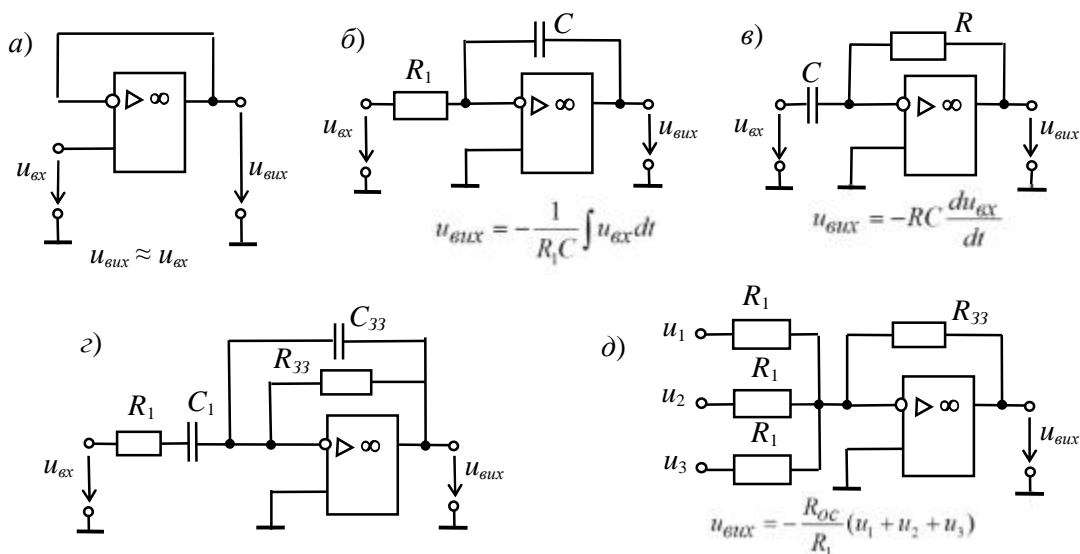


Рис. 4.

На практиці при інтегруванні вибирають сталу часу кола зворотного зв'язку  $\tau=RC$ , принаймні, в 10...100 разів більшу тривалості вхідного сигналу, а при диференціюванні її вибирають в 10... 100 разів меншою тривалості наростання фронту вхідного сигналу і, тим більше, істотно меншою його тривалості.

### НАВЧАЛЬНІ ЗАВДАННЯ І МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЇХ ВИКОНАННЯ

**Завдання 1.** Запустити середовище MS 10. Зібрати на робочому полі середовища MS 10 схему для дослідження інвертуючого підсилювача на ОП (рис. 5), ознайомитися з методикою розрахунку параметрів елементів схеми і встановити їх в діалогових вікнах компонентів. Скопіювати схему (рис. 5) на сторінку звіту.

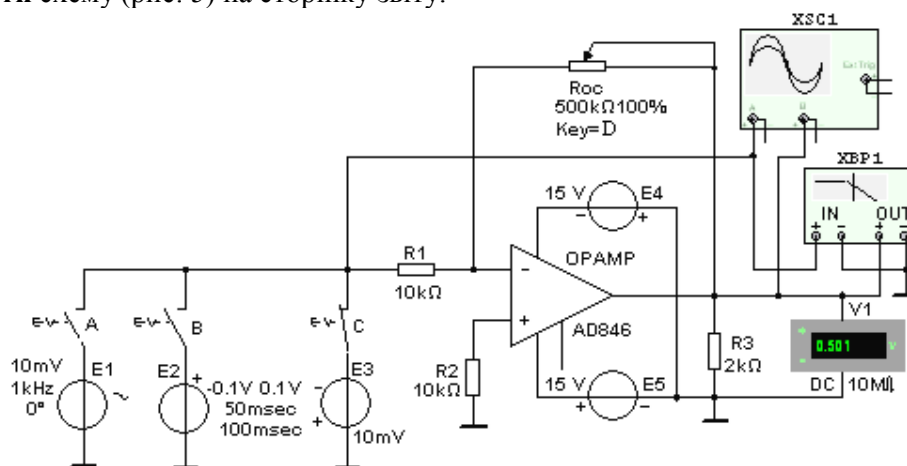


Рис. 5.

1.1. Інвертуючий підсилювач (рис. 5) зібраний на ОП типу **AD846**, параметри якого наведені на рис.3.

Вхідна напруга від джерел постійної напруги **E1**, прямокутних імпульсів **E2**, синусоїдальної напруги **E3**, за допомогою вимикачів (ключів) **A**, **B** і **C** подається на інвертуючий вхід ОП через резистор **R1**, опір  $R_1=10$  кОм якого, в основному, визначає

значення вхідного опору підсилювача, тобто  $R_{ex} \approx R_1 = 10$  кОм. За допомогою потенціометра **R33** з опором  $R_{33} = 500$  кОм забезпечується негативний паралельний обернений зв'язок за напругою.

При  $R_{33} = 500$  кОм коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_u \approx -R_{33} / R_1 = -500 / 10 = -50.$$

Для усунення відмінності опорів на входах ОП і ослаблення синфазного сигналу в коло неінвертуючого входу включений резистор **R2** з опором  $R_2 = 10$  кОм.

При великому коефіцієнті ОП  $K_u = 500$  000 вихідний опір змодельованої схеми близько до нуля, тобто

$$R_{вих.33} = R_{вих} (1 + R_{33} / R_1) / K_u = 16 \cdot (1 + 5 \cdot 10^5 / 10^4) / 5 \cdot 10^5 \approx 16 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.}$$

Оскільки опір навантаження для ОП, як правило, має бути не менше 2 кОм, вибираємо резистор **R3** з опором  $R_3 = 2$  кОм.

1.2. **Зняти і побудувати** амплітудну характеристику ОП  $u_{вих} = f(u_{вх})$ , **визначити** по ній напругу зміщення  $U_{зм}$ , динамічний діапазон і коефіцієнт підсилення  $K_{u.33} = \Delta u_{вих} / \Delta u_{вх}$ , **порівняти** їх з розрахунковими значеннями. З цією метою **замкнути** ключ **C** і, стрибкоподібно (з інтервалом в 50 мВ) змінюючи ЕРС  $E_2 = U_{вх}$  джерела постійної напруги **E3** в межах  $-300$  мВ ... 0 ... 300 мВ, **заносити** покази приладу **V1** у створену таблицю.

1.3. За допомогою осцилограм при вхідній ступінчастій напрузі **визначити** швидкість наростання  $v$  вихідної напруги (при її переході через нульове значення) і час встановлення  $t_{вст}$ . З цією метою **розімкнути** ключ **C** і **замкнути** ключ **B**, підключивши, тим самим, до інвертуючого входу джерело прямокутних імпульсів **E2** з амплітудою  $E_m = \pm 0,1$  В, тривалістю імпульсів  $t_u = 25$  мкс і періодом  $T = 100$  мкс їх повторення.

**Встановити:**

– у закладці вікна меню **Simulate/Analyses/Transient Analysis/Maximum time step settings** ( $t_{max} = 1e-009$  sec) крок моделювання  $t_{max} = 1$  нс;

– параметри джерела **E2** і режим роботи осцилографа **XSC1**.

Скориставшись візирними лініями і осцилограмами напруг, **провести вимірювання** вихідної напруги  $\Delta u_{вих}$  при двох значеннях часу її наростання.

Як приклад на рис. 6, а наведені осцилограми напруг при  $t_u = 50$  мкс, за допомогою яких знайдена швидкість наростання вихідної напруги  $v = \Delta u_{вих} / \Delta t \approx 2 / 1 \cdot 10^{-6} = 2$  В/мкс і час встановлення  $t_{вст} = t_{0,9u} - t_{0,1u} \approx 8$  мкс, рівний відрізка часу, протягом якого вихідна напруга наростає від 0,1 до 0,9 встановленого значення  $U_{вих.вст} \approx 9,97$  В.

1.4. За допомогою осцилографа **XSC1** **визначити** коефіцієнт підсилення  $K_{u.33}$  ОП за змінною напругою, а за допомогою плотера **XBP1** **отримати** його АЧХ за напругою. Скориставшись візирною лінією, **визначити** коефіцієнт підсилення  $K_{u.33}$  на середній частоті, частоту зрізу  $f_s$ , на якій коефіцієнт  $K_u$  знизився до 0,707 свого значення, і одиничну частоту  $f_1$ , на якій  $K_u = 1$ .

Для цього:

– **встановити** в закладці вікна меню **Simulate/Analyses/Transient Analysis/Maximum time step settings** ( $t_{max} = 1e-005$  sec) крок моделювання (за визначенням)  $t_{max} = 10$  мкс;

– **розімкнути** ключ **B** і **замкнути** ключ **A**;

– **встановити** в діалоговому вікні генератора **E1** ЕРС  $E_1 = 5$  мВ і її частоту  $f = 1$  кГц, а в діалоговому вікні плотера **XBP1** – верхню частоту  $f = 100$  МГц моделювання АЧХ за напругою ОП і **запустити** програму MS 10;

– **скопювати** графік АЧХ підсилювача на сторінку звіту по роботі.

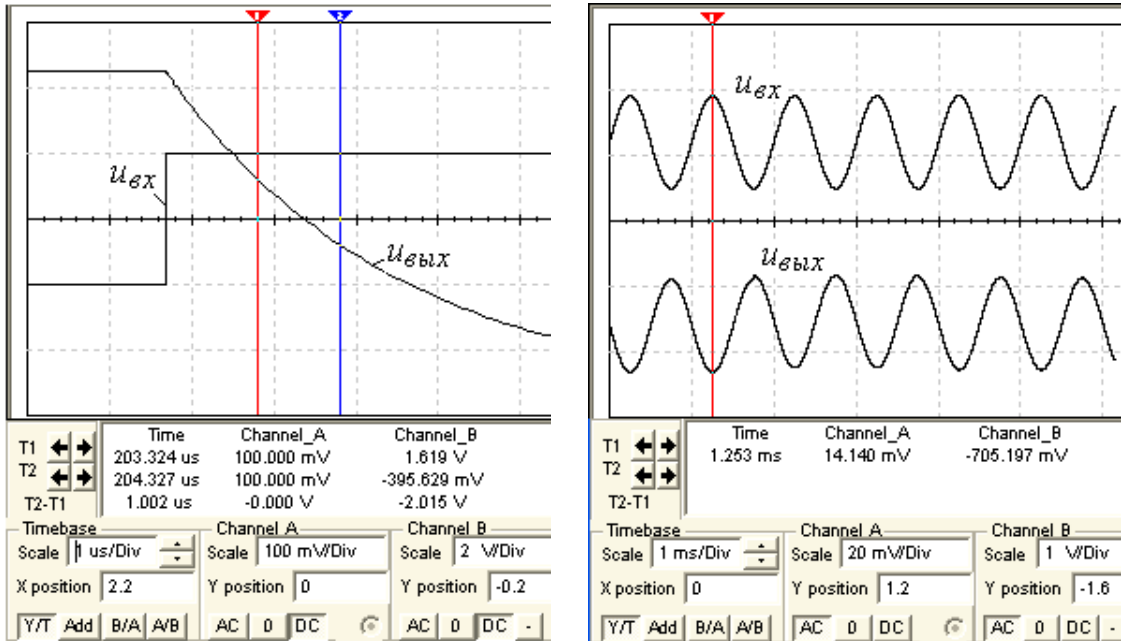
Як приклад на рис. 6, б наведені осцилограми вхідної і вихідної напруг ОП при  $E_1 = 10$  мВ, а нижче – значення амплітуд напруги, за допомогою яких обчислений коефіцієнт підсилення синусоїдальної напруги

$$K_{u.33} \approx -U_{m.вих} / U_{m.вх} = -705,2 \cdot 10^{-3} / 14,14 \cdot 10^{-3} \approx -50.$$

З аналізу отриманих АЧХ ОП (рис. 7) випливає, що верхня границя смуги пропускання на рівні  $K_u / \sqrt{2} = 50 / 1,414 \approx 36$  дорівнює  $f_s \approx 504$  кГц (рис. 7, а), а частота  $f_1 \approx 26$  МГц (рис. 7, б).

Вигляд характеристик відображає АЧХ підсилювача постійного струму, яка не має різкого спаду в області високих частот, а верхня гранична частота має досить велике значення (десятьки-сотні мегагерц).

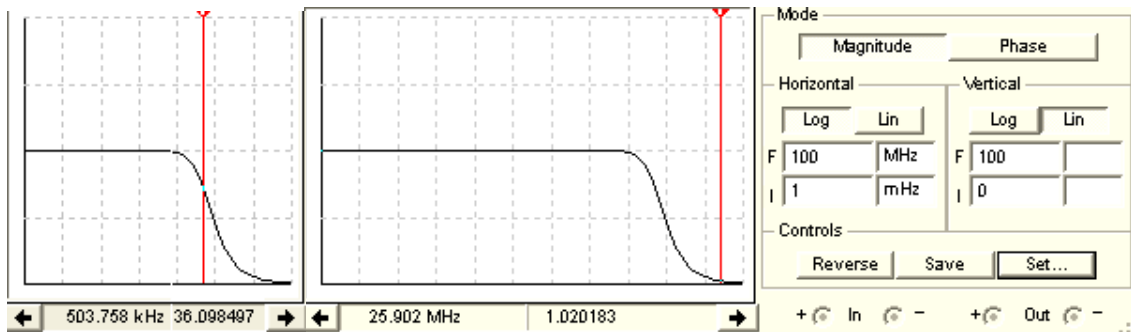
1.5. (Виконується факультативно). За допомогою схеми (див. рис. 5, ключ А замкнутий) дослідити вплив напруг джерел живлення  $E_4$  і  $E_5$ , опору резистора  $R_{33}$ , опору  $R_3$  навантаження на коефіцієнт підсилення напруги і частотні властивості неінвертуючого підсилювача.



а)

Рис. 6.

б)



а)

Рис. 7.

б)

**Завдання 2.** Зібрати на робочому полі середовища MS 10 схему (рис. 8) для дослідження інтегратора (код 110 стану ключів А, В і С: цифра 1 – ключ замкнутий, цифра 0 – ключ розімкнути), диференціатора (код ключів 001) та вибіркового підсилювача (код ключів 011) на ОП типу LM741 ( $K_{и} = 2 \cdot 10^5$ ) і задати в діалогових вікнах параметри елементів схеми.

Скопіювати схему (рис. 8) на сторінку звіту.

2.1. На вхід інтегратора (див. рис. 8, код 110) подати періодичний сигнал  $u_{вх}$  прямокутної форми з амплітудою  $U = 20$  мВ і тривалістю імпульсу  $t_{и} = 0,01 T = 0,1$  мс, де період  $T = 1/f = 1/100 = 0,01$  с, який формується функціональним генератором XFG1 після установки в його діалоговому вікні (див. рис. 9, справа) амплітуди (Amplitude)  $U_{вх} = 10$  мВ, частоти (Frequency)  $f = 1200$  Гц, тривалості (Duty Cycle) позитивної півхвилі меандру в межах періоду  $T$ , що дорівнює 1%, і зміщення (Offset) 10 мВ сигналу по вертикалі від нульового рівня.

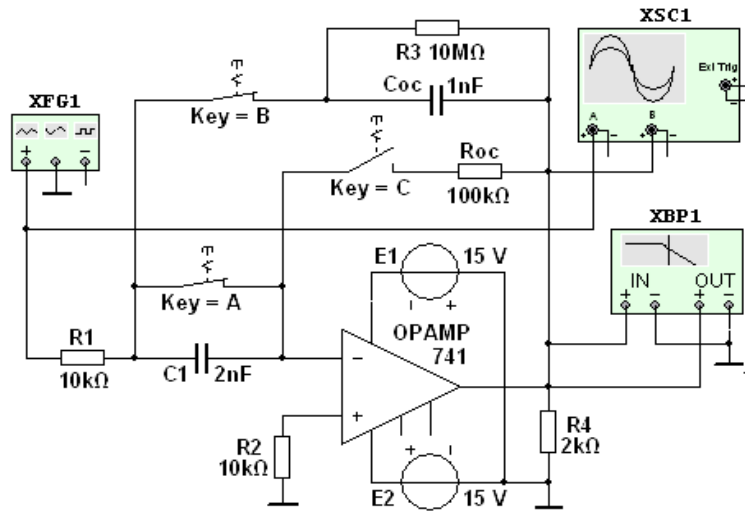


Рис. 8.

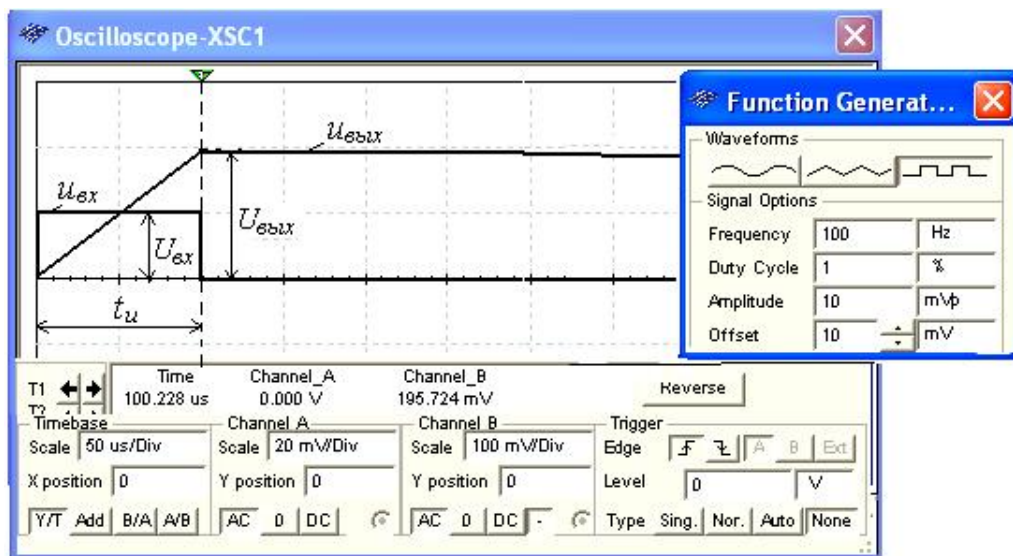


Рис. 9.

**Вибрати** режим роботи (коефіцієнти підсилення вхідного і вихідного каналів і необхідну тривалість розгортки в часі) в діалоговому вікні осцилографа **XSC1** і **виміряти** при  $t=t_u$  рівень практично лінійно наростаючого сигналу  $u_{\text{вих}}$  на виході інтегратора (див. рис. 9).

**Порівняти** отримане значення напруги  $U_{\text{вих}}$  зі значенням  $U_{\text{вих}}$  для ідеального інтегратора, рівного

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} t_u / (R_1 C_{33}) = -10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-4} / (10^4 \cdot 10^{-9}) = -0,2 \text{ В.}$$

**Скопіювати** (замалювати) осцилограми вхідного і вихідного сигналів (див. рис. 9) на сторінку звіту.

**Примітка.** Для наочності на рис. 9 фаза вихідного сигналу  $u_{\text{вих}}$  за допомогою кнопки осцилографа, що розташована в нижньому рядку установки режимів його роботи, змінена на  $180^\circ$ .

2.2. **Встановити** параметри функціонального генератора **XFG1** (див. рис. 10, справа), опори резисторів:  $R_1 = 5 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 100 \text{ кОм}$ , ємність конденсатора  $C_1 = 2 \text{ нФ}$  і **подати** на вхід диференціатора (див. рис. 8, код 001) сформований генератором симетричний трикутний сигнал з амплітудою  $U = 0,5 \text{ В}$  і періодом  $T = 5 \text{ мс}$ . **Виміряти** за допомогою осцилографа амплітуду вихідного сигналу  $u_{\text{вих}}$  практична прямокутної форми (рис. 10) і порівняти її значення з розрахунковим значенням для ідеального диференціатора за часом

$$U_{\text{вих}} = -R_{33} C_1 U_{\text{вх}} / t_u = -10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-9} \cdot 1 / 25 \cdot 10^{-4} = -80 \text{ мВ.}$$

**Скопіювати** (замалювати) осцилограми вхідного і вихідного сигналів (див. рис. 10) на сторінку звіту.

2.3. **Встановити** в діалоговому вікні функціонального генератора **XFG1** (див. рис. 10, справа) амплітуду напруги 10 мВ і режим роботи – «синусоїдальна напруга»; опори резисторів  $R_1=10$  кОм і  $R_{33}=500$  кОм, ємність конденсаторів  $C_1=C_{33}=1$  нФ і **подати** на вхід вибіркового RC-підсилювача з інтегродиференціюючим зворотним зв'язком (див. рис. 8, код 001) сформований генератором синусоїдальний сигнал. У діалоговому вікні плотера **XBP1** (рис. 11, праворуч) **задати** границі верхньої та нижньої частот моделювання АЧХ підсилювача:  $f_6=20$  кГц,  $f_H=200$  Гц, межі рівнів коефіцієнта підсилення (30 і 0), логарифмічну шкалу для частот і лінійну для АЧХ.

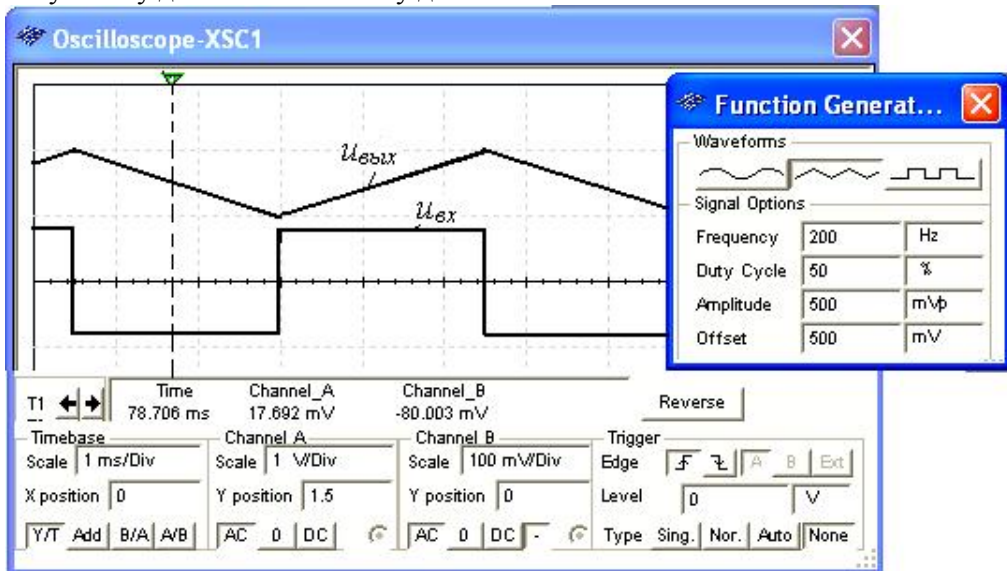


Рис. 10.

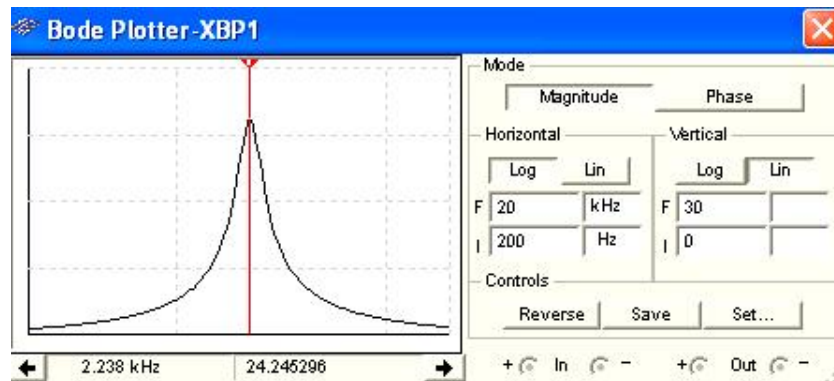


Рис. 11.

**Виміряти** за допомогою візирної лінії у вікні плотера максимальний коефіцієнт підсилення на квазірезонансній частоті

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_1 R_{33} C_1 C_{33}}) = 1/(2 \cdot 3,14 \sqrt{10^4 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-9}}) = 2281 \text{ Гц.}$$

Розрахункове значення

$$K_{u,max} = R_{33} C_1 / [R_1 (C_1 + C_{33})] = 5 \cdot 10^5 \cdot 10^{-9} / [10^4 \cdot (10^{-9} + 10^{-9})] = 25.$$

**Визначити** смугу пропускання вибіркового підсилювача на рівні  $0,707 K_{u,max}$ .

**Скопіювати** графік АЧХ вибіркового підсилювача (див. рис. 11) на сторінку звіту.

## ЗМІСТ ЗВІТУ

1. Назва і мета роботи.
2. Перелік приладів, використаних в експериментах, з їх короткими характеристиками.

3. Зображення електричних схем досліджень неінвертуючого підсилювача на ОП, і узагальненої схеми дослідження інтегратора, диференціатора та вибіркового підсилювача на ОП.

4. Осцилограми вхідних і вихідних сигналів і графіки амплітудних і частотних характеристик пристроїв на ОП.

5. Висновки по роботі.

## Лабораторна робота №5

### ГЕНЕРАТОРИ НЕГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ. МУЛЬТИВІБРАТОРИ

#### МЕТА РОБОТИ

Вивчення принципів роботи і дослідження характеристик мультівібраторів (генераторів напруги несинусоїдальної форми).

#### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ

*Мультівібратор* – релаксаційний генератор, який представляє собою двоелементний підсилювач з ємнісним зв'язком, вихід якого з'єднаний з входом, формуючи, тим самим, замкнуте коло позитивного зворотного зв'язку. Розрізняють два види мультівібраторів: *автоколивальні*, що не володіють станами стійкої рівноваги, і *чекаючі* (одновібратори), що володіють одним станом стійкої рівноваги, при виході з якого спочатку переходять в інший квазістійкий стан, а потім мимовільно повертаються в початковий стан.

#### 1. АВТОКОЛИВАЛЬНІ МУЛЬТИВІБРАТОРИ

Коливальний процес в *автоколивальному мультівібраторі* відбувається внаслідок почергового накопичення енергії у відповідних конденсаторах від джерела енергії і в подальшій їх розрядці через кола транзисторів.

В найпростішому *симетричному* транзисторному мультівібраторі, зібраному із подібних елементів: транзисторів  $VT1$  і  $VT2$ , резисторів із опорами  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ ;  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$  і конденсаторів з ємностями  $C_1 = C_2 = C$ ;  $R_K \ll R_B$  (рис. 1, а), транзистори працюють в ключовому режимі, причому якщо один з них відкритий, то в цей час інший замкнений і навпаки.

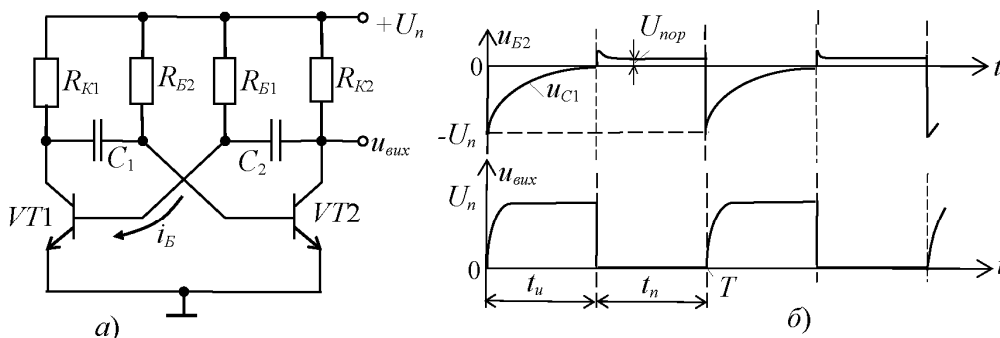


Рис. 1.

Мультівібратор має два стани квазірівноваги; нехай в одному їх них транзистор  $VT1$  відкритий (знаходиться в стані насичення), а транзистор  $VT2$  замкнений (знаходиться в стані відсічки). Однак, це стан квазірівноваги нестійкий, так як негативний потенціал на базі закритого транзистора  $VT2$  по мірі розрядки конденсатора  $C_1$  через резистор  $R_{B2}$  прямує до позитивного потенціалу джерела живлення  $U_n$ . Відзначимо, що зарядка конденсатора  $C_2$  через опір  $R_{K2}$ , розрядженого до моменту відкриття транзистора  $VT1$ , йде швидше, ніж розрядка конденсатора  $C_1$  через опір  $R_{B2}$ , а відкритий стан транзистора  $VT1$  підтримується постійним струмом  $i_{Bn}$ . У момент, коли потенціал бази транзистора  $VT2$  стане близьким до нуля, стан квазірівноваги порушиться, закритий транзистор  $VT2$  відмикається, відкритий  $VT1$  замикається і мультівібратор переходить в новий стан квазірівноваги. На виході формуються майже прямокутні імпульси  $u_{вих}$  при прогальності  $N = T/t_u \approx 2$  (рис. 1, б).

Амплітуда генеруючих імпульсів приблизно дорівнює напрузі живлення  $U_n$ , а період коливаний симетричного мультівібратора

$$T = 2R_B C \ln 2 \approx 1,4R_B C.$$

У *несиметричному* мультівібраторі (при нерівності параметрів резистивних і ємнісних елементів схеми) тривалості імпульсу  $t_i$  і паузи  $t_n$  неоднакові внаслідок різної тривалості замкнених станів транзисторів  $VT1$  і  $VT2$ .

Мультівібратор можна зібрати на операційному підсилювачі. У ОП завдяки найбільшому коефіцієнту підсилення ( $K_u = 10^5 - 10^6$ ) вихідна напруга пропорційна вхідній тільки при дуже



малих вхідних сигналах (одиниці мілі- і мікрвольт). Як зазначалося, при великих вхідних сигналах напруга  $u_{вих}$  може мати два значення  $U_{вих}^+$  і  $U_{вих}^-$  (рис. 2, а).

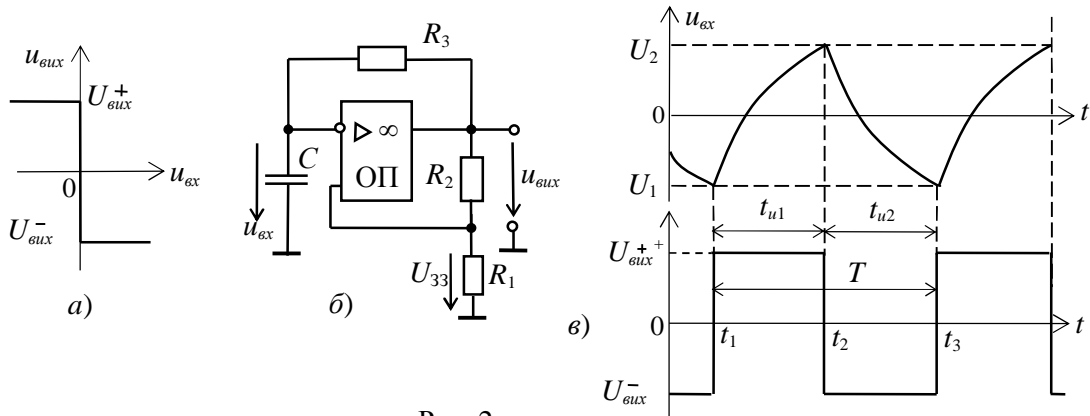


Рис. 2.

Вхідні напруги  $u_{вх}$ , при яких різниця  $u_{вх} - u_{зз} = 0$ ,

$$U_1 = U_{вих}^- \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \beta U_{вих}^-; \quad U_2 = U_{вих}^+ \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \beta U_{вих}^+,$$

де  $u_{зз}$  – напруга зворотного зв'язку;  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  – коефіцієнт зворотного зв'язку (рис. 27.2, б, в).

У схемі автоколивального мультивібратора (рис. 2, б) виникає режим самозбудження за рахунок другого зворотного зв'язку через  $R_3C$ -ланку.

Припустимо, що в момент  $t_1$  (рис. 2, в) напруга  $u_{вих}$  змінилась стрибком з  $U_{вих}^-$  до  $U_{вих}^+$ . Конденсатор  $C$  починає перезаряджатися струмом, що протікає через резистор  $R_3$  під дією  $U_{вих}^+$ , причому напруга на конденсаторі  $u_C$  змінюється за експоненціальним законом, прямуючи до  $U_{вих}^+$ . Напруга  $u_C$  є вхідною напругою  $u_{вх}$  інвертуючого підсилювача, і коли в момент  $t_2$  вона досягне значення  $U_2$ , вихідна напруга ОП стрибком зміниться з  $U_{вих}^+$  на  $U_{вих}^-$ . Конденсатор починає перезаряджатися, прямуючи до  $U_{вих}^-$ , але, досягши значення  $U_1$  до моменту  $t_3$ , вона змушує ОП інвертувати вихідну напругу на  $U_{вих}^+$ . Далі процес буде повторюватися.

Генератори, що базуються на розглянутому принципі, називають *релаксаційними*. Період коливань такого мультивібратора

$$T = 2R_3C \ln(1 + 2R_1 / R_2),$$

Причому  $t_{u1} = t_{u2}$ . Такий вид коливань називають *меандром*.

## 2. ГЕНЕРАТОР ІМПУЛЬСІВ ТРИКУТНОЇ ФОРМИ

У схемі (рис. 3, а)  $RC$ -генератора трикутних імпульсів вхідною напругою  $u_{вх}$  тригера, виконаного на ОП1, служить напруга  $u_{вих2}$ , що утворюється на інверторі-інтеграторі, зібраному на ОП2.

Пояснимо роботу інтегратора. Струм  $i_C$ , що проходить через конденсатор  $C$ , дорівнює  $i_C = -C \frac{du_{вих2}}{dt}$ , де  $u_C = u_{вих2}$ , так як потенціал точки  $A$  (рис. 3, а) близький до нуля. Струм зв'язку між операційними підсилювачами ОП1 і ОП2  $i_C = u_{вих1} / R$ . Проінтегрувавши від 0 до  $t$  і розділивши на  $-C$  обидві частини рівності  $-C \frac{du_{вих2}}{dt} \approx \frac{u_{вих1}}{R}$ , отримаємо

$$u_{вих2} - u_{вих0} \approx -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вих} dt,$$

де  $u_{вих0}$  – напруга на генераторі при  $t=0$ .

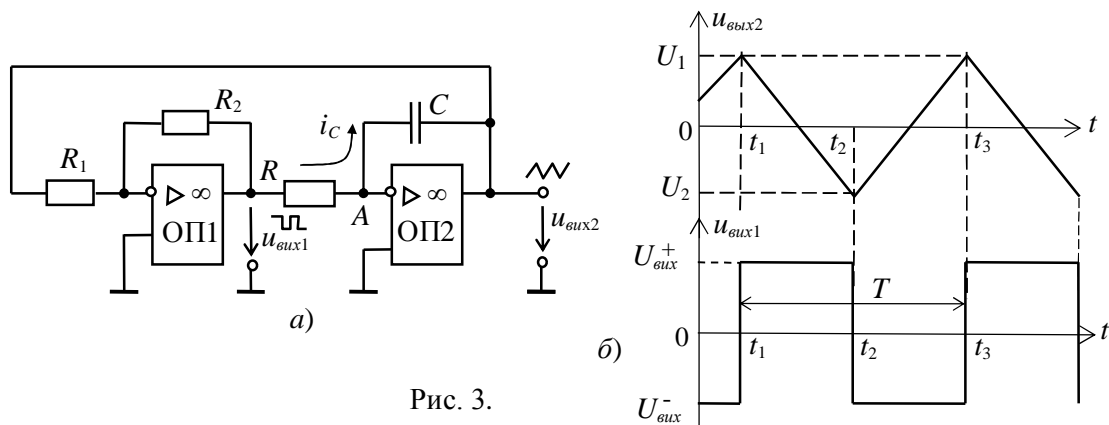


Рис. 3.

Нехай в момент часу  $t_1$  (рис. 3, б) з тригера на вхід ОП2 подано напругу  $U_{\text{вих}}^+$ . Так як  $U_{\text{вих}}^+ = \text{const}$  (а інтеграл від постійного значення пропорційний часу  $t$ ), то напруга  $u_{\text{вих}2}$  змінюється по прямій лінії до тих пір, поки в момент  $t_2$  вона не досягне значення  $U_2$ , при якій тригер переключиться, і на вхід інтегратора буде подана напруга  $U_{\text{вих}}^-$ . З моменту  $t_2$  конденсатор почне заряджатися і напруга на ньому буде лінійно зростати до моменту  $t_3$ , після чого процеси повторюються.

Амплітуда трикутної напруги визначається напругою переключення тригера і дорівнює  $|U_{\text{вих}1}| \cdot R_1 / R_2$ . Період коливальних процесів  $T = 4RCR_1 / R_2$ .

### 3. ЧЕКАЮЧИЙ МУЛЬТИВІБРАТОР

Чекаючий мультивібратор (одновібратор) має один стан стійкої рівноваги і другий стан нестійкої рівноваги, що називається станом *квазірівноваги*. Під дією зовнішнього пускового імпульсу генератор виходить зі стану стійкої рівноваги, але, завдяки внутрішнім процесам перерозподілу енергії, самовільно повертається в стійкий стан.

Чекаючий мультивібратор можна отримати з мультивібратора, призупинивши його роботу. Так, якщо в схемі (рис. 2, б) зашунтувати конденсатор  $C$  діодом  $VD$  (рис. 4), то конденсатор, розрядившись від рівня  $U_1$  до  $u_C=0$  (див. рис. 2, в), перестане перезаряджатися під дією напруги  $U_{\text{вих}}^+$ , так як струм від резистора  $R_3$  пройде через відкритий діод, а значить напруга на конденсаторі не досягне значення  $U_2$ , і автоколивання зірвуться. Генератор може бути запущений, якщо на неінвертуючий вхід ОП подати імпульс запуску  $u_{\text{зан}}$ , що еквівалентний напрузі  $u_{\text{вх}}$  на інвертуючому вході.

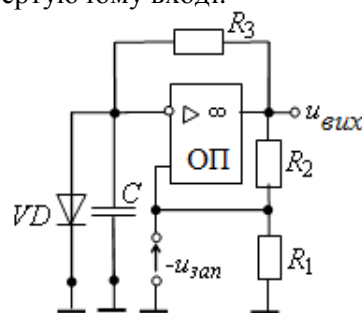


Рис. 4.

Пусковий імпульс повинен мати визначену полярність, а також відповідні амплітуду і тривалість для того, щоб привідкрити замкнений підсилювальний елемент в одному з плечей мультивібратора і задати умови лавинopodobного процесу його переходу в квазістійкий стан. Після перекидання, під час формування імпульсу, мультивібратор знаходиться в нестійкому стані, з якого самостійно і теж лавинopodobно повертається в стійкий стан, а потім виводиться з нього наступним пусковим імпульсом.

#### 4. ГЕНЕРАТОР ПИЛКОПОДІБНОЇ НАПРУГИ

Прямолінійна наростаюча напруга виходить на конденсаторі, якщо його заряджати постійним (за величиною) струмом  $i_C = const$ , що не залежить від напруги  $u_C$  на ньому, і запобігти впливу на цей струм опору навантаження.

Тоді, інтегруючи за часом вираз  $i_C = C du_C / dt = const$  (розділяючи змінні), отримаємо:

$$\int du_C = \frac{i_C}{C} \int dt \text{ або } u_C = \frac{i_C}{C} t.$$

Умова  $i_C = I_C = const$  в схемі (рис 5, а) з операційним підсилювачем ОП забезпечується постійною напругою  $u_{ex}$ . Поки вхідний транзистор VT замкнений, протягом часу  $t_n$  (рис. 5, б) відбувається зарядка конденсатора C і вихідна його напруга  $u_C$  наростає по прямій. При подачі імпульсу  $u_p$  транзистор VT насичується, конденсатор швидко (за час  $t_p$ ) розряджається через малий (у кілька Ом) опір відкритого транзистора VT, після чого процес зарядки конденсатора повторюється, а напруга  $u_{вих}$  набуває пилкоподібну форму (див. рис. 5, б).

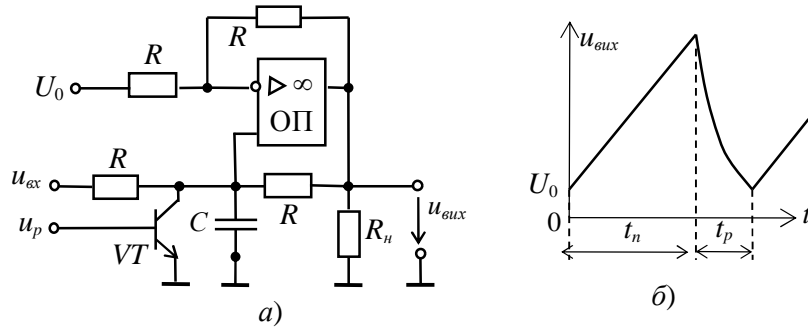


Рис. 5.

Тривалість  $t_n$  наростання напруги визначається значеннями ємності C і струму зарядки, що залежить, у свою чергу, від напруги  $u_{ex}$  і опорів резисторів R схеми. Змінюючи значення напруги  $U_0$ , поданої на інший вхід ОП, можна «зміщувати пилку» по вертикалі. Пилкоподібна форма  $u_{вих}$  зберігається до тих пір, поки вона розташовується всередині граничних значень вихідної напруги  $U_{вих}^{\pm}$  ОП (див. рис. 2, а).

При однакових опорах R схеми вихідна напруга

$$u_{вих} = \frac{2}{RC} \int u_{ex} dt - U_0.$$

#### НАВЧАЛЬНІ ЗАВДАННЯ І МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЇХ ВИКОНАННЯ

**Завдання 1.** Запустити середовище MS 10. Зібрати на робочому полі середовища MS 10 схему для дослідження а автоколивального і чекаючого мультивібраторів на ОП (рис. 6) і встановити в діалогових вікнах компонентів їх параметри або режими роботи. Скопіювати схему (рис. 6) на сторінку звіту.

Схема (рис. 6) зібрана на ОП типу SN741 з двома вітками зворотного зв'язку і забезпечує роботу мультивібратора як в режимі автоколивань (ключі А і В розімкнуті), при якому на виході безперервно формуються імпульси, близькі до прямокутної форми, так і в режимі очікування (ключі А і В замкнуті), вихідний імпульс якого формується тільки після подачі на неінвертований вхід ОП так званого пускового імпульсу  $t_{зан}$ , який формується за допомогою генератора Е1 (в якому можна задати полярність, ширину і період повторення прямокутного імпульсу), конденсатора С1 і діода VD.

Діоди VD1 і VD2, що включені послідовно з резисторами R1 і R2 в коло НЗЗ, забезпечують по чергове проходження струмів зарядки і розрядки конденсатора C при напругах на виході  $U_{вих}^+$  і  $U_{вих}^-$ .

**Завдання 2.** Провести дослідження симетричного мультивібратора (різімкнувши ключі А і В і встановивши опори  $R_1=R_2=40$  кОм резисторів R1, R2 і ємність  $C=50$  нФ конденсатора

С). У вікні осцилографа XSC2 за допомогою візирних ліній **виміряти** параметри вихідної напруги:  $U_{вих}^+$ ,  $U_{вих}^-$ ,  $t_1$ ,  $t_2$ , період  $T$  і частоту  $f$  коливань напруги на виході і **порівняти** вимірні часові параметри з розрахунковими величинами. Опорами діодів VD1 і VD2 у відкритому стані і впливом опору навантаження R4 знехтувати.

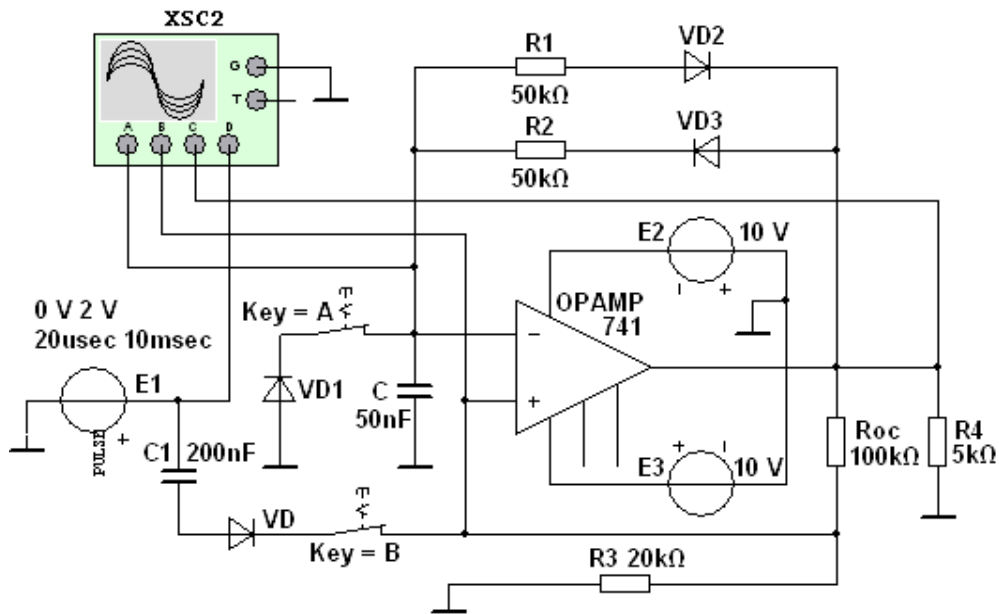


Рис. 6.

**Скопіювати** вікно осцилографа XSC2 з осцилограмами напруг симетричного мультивібратора на сторінку звіту.

При виборі параметрів мультивібратора керуються наступним становищем: напруга  $u_C$  по мірі зарядки і розрядки конденсатора  $C$  на інвертую чому вході повинна перевищувати напругу ПЗЗ на неінвертуючому вході  $|u_{вх.н}| = U_{вих}^- \beta$  або  $|u_{вх.н}| = U_{вих}^+ \beta$  ( $\beta = R_3 / (R_3 + R_{33})$  – коефіцієнт ПЗЗ), яка залишається незмінною протягом півперіоду вихідної напруги  $u_{вих}$  (рис. 7). При рівності  $u_C = |u_{вх.н}|$  напруга на виході  $u_{вих}$  стрибкоподібно змінює знак.

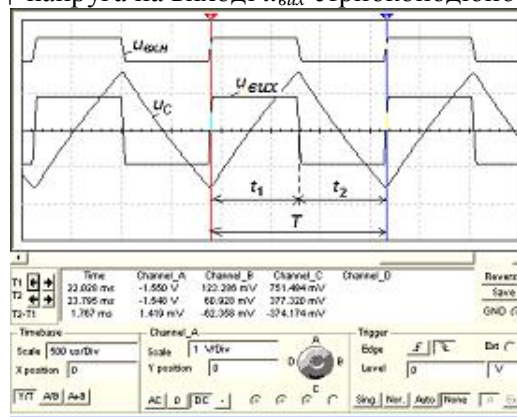


Рис. 7.

При визначенні тривалостей  $t_1$  і  $t_2$  вихідних імпульсів треба врахувати, що на інтервалі  $t_1$  напруга  $u_C$  змінюється від  $U_{вих}^- \beta$ , прямує до  $U_{вих}^+$  і досягає рівня  $U_{вих}^+ \beta$ , а на інтервалі  $t_2$  – змінюється від  $U_{вих}^+ \beta$ , прямує до  $U_{вих}^-$  і досягає рівня  $U_{вих}^- \beta$ , тобто в зазначені інтервали часу напруга на конденсаторі змінюється наступним чином:

$$u_C = (\beta U_{вих}^- + U_{вих}^+) (1 - e^{-t/\tau}) - \beta U_{вих}^-;$$

$$u_C = (\beta U_{вих}^+ + U_{вих}^-) e^{-t/\tau} - \beta U_{вих}^-;$$

де  $\tau=R_1C=R_2C$  – постійна часу кола НЗЗ.

Якщо  $U_{вих}^+ = U_{вих}^-$ , то тривалості імпульсів (без врахування опорів діодів **VD1** і **VD2**):

$$t_1 = t_2 = \tau \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau \ln(1 + 2R_3/R_{33}),$$

а період і частота коливань  $T = t_1 + t_2$  і  $f = 1/T$ .

Тривалість генеруючих імпульсів, як і їх фронти, збільшуються (зменшуються) зі збільшенням (зменшенням) опорів резисторів **R1**, **R2** і ємності **C**.

**Завдання 3. Провести** дослідження *несиметричного* мультивібратора (ключі **A** і **B** розімкнуті, див. рис. 6), встановивши опори  $R_1=50$  кОм,  $R_2=30$  кОм резисторів **R1**, **R2** і ємність  $C=50$  нФ конденсатора **C**. У вікні осцилографа **XSC2** за допомогою візирних ліній **виміряти** параметри вихідної напруги  $U_{вих}^+$ ,  $U_{вих}^-$ ,  $t_1$ ,  $t_2$ , період  $T$  і частоту  $f$  коливань напруги і **порівняти** виміряні часові параметри з розрахунковими величинами. Опором діодів **VD1** і **VD2** у відкритому стані і впливом опору навантаження **R4** знехтувати.

**Скопіювати** вікно осцилографа **XSC2** з осцилограмами напруг несиметричного мультивібратора на сторінку звіту.

Несиметричність вихідних імпульсів ( $t_1 \neq t_2$ , рис. 8, а, отримані при  $R_1=50$  кОм,  $R_2=20$  кОм і  $C=50$  нФ) мультивібратора забезпечується неоднаковими постійними часу зарядки і розрядки конденсатора **C** при перемиканні тригера Шмітта (основного елемента мультивібратора) з рівня  $U_{вих}^+$  на рівень  $U_{вих}^-$  ( $\tau_1=R_2C$ ) і з рівня  $U_{вих}^-$  на рівень  $U_{вих}^+$  ( $\tau_2=R_1C$ ).

Період і частота коливань вихідної напруги

$$T = T_1 + T_2; f = 1/(t_1 + t_2),$$

де  $t_1 = \tau_1 \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau_1 \ln(1 + 2R_3/R_{33})$ ;

$t_2 = \tau_2 \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau_2 \ln(1 + 2R_3/R_{33})$ ;  $\tau_1=R_2C$  і  $\tau_2=R_1C$  – сталі часу кіл зарядки і розрядки конденсатора **C**.

**Завдання 4. Провести** дослідження *чекаючого* мультивібратора (замкнувши ключі **A** і **B**, див. рис. 6) при  $R_1=50$  кОм,  $R_2=50$  кОм і  $C=50$  нФ. У вікні осцилографа **XSC2** за допомогою візирних ліній **виміряти** тривалість імпульсу і **порівняти** її з розрахунковою тривалістю, визначеною за формулою

$$t_1 = \tau_1 \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau_1 \ln(1 + 2R_3/R_{33}), \text{ де } \tau_1=R_2C.$$

**Скопіювати** вікно осцилографа **XSC2** з осцилограмами напруг чекаючого мультивібратора на сторінку звіту.

В схемі чекаючого мультивібратора конденсатор **C** може зарядитися тільки до напруги  $u_C$ , що рівна напрузі  $U_{np} = 0,5 \dots 1,2$  В на відкритому діоді **VD1** (див. рис. 6), і вона не може стати більш негативною, ніж напруга  $U_{вих}^- \beta$ , що прикладена до неінвертуючого входу ОП при  $u_{вих} = U_{вих}^-$  (рис. 8, б). З цієї причини схема не може самостійно переключитися зі стану  $U_{вих}^-$  у стан  $U_{вих}^+$ .

Так, при подачі позитивного пускового імпульсу в коло ПЗЗ від генератора **E1** (також на канал **D** осцилографа **XSC1**, див. рис. 8, б) з амплітудою, наприклад 2 В, що перевищує абсолютне значення негативною напруги  $u_{вих} = -0,8$  В на неінвертуючому вході ОП (канал **B**), напруга на виході  $u_{вих}$  (канал **C**) швидко зростає до напруги  $U_{вих}^+$  від цієї напруги через резистор **R2** конденсатор **C** починає заряджатися. Коли напруга  $u_C$  (Канал **A**) на конденсаторі виявиться трохи більше  $U_{вих}^+ \beta$ , відбувається нове перемикання схеми до рівня напруги  $U_{вих}^-$  і перезарядка конденсатора до напруги  $U_{np}$  діода, тобто схема повернулася в початковий стан.

**Завдання 5.** Зібрати на робочому полі середовища MS 10 схему (рис. 9) для дослідження *генератора лінійно змінної напруги* (ГЛЗН) і встановити в діалогових вікнах компонентів їх параметри або режими роботи. **Скопіювати** схему (рис. 9) на сторінку звіту.

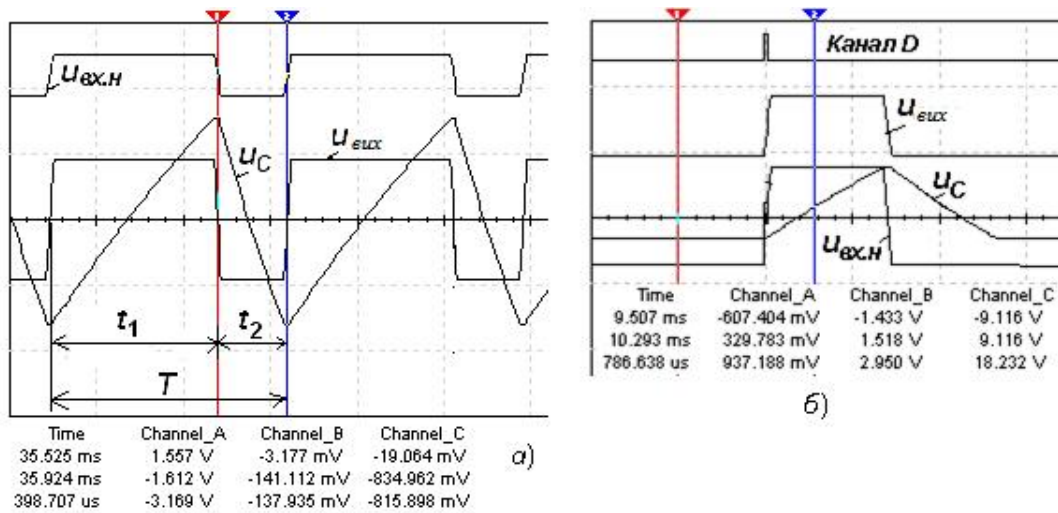


Рис. 8.

Схема ГЛЗН (рис. 9), що зібрана на віртуальному ОП з  $RC$ -колом в ланці НЗЗ, представляє собою інтегратор, в якому забезпечується п сталість зарядного струму конденсатора  $C$  за допомогою ключа, зібраного на транзисторі  $VT$  типу  $n-p-n$ , управління яким здійснюється вихідними імпульсами генератора  $E1$ : при подачі на базу транзистора  $VT$  напруги негативної полярності транзисторний ключ відмикається, а при її припиненні – замикається.

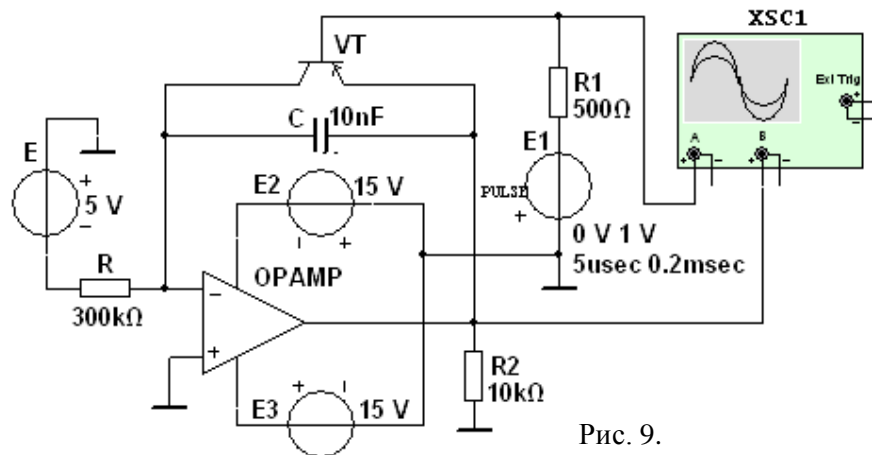


Рис. 9.

Розглянемо процес зарядки і розрядки конденсатора  $C$  (див. рис. 9), скориставшись часовою діаграмою (рис. 10), знятою при ЕРС  $E=-5$  В генератора  $E$ , опорі  $R = 300$  кОм і  $C=10$  нФ, тривалості  $t_1=5$  мкс пускових імпульсів генератора  $E1$  і їх періоді  $T = 0,2$  мс.

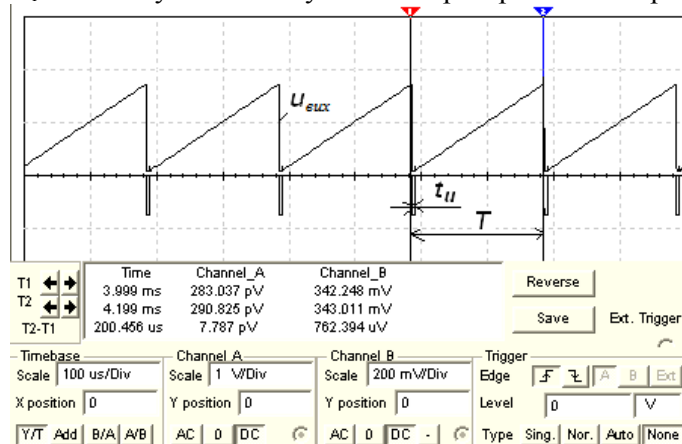


Рис. 10.

Процесу зарядки конденсатора (напрузі  $u_C=u_{вх}$ ) відповідає лінійно зростаюча пряма. Коли напруга на конденсаторі досягне верхньої відносної межі, під дією імпульсу генератора **Е1** відкривається транзистор **VT** і шунтує конденсатор, який швидко розряджається через невеликий опір відкритого транзистора **VT**. До кінця періоду  $T$  вихідна напруга ГЛЗН досягає значення,

$$u_{вх} = u_C = U_{мс}; \quad u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = \frac{U_{вх}}{RC} t,$$

а в інтервалі часу імпульсу  $t_i$  вихідна напруга швидко знижується до спаду напруги між електродами колектор-емітер відкритого транзистора **VT**.

**Провести** дослідження ГЛЗН при вхідній напрузі  $u_{вх}=U_{вх}=-5$  В генератора **Е**; опорі  $R=250$  кОм і ємності  $C=10$  нФ кола НЗЗ; тривалості прямокутних імпульсів  $t_i=5$  мкс і періоді проходження прямокутних імпульсів  $T=0,2$  мс генератора **Е1** (див. рис. 9). У вікні осцилографа **XSC2** за допомогою візирних ліній **виміряти** амплітуду вихідної напруги і **порівняти** її з розрахунковою амплітудою  $U_{мс}$ . **Скопіювати** вікно осцилографа **XSC2** з осцилограмою напруги ГЛЗН на сторінку звіту.

### ЗМІСТ ЗВІТУ

1. Назва і мета роботи.
2. Перелік приладів, що використані в експериментах, з їх короткими характеристиками.
3. Зображення електричних схем для дослідження мультівібраторів.
4. Копії осцилограм, що відображають роботу мультівібраторів.
5. Зіставлення вимірних і розрахованих параметрів досліджуваних мультівібраторів.
6. Висновки по роботі.

## Лабораторна робота №6

### КОНТРОЛЬ ОТОЧУЮЧОГО СЕРЕДОВИЩА ЗА ДОПОМОГОЮ АНАЛОГОВИХ І ДИСКРЕТНИХ ДАТЧИКІВ МЕТА РОБОТИ

Освоїти навички роботи з аналоговими та дискретними датчиками фізичних величин та управління силовими пристроями.

#### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Мікроклімат приміщення – це сукупність фізичних чинників та умов навколишнього середовища, які зумовлюють його тепловий стан і впливають на теплообмін людини. Основними і найбільш важливими чинниками, які формують мікроклімат приміщень, є температура та вологість повітря. Для забезпечення нормальної життєдіяльності людини необхідно створити комфортні умови всередині приміщення. Створювані умови залежать від багатьох чинників, таких, як: пора року, час доби, погодні умови поза приміщенням та ін. Корегування мікроклімату приміщень здійснюється за допомогою комплексних та спеціалізованих систем клімат-контролю.

Найпростіша система контролю мікроклімату включає у себе модулі вимірювання температури та вологості і в залежності від їх показань вмикаються системи кондиціонування, зволоження або осушення повітря.

Для контролю параметрів навколишнього середовища, таких, як температура та вологість, за допомогою Arduino можна використати багатофункціональний модуль DHT-11, зовнішній вигляд якого показаний на рис.8.1.



Рисунок 8.1 – Зовнішній вигляд датчика контролю температури і вологості DHT-11

Датчик має наступні робочі характеристики:

Відносна вологість	Температура
Роздільна здатність: 16 біт Діапазон вимірювання: 20 – 90% Точність: $\pm 5\%$ при $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ Гістерезис: $< \pm 3\%$ RH	Роздільна здатність: 16 біт Діапазон вимірювання: $0 - 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ Точність: $\pm 1\text{ }^{\circ}\text{C}$ Гістерезис: $< \pm 0,2\text{ }^{\circ}\text{C}$

Для контролю освітленості можна використати дискретний датчик на фоторезисторі (рис. 8.2), котрий реагує на величину світлового потоку, що діє на чутливий елемент.

Підключення силових навантажень до Arduino може здійснюватись багатьма способами, наприклад через відкривання транзистора, тиристора, семістора або оптопата. Одним з найбільш простих і надійних рішень буде використання для даної цілі механічних реле, а між ними і схемою керування для захисту від можливого електричного пробую доцільно буде розмістити оптичну розв'язку.





Рисунок 8.2. – Зовнішній вигляд дискретного датчика освітленості на фоторезисторі

### **Порядок виконання роботи.**

1. Підключити до одного з цифрових входів (необхідно використовувати саме цифровий, а не аналоговий вхід, оскільки датчик має вбудований аналого-цифровий перетворювач) Arduino багатофункціональний датчик DHT-11 та датчик освітленості на фоторезисторі. Для програмної обробки даних з датчика температури і вологості необхідно підключити бібліотеку DHT та ініціалізувати датчик командою `DHT dht(DHTPIN, DHTTYPE);`, де `DHTPIN` – цифровий вхід до якого підключений сигнальний вихід датчика, `DHTTYPE` – тип датчика (у нашому випадку – `DHT11`). Програмний запуск датчика здійснюється командою `dht.begin();` у тілі функції `Setup`. Для отримання значень температури та вологості в бібліотеці DHT описані функції `dht.readHumidity();` та `dht.readTemperature();` відповідно, які повертають значення типу `float`. Для обробки даних з датчика освітленості підключення додаткових бібліотек не потрібне, оскільки він на виході формує дискретний сигнал, а регулювання чутливості здійснюється розміщенням на платі змінним резистором.

2. Реалізувати виведення на символічний дисплей поточних значень температури та вологості, а також часу доби (день або ніч).

3. Здійснити увімкнення вентилятора при досягненні порогового значення температури денної –  $20^{\circ}\text{C}$ , нічної –  $24^{\circ}\text{C}$ . Для запобігання частого спрацювання системи кондиціонування необхідно передбачити гістерезис температури  $2^{\circ}\text{C}$ . Систему увімкнення вентилятора необхідно здійснити через реле, підключене до цифрового виходу Arduino.

### **Зміст звіту:**

1. Номер, тема та мета роботи.
2. Елементи теорії.
3. Програмний код розробленого додатку.
4. Відповіді на контрольні питання.

### **Контрольні питання:**

1. Які датчики контролю фізичних параметрів навколишнього середовища можна підключити до Arduino?

2. Особливості обробки даних з аналогових та дискретних датчиків фізичних величин.
3. Технічні характеристики датчиків температури і вологості сімейства DHT (DHT-11, DHT-21, DHT-22).

## Лабораторна робота №7

### КЕРУВАННЯ ПРИСТРОЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ ІНФРАЧЕРВОНИХ СИГНАЛІВ МЕТА РОБОТИ

#### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Обробка сигналів з інфрачервоних пультів керування в платформі Arduino здійснюється за допомогою приймачів інфрачервоних сигналів. У більшості систем передача сигналів від пульта керування до приймача здійснюється за протоколом «RC5». Принцип кодування управляючого сигналу від пульта має наступну послідовність: спочатку передатчиком надсилається одиничний імпульс тривалістю 9 мс, який є найдовшим і виступає ідентифікатором початку передачі команди; наступним етапом є передача 32-х біт – коду кнопки пульта. Біти коду кнопки кодуються і передаються часовим методом, тобто відправляються опорні імпульси по 500 мкс а час між імпульсами визначає який саме біт був переданий (0 відповідає проміжку близько 500, 1 – 1600 мкс), даний процес показаний на рис. 9.1. Якщо кнопка продовжує бути натиснутою, то формуються імпульси аналогічні початку передачі (9 мс).

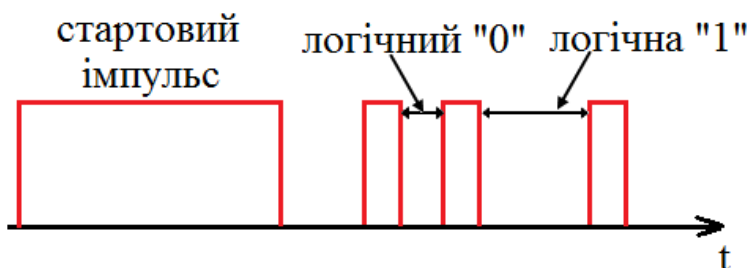


Рисунок 9.1. – Принцип кодування та передачі сигналів за протоколом «RC5»

#### Порядок виконання роботи.

1. Підключити до Arduino інфрачервоний приймач VS1838B (рис. 9.2). сигнальний вихід датчика підключається до одного з цифрових входів, для живлення необхідно використати джерело напруги 5В.
2. До одного з ШІМ виводів приєднати світлодіод а до цифрового виходу релейний модуль з підключеним навантаженням.
3. Підключити бібліотеку `IRremote.h` та здійснити зчитування кодів чотирьох кнопок пульта керування. Отримані значення записати.



Рисунок 9.2. – Зовнішній вигляд інфрачервоного приймача VS1838B

Ініціалізація бібліотеки та приймача здійснюється створенням змінної-ідентифікатора `IRrecv irrecv(вхід, до якого підключений приймач);`, для накопичення результату прийому коду кнопки необхідно ініціалізувати змінну типу `decode_results`. Запуск зчитування даних виконується командою `irrecv.enableIRIn();` а перевірка доступних для приймання даних функцією, `decode` вашої змінної-ідентифікатора (наприклад `irrecv.decode(&змінна накопичення результату)`), котра повертає значення «істина», якщо є доступні для зчитування дані. Зчитати отримані та накопичені дані можна через функцію змінна накопичення результату `.value`. Після приймання даних необхідно очистити вхідний буфер функцією `irrecv.resume();`

4. Реалізувати програмний код, який би при натисканні однієї пари кнопок вмикав та вимикав підключене через реле навантаження а іншою парою кнопок збільшував та зменшував яскравість світлодіода, котрий підключений до ШІМ виходу. Виведення всіх параметрів (увімкнене чи вимкнене навантаження та напруга на ШІМ виводі) здійснити на символний дисплей.

### **Зміст звіту:**

1. Номер, тема та мета роботи.
2. Елементи теорії.
3. Програмний код розробленого додатку.
4. Відповіді на контрольні питання.

### **Контрольні питання:**

1. Назвіть технічні характеристики інфрачервоного датчика VS1838B.
2. Основні команди бібліотеки `IRremote.h` та їх призначення
3. Передача даних за допомогою протоколу RC5.
4. Назвіть області використання інфрачервоних систем передачі даних

## Лабораторна робота №8

### ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ ЗА ДОПОМОГОЮ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ДАЛЬНОМІРА HCSR04

#### МЕТА РОБОТИ

Дослідження функціоналу дальнометра HCSR04 за допомогою мікроконтролерного модуля Arduino.

#### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ І КОДИ ПРОГРАМИ

**Завдання:** зібрати схему і написати програму для вимірювання відстані за допомогою ультразвукового дальноміра.

**Обладнання:** мікроконтролер Arduino; проводи; макетна плата; USB - кабель; ультразвуковий дальномір HC-SR04.

##### Загальні відомості

Дія ультразвукового дальноміра HC-SR04 заснована на принципі ехолокації. Він випромінює звукові імпульси в простір і приймає відбитий від перешкоди сигнал. По часу відбивання звукової хвилі до перешкоди і назад визначається відстань до об'єкта. Відбиття звукової хвилі починається з подачі імпульсу довжиною не менше 10 мікросекунд на вивід **TRIG** дальномера. Як тільки імпульс закінчується, дальномір випромінює в простір перед собою пачку звукових імпульсів частотою 40 кГц. В цей же час на виводі **ЕCHO** дальнометра з'являється логічна одиниця. Як тільки датчик приймає відбитий сигнал, на виводі ЕCHO з'являється логічний нуль. По довжині логічної одиниці на виводі ЕCHO («Затримка ехо» на рис. 4.5) визначається відстань до перешкоди.

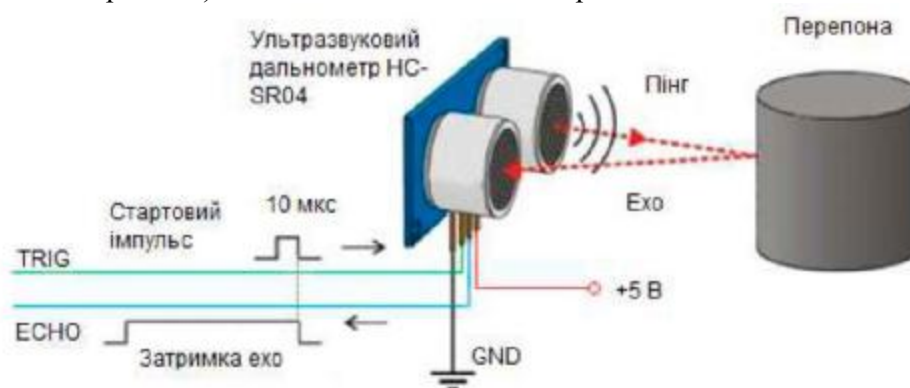


Рис. 4.5 - Принцип роботи ультразвукового дальнометра

Діапазон вимірів відстані дальнометра HC-SR04 - до 4 метрів з мінімальною градацією шкали в 0,3 см. Кут спостереження - 30°, ефективний кут - 15°. Струм живлення в режимі очікування 2 мА, при роботі - 15 мА.

#### Опис виводів

- 1 — **VCC** - живлення,
- 2 — **TRIG** - вхід для подачі строга запуску,
- 3 — **ЕCHO** - вивід для зняття імпульса у відповідь,
- 4 — **GND** - земля.

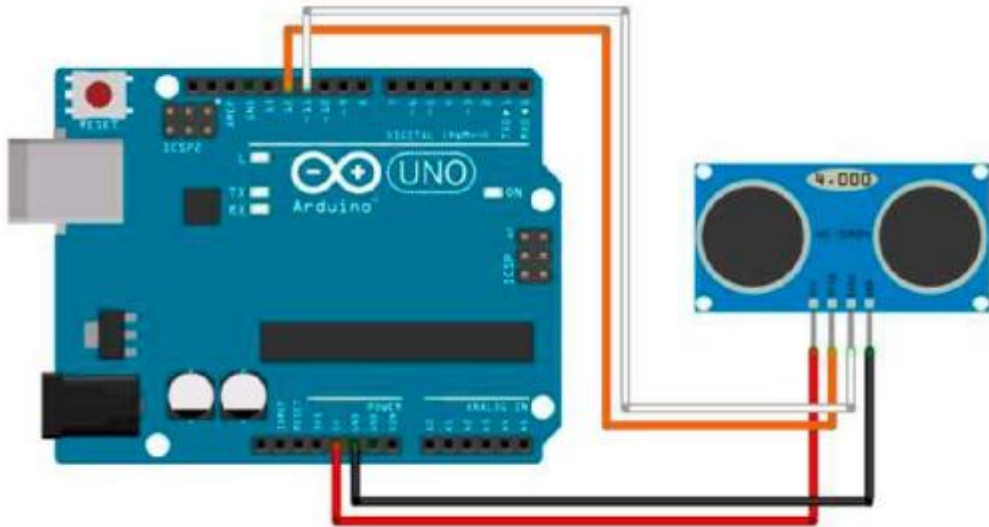


Рис. 4.6 - Схема підключення дальнометра до плати Arduino

Підключення дальнометру без використання бібліотеки NewPing Скетч для визначення відстані до перешкоди і виводу визначеного значення в послідовний порт без використання бібліотек наведено нижче. Виводи дальнометра TRIG і ЕЧО - підключені до виводів 12 і 11 плати Arduino. В кожному повторенні циклу *loop()* обраховується дистанція і її значення виводиться в порт.

Функція *getEchoTiming()* генерує імпульс запуску. Вона створює 10- мікросекундний імпульс, який є тригером для початку випромінювання дальнометром звукового пакета в простір. Далі вона запам'ятовує час від початку передачі звукової хвилі до приходу еха.

Функція *getDistance()* розраховує дистанцію до об'єкта. Відстань дорівнює швидкість помножити на час:  $S = V \times t$ .

Швидкість звуку в повітрі 340 м/сек, час в мікросекундах ми знаємо (змінна *duration*). Щоб отримати час *duration* в секундах, необхідно розділити його на 1 000 000. Так як звук проходить подвійну відстань - до об'єкта і назад - треба ще розділити результат на два. Ось і виходить, що відстань до об'єкта складає:

$$S = 34000 \text{ см/сек} \times \text{duration} / 1\,000\,000 \text{ сек} / 2 = 1,7 \text{ см/сек} / 100.$$

### Приклад програми:

```
const int trigPin = 12;
const int echoPin = 11;
void setup() {
  pinMode(trigPin, OUTPUT); // тригер - вихідний пін
  pinMode(echoPin, INPUT); // ехо - вхідний
  Serial.begin(9600); // ініціалізація послід, порта
}
void loop() {
  long distance = getDistance(); // отримуємо дистанцію з датчика
  Serial.println(distance); // виводимо в послідовний порт
  delay(100);
}
```

```

// Визначення дистанції до об'єкта в см
long getDistance() {
    long distacne_cm = getEchoTiming() * 1.7 * 0.01;
    return distacne_cm;
}
// Визначення часу затримки
long getEchoTiming() {
    digitalWrite(trigPin, LOW); delayMicroseconds(2);
    digitalWrite(trigPin, HIGH); // генеруємо імпульс запуску
    delayMicroseconds(10);
    digitalWrite(trigPin, LOW);
    // визначення на пині echoPin довжині рівня HIGH, мксек: long
    duration = pulseIn(echoPin, HIGH); return duration;
}

```

### Підключення дальнометру з використанням бібліотеки *NewPing*

#### Конструктор класу *NewPing*:

*NewPing* sonar (trigger\_pin, echo\_pin, max distancecm).

Ця функція визначає 12 пін як вихід тригера, 11 пін як ехо вхід, з максимальною відстанню вимірювання 200 см.

#### Основні функції бібліотеки *NewPing*:

- *sonar.ping()* - посилає пінг, повертає час ехо в мікросекундах,
- *sonar.ping\_in()* - посилає пінг, повертає відстань в дюймах,
- *sonar.ping\_cm()* - посилає пінг, повертає дистанцію в сантиметрах,
- *sonar.pingmedian(iterations)* - посилає серію пінгів (по замовчуванню = 5), повертає середнє значення,
  - *sonar.convert in(echoTime)* - конвертує мікросекунди в дистанцію в дюймах,
  - *sonar.convertcm(echoTime)* - конвертує мікросекунди в дистанцію в дюймах,
  - *sonar.ping timer(function)* - посилає пінг та викликає функцію, що тестує чи пінг працює,
  - *sonar.check\_timer()* - перевіряє чи пінг повернувся у межах вказаної максимальної відстані,

- *timer usfrequency, function*) - викликає функцію з заданою частотою (в мікросекундах),
- *timer msfrequency, function*) - викликає функцію з заданою частотою (в мілісекундах),
- *timer\_stop()* - зупиняє таймер.

#### Приклад програми ініціалізації:

```
#include <NewPing.h>
#define TRIGGER_PIN 12 // Arduino pin прив'язаний до тригера на
ультразвуковому датчику..
#define ECHO_PIN      11 // Вивід Arduino прив'язаний до echo-
виводу на ультразвуковому датчику.
#define MAX_DISTANCE 200 // Максимальна відстань, з якою ми
хочемо працювати, тобто пінгувати (у см). //Максимальна відстань
датчика оцінюється в 400-500 см. // Нлаштування контактів і
максимальної відстані. NewPing sonar(TRIGGER_PIN, ECHO_PIN,
MAX_DISTANCE); void setup() {
  Serial.begin(115200); // Відкриття послідовного порту 115200.
}
void loop() {
  delay(50);          // Чекаємо 50 мс між пінгами (близько 20
пінг/с).
                    //29мс має бути найкоротшою затримкою між пінгами.

}
```

#### Хід виконання роботи

1. Зібрати макет відповідно завдання.
2. Підключити схему до живлення(5В).
3. Завантажити програму в мікроконтролер Arduino.
4. Перевірити правильність роботи програми.

#### Завдання

Створити скетч програми, що буде використовувати функції бібліотеки *NewPing* задані згідно з номером варіанту у табл. 4.5.



Табл. 4.5 - Завдання на лабораторну роботу згідно з номером варіанту

Варіант 1,3,6	Варіант 2,4,7	Варіант 3,5,8
<i>sonar.ping()</i>	<i>sonar.ping in()</i>	<i>sonar.ping cm()</i>
<i>sonar.convert_cm(echoTime)</i>	<i>sonar.check_timer()</i>	<i>sonar.ping_timer(function)</i>

**Підготувати звіт згідно з ДСТУ 3008-95** (лістинг програми, висновки, перелік посилань).

#### Контрольні питання

1. Які основні характеристики та опишіть призначення дальномера HC-SR04?
2. Опишіть виводи, що використовують для підключення дальнометру.
3. Які функції використовують при підключенні дальнометру без використання бібліотеки NewPing та сформулюйте алгоритм роботи програми?
4. Зазначте основні особливості бібліотеки NewPing?
5. Які функції бібліотеки NewPing використовуються для підключення та якісної роботи дальноміра?

## Лабораторна робота №9

### ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ СЕРВОПРИВОДУ ТА ФОТОЕЛЕМЕНТУ МЕТА РОБОТИ

Дослідити роботу сервоприводу, з використанням фотоелементу та мікроконтролера Arduino.

**Завдання:** зібрати схему і написати програму зміни положення кута сервоприводу відповідно до роботи фотоелементу.

**Обладнання:** мікроконтролер Arduino, сервопривід, 2 фотоелемента, проводники-конектори.

#### Загальні відомості

**Сервопривід** (серводвигун, сервомашина) є пристроєм, котрий містить електричний двигун. Він дозволяє точно керувати рухом (наприклад, положенням лопасті, як на рис. 4.11) за допомогою негативного зворотного зв'язку. Серводвигун також складається з датчика та блока керування. Блок керування підтримує певні значення на датчику за зовнішнім параметром.



Рис. 4.11 - Зовнішній вигляд сервомашини

#### Принцип роботи

Спочатку сервопривід отримує імпульсний сигнал — управляючий, котрий і визначає кут повороту валу серводвигуна. Далі блок керування починає порівнювати отриманий параметр із значенням на його датчику. Залежно від результату порівняння, система управління продукує сигнал, який визначає, яку дію треба виконати: прискорення чи уповільнення, поворот, щоб порівняні метрики стали однаковими.

**Конструкція сервомашини.** Більшість сучасних рульових машинок побудовані за тим самим принципом. Вони складаються з таких компонентів: вихідний вал, редуктор, двигун постійного струму, потенціометр, друкована плата і керуюча електроніка.



Рис. 4.12 - Будова серводвигуна

Редуктор разом з мотором формують привід. Для перетворення вхідної напруги в механічне обертання, необхідний електродвигун. Редуктор складається із шестерень, він перетворює крутний момент і служить для зниження швидкості обертання двигуна. Це потрібно через те, що часто швидкість буває зовелика та не підходить для практичного використання.

Одночасно із вмиканням та вимиканням електродвигуна, обертається і вихідний вал. До нього кріпиться качалка. Вона з'єднується з кермом моделі тягою. Саме ця задає рух моделі, для цього у конструкції сервомашини передбачений потенціометр. Цей датчик перетворити кут повороту назад в електричний сигнал.

Однак, одним з основних та найважливіших елементів є плата керування. Вона отримує електричний імпульс, аналізує його з даними потенціометра та вмикає/вимикає електродвигун.

У якості двигуна в механізмі сервоприводу застосовуються колекторні, колекторні Coreless (без осердя) та безколекторні двигуни.

**Фотоелемент** - електричний пристрій, що виконує роль перетворювача частини світлової енергії в електричну за допомогою фотоефекту.

Принцип роботи сучасних фотоелементів заснований на напівпровідниковому р-п переході. Коли фотон поглинається в області, яка прилягає до р-п переходу, утворюється пара носіїв заряду: електрон та дірка. Одна із цих часток являє собою неосновний зарядод і з великою ймовірністю проникає крізь перехід. У результаті, за рахунок поглинання енергії фотонів, заряди розділені в просторі й не можуть бути рекомбінованими. Унаслідок цього порушується рівновага густини зарядів. При підключення елемента до зовнішнього навантаження, по колу протікає струм.

### Бібліотека Servo.h

Дана бібліотека дозволяє Arduino управляти роботою серводвигунів. Стандартні сервомашини дозволяють задавати кут повороту валу в діапазоні від 0 до 180 градусів. У двигунах з безперервним обертанням валу можна задавати швидкість його обертання.

У бібліотеці Servo реалізована можливість одночасного управління декількома двигунами: на більшості плат Arduino - до 12, на Arduino Mega - до 48. При цьому, на всіх платах Arduino (за винятком Arduino Mega) використання цієї бібліотеки призводить до непрацездатності ШІМ-функції analogWrite() на висновках 9 і 10, незалежно від того, підключений серводвигун до цих висновків, чи ні. На платі Arduino Mega діють інші правила: якщо до Arduino підключено менше 12 двигунів, то бібліотека Servo не впливає на ШІМ-функції; в разі підключення від 12 до 23 двигунів - функція ШІМ стане недоступна на виводах 11 і 12.

#### Деякі команди:

• ***attach()*** - асоціює вихід Arduino зі змінною типу Servo. Примітка: у версіях Arduino до 0016 бібліотека Servo може працювати тільки з серводвигунами, підключеними до виходів 9 і 10.

• ***read()*** - повертає поточний кут повороту валу серводвигуна (значення, передане функції `write()` при останньому виклику).

• ***write()*** - функція відправляє сервоприводу значення, величина якого впливає на стан вала двигуна. У звичайних сервоприводах це значення задає кут повороту вала в градусах. У сервоприводах безперервного обертання таке значення задає швидкість обертання вала (0 - максимальна швидкість в одному напрямку, 180 - максимальна швидкість в іншому напрямку; відправка значення, приблизно рівного 90, призводить до зупинки двигуна).

• ***writeMicroseconds()*** - відправляє серводвигунів сигнал завдання, виражений в мікросекундах, який характеризує стан вала. У звичайних сервоприводах відправляється значення визначає кут повороту вала. При цьому числа 1000 означає крайнє ліве положення вала (проти годинникової стрілки), 2000 - крайнє праве (за годинниковою стрілкою), а 1500 - положення по середині.

#### Хід виконання роботи

1. Зібрати макет відповідно завдання.
2. Підключити схему до живлення(5В).
3. Завантажити програму в мікроконтролер Arduino.
4. Перевірити правильність роботи програми.

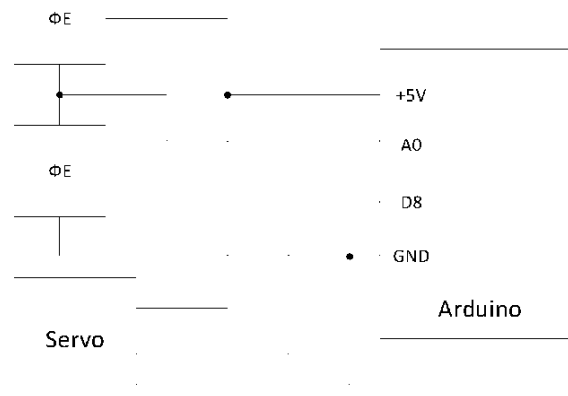


Рис. 4.13 - Схема макету

#### Завдання

Зібрати схему зображену на рис. 4.13.

Написати програму зміни положення вала сервоприводу відповідно до сигналів, поданих із фотоелементів. Має вийти такий собі «сонячник», котрий тягнеться до сонця (світла). При цьому додатково використати команди, що наведені в табл. 4.6.

Табл. 4.6 - Додаткове завдання

№ варіанта	
Парні	<code>writeMicroseconds()</code>
Непарні	<code>read()</code> з виведенням значень на екран

**Підготувати звіт** згідно ДСТУ 3008-95 (лістинг програми, висновки, перелік посилань).

#### **Контрольні питання**

1. Що таке сервопривід, які складові даної системи? Опишіть принцип роботи.
2. Що таке фотоелемент та на чому побудований його принцип роботи?
3. Яка бібліотека використовується для керування сервоприводом?
4. Який кут повороту валу задають сучасні сервомашини?  
Які функції виконує команда `writeMicroseconds()`?

## Лабораторна робота №10

### СТВОРЕННЯ ВИМІРЮВАЧА ШВИДКОСТІ РЕАКЦІЇ МЕТА РОБОТИ

Закріпити знання роботи з LCD - дисплеєм, світлодіодами та кнопками.

**Завдання:** зібрати схему і написати програму виведення на дисплей швидкості натискання кнопки, як реакцію на мигтіння світлодіода чи звукового динаміка.

**Обладнання:** плата Arduino; дисплей LCD 1602 (або 2004) з підключеним перехідником I2C; проводи; макетна плата; кабель USB; 6 світлодіодів; звуковий динамік; кнопка.

#### Загальні відомості

Рефлексометри були дуже популярні у минулому. Стверджували, що подібні, тільки більш складні прилади застосовують при тренуванні космонавтів. І це насправді так. Рефлексометрія вимірює швидкість реакції людини на звуковий або світловий сигнал. Якщо в ньому передбачено декілька видів сигналів, помилятися не можна - потрібно натиснути кнопку, що відповідає тому сигналу, який прозвучав або засвітився.

**Принцип роботи** полягає в наступному: натискають кнопку, після чого пристрій починає подавати різні сигнали. RGB-світлодіод може світитися різними кольорами, звуковий динамік - видавати звуки. Зреагувати, натиснувши кнопку, потрібно, наприклад, на червоний сигнал, не звертаючи уваги на інші. Вимірюється швидкість реакції на сигнал.

#### Хід виконання роботи

1. Зібрати макет відповідно завдання.
2. Підключити схему до живлення(5В).
3. Завантажити програму в мікроконтролер Arduino.
4. Перевірити правильність роботи програми.
- 5.

#### Завдання

**Грунтуючись на знаннях, отриманих з попередніх** лабораторних робіт, самостійно придумати схему підключення та скласти програму, а саме:

Парні варіанти:

До мікроконтролера Arduino підключити кнопку, LCD - екран та звуковий динамік.

Необхідно, щоб динамік відтворював 3 різні частоти. Відтворювання має проходити швидко, але щоб можна було розрізнити сигнали. При програванні певної (однієї з трьох) частоти, необхідно натискати кнопку. На LCD - дисплей виводити час швидкості реакції на цей сигнал. Після натискання робити затримку в 5 с. Після закінчення цієї перерви, має заграти шуканий сигнал, щоб нагадати своє звучання. Але на цей випадок натискати кнопку не треба. Це сигналізує про продовження роботи.

До початку, на дисплеї має зображуватися текст: «Почнемо?». Звук вимкнений.

Щоб почати програвання, потрібно один раз натиснути кнопку. У цей час має заграти сигнал, який й буде визначатися. Це сигналізує про початок роботи.

Щоб вимкнути гру, треба натиснути кнопку 2 рази підряд. Після цього все має стати, як до початку гри.

Непарні варіанти:

До мікроконтролера Arduino підключити кнопку, LCD - екран та 6 світлодіодів (1 червоний та 5 зелених).

Необхідно, щоб світлодіоди миготіли дуже швидко. Червоний світлодіод має вмикатися набагато рідше, ніж зелені. Коли він засвітиться, треба натиснути кнопку. На LCD - дисплей виводити час швидкості реакції на цей сигнал. Після натискання робити затримку в 5 с. Після закінчення цієї перерви, має увімкнутися шуканий світлодіод. Але на цей випадок натискати кнопку не треба. Це сигналізує про продовження роботи.

До початку, на дисплеї має зображуватися текст: «Поїхали?». Світлодіоди вимкнені.

Щоб почати програвання, потрібно два рази натиснути кнопку. У цей час має загорітися червоний світлодіод, який й буде визначатися. Це сигналізує про початок роботи.

Щоб вимкнути гру, треба натиснути кнопку та тримати протягом 2 с. Після цього все має стати, як до початку гри.

**Підготувати звіт** згідно ДСТУ 3008-95 (лістинг програми, висновки, перелік посилань).

#### **Контрольні питання**

1. Опишіть що таке рефлексометр та зазначте його принцип роботи.
2. Які функції було використано для реалізації завдання?
3. Опишіть алгоритм роботи програми.
4. Які бібліотеки використовують для роботи з LCD - дисплеями, звуковими динаміками та світлодіодами?

Який інтерфейс використовується для підключення дисплею? Опишіть його особливості.