

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ В. Н. КАРАЗІНА

ЧЕБОТАРЬОВ В. І., ЛЯХОВСЬКИЙ А. Ф., ДУМІН О. М.

# ПІДСИЛЮВАЧІ

## АНАЛІЗ РЕЖИМУ ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ

Навчально-методичний посібник  
з аналізу підсилювальних пристроїв  
для самостійної роботи студентів  
фізичних спеціальностей

ХАРКІВ 2004

УДК 621.375  
ББК 32.846.я73  
Че34

Чеботарьов В. І., Ляховський А. Ф., Думін О. М. Підсилювачі. Аналіз режиму підсилення сигналів / Під ред. В. І. Чеботарьова. Х.: ХНУ імені В. Н. Каразіна, 2004. 60 с.

У посібнику розглянуті основні різновиди підсилювальних каскадів. Продemonстровано метод їхнього аналізу в режимі лінійного підсилення сигналів. Показано, як виводяться формули, що визначають параметри і характеристики різних підсилювальних каскадів, а також як на підставі отриманих формул треба судити про властивості каскадів.

Посібник призначається для самостійної роботи студентів фізичних спеціальностей, що вивчають курс «Основи радіоелектроніки».

В пособии рассмотрены основные разновидности усилительных каскадов. Продemonстрирован метод их анализа в режиме линейного усиления сигналов. Показано, как выводят формулы, определяющие параметры и характеристики различных усилительных ступеней, а также как на основании полученных формул следует судить о свойствах каскадов.

Пособие предназначено для самостоятельной работы студентов физических специальностей при изучении курса «Основы радиоэлектроники».

The basic varieties of amplifying cascades are considered in the presented school-book. The method of its analysis in linear amplification regime is demonstrated. The derivations of the formulas defined parameters and characteristics of different amplifying cascades, and how one can treat cascade properties, are shown.

The school-book is intended for the work of students of physical professions for the course «Basics of radioelectronics» studying on one's own.

### **Рецензенти:**

ст. наук. співробітник ІРЕ НАН України ім. О. Я. Усикова, док. фіз.-мат. наук, проф. О. О. Булгаков;  
завідувач відділу космічної радіофізики РІ НАН України, докт. фіз.-мат. наук, проф. А. О. Мінаков.

*Рекомендовано вченою порадою радіофізичного факультету Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна (протокол №1? від 21.11.03??)*

© ХНУ імені В. Н. Каразіна, 2004.  
© Чеботарьов В. І.,  
Ляховський А. Ф., Думін О. М.,  
2004.  
© Дончик И. Н., макет  
обкладинки, 2004.

## 1. Малосигнальні схеми заміщення підсилювальних елементів

У складі підсилювальних каскадів обов'язковими елементами є нелінійні компоненти – електронні прилади (ЕП) або, що використовуються замість них, операційні підсилювачі (ОУ). І перші, і другі представляються своїми характеристиками і параметрами, що визначають їх властивості. Крім них в складі каскадів є лінійні компоненти: резистори, конденсатори, котушки індуктивності і інші радіодеталі. При аналізі режиму лінійного підсилення сигналів передбачається, що режим спокою каскаду вибраний так, що точка спокою на передавальній характеристиці підсилювального елемента знаходиться в лінійній області. Передбачається також, що в процесі підсилення сигналів робоча точка не вийде за межі цієї області, тобто сигнал, що підсилюється повинен бути досить малим. При виконанні цих умов **підсилювальні елементи заміняють еквівалентними лінійними колами – малосигнальними схемами заміщення**. Внаслідок такої заміни, а також після врахування інших елементів підсилювального каскаду із зробленими наперед застереженнями, аналіз схеми спрощується, так як вона стає лінійним колом, еквівалентним для режиму підсилення сигналів в заданому діапазоні частот. Для цих еквівалентних кіл складають рівняння, які розв'язують, отримуючи вирази, що визначають коефіцієнти передачі або передавальні функції підсилювального каскаду, а також вхідні і вихідні параметри каскаду.

### 1.1. Схеми заміщення електронних приладів

Узагальнений ЕП (рис. 1.1а) представляється статичними вхідною і вихідною вольт-амперними характеристиками:

$$\begin{aligned} I_K &= F_1(U_{KE}, U_{3E}), \\ I_3 &= F_2(U_{KE}, U_{3E}), \end{aligned} \quad (1.1)$$

де підрядкові індекси «Е», «З» і «К» відносяться до емітувального, збирального і керувального електродам.

У лінійній області цих характеристик лінійне наближення для відхилень від постійних складових напруг і струмів режиму спокою представляються лінійною системою алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{aligned} i_K &= y_{11}U_{KE} + y_{12}U_{3E}, \\ i_3 &= y_{21}U_{KE} + y_{22}U_{3E}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де диференціальні параметри  $y_{kl}$  мають таке значення:

- $y_{11} = G_{ВХ}$  – диференціальна вхідна провідність,
- $y_{12} = G_{ЗВ}$  – диференціальна зворотна провідність,
- $y_{21} = S$  – крутість характеристики,

$y_{22} = G_{ВХ}$  – диференціальна вихідна провідність (внутрішня провідність).

Цю систему рівнянь можна отримати формально розкладом функцій (1.1) в ряд Тейлора поблизу точок спокою. Їй відповідає резистивне трьохполусне коло, яке представлено на рис.1.1б, що є *формальною малосигнальною схемою заміщення* ідеалізованого ЕП. Така схема не враховує фізичні процеси в динамічному режимі і міжелектродні ємності ЕП, тому вона прийнятна, в основному, для аналізу процесів підсилення низькочастотних сигналів. Для конкретних різновидів ЕП використовують наведені нижче спрощені формальні схеми заміщення, що враховують малість струмів керуючих електродів  $I_k$  і їх слабу залежність від напруги  $U_{3E}$ , наслідком яких є малість величин диференціальних провідностей  $G_{ВХ}$  и  $G_{3В}$ .

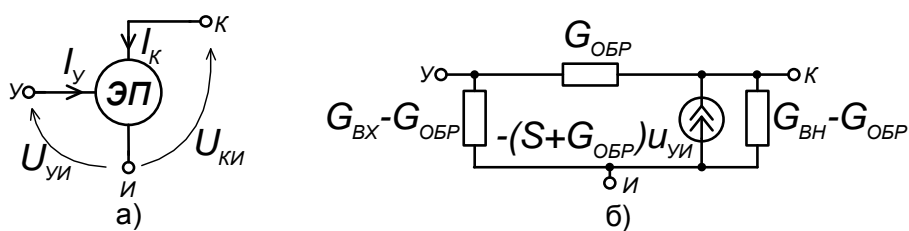


Рис. 1.1. Узагальнений електронний прилад:  
а) умовне позначення,  
б) формальна малосигнальна схема заміщення

При дослідженні підсилення високочастотних сигналів використовують різні фізичні схеми заміщення ЕП, приклади яких також наведені нижче. Для таких схем диференціальні параметри  $y_{ki}$  набувають комплексні значення, утворюючи систему  $Y$ -параметрів.

У біполярних транзисторів (рис.1.2а) зазвичай нехтують тільки зворотною провідністю  $G_{3В}$ , використовуючи малосигнальну формальну схему заміщення вигляду рис.1.2б. Одна з фізичних схем заміщення біполярних транзисторів, що використовуються на практиці, наведена на рис.1.2в.

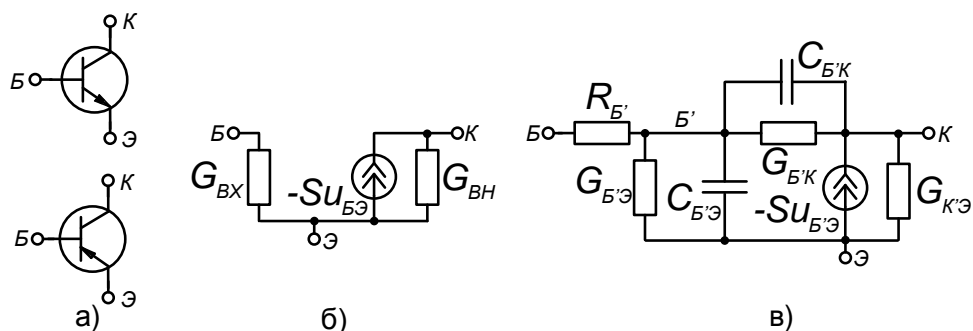


Рис. 1.2. Біполярні транзистори:  
а) умовні позначення,  
б) формальна малосигнальна схема заміщення,  
в) фізична схема заміщення

У польових транзисторів (рис.1.3а) струм заслону  $I_3$  настільки малий, що  $G_{BX}$  і  $G_{3B}$  вважають рівними нулю. У цьому випадку формальна схема заміщення набуває вигляду рис.1.3б. Один з варіантів фізичної схеми заміщення наведено на рис.1.3в.

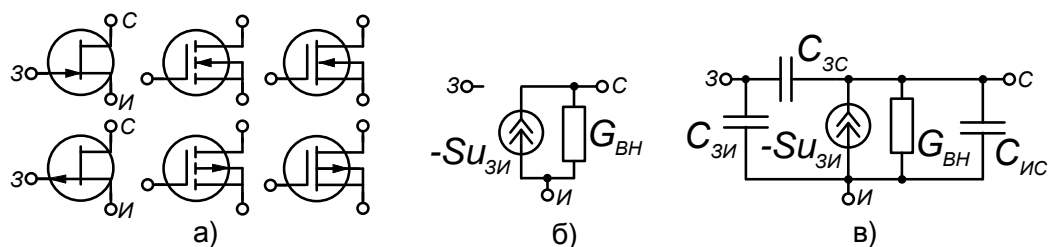


Рис. 1.3. Польові транзистори:

- а) умовні позначення,
- б) формальна малосигнальна схема заміщення,
- в) фізична схема заміщення

Подібно до польових транзисторів у електронних ламп (рис. 1.4.а) при  $U_{CK} < 0$  струм керуючої сітки також настільки малий, що  $G_{BX}$  і  $G_{3B}$  вважають нульовими. У цьому випадку формальна і фізична схеми заміщення електронних ламп (рис.1.4б і 1.4в) виглядають аналогічно схемам заміщення польових транзисторів.

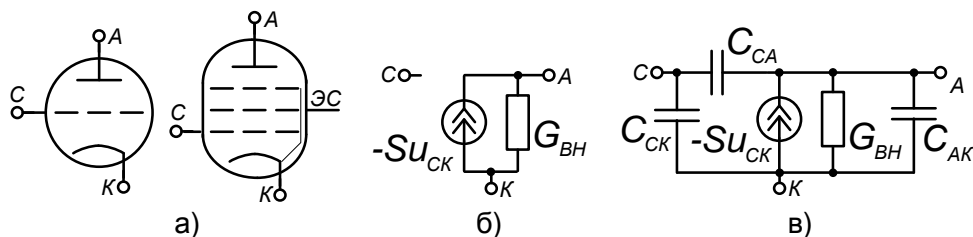


Рис. 1.4. Електронні лампи:

- а) умовні позначення тріода і пентода,
- б) формальна малосигнальна схема заміщення,
- в) фізична схема заміщення

### Контрольні питання

1. Яку фізичну величину регулює ЕП, за допомогою чого? Якими характеристиками виражається ця властивість?
2. Який фізичний зміст мають диференціальні параметри ЕП?
3. За яких умов використовують схеми заміщення ЕП: а) формальні, б) фізичні?
4. Які фізичні явища полягають в основі роботи: а) транзисторів, б) електронних ламп?
5. У чому полягає істотна відмінність польових транзисторів від біполярних?
6. У чому польові транзистори і електронні лампи подібні?

## 1.2. Схеми заміщення операційних підсилювачів

У сучасній схемотехніці лінійних пристроїв, які призначені для обробки сигналів низьких і середніх частот (до  $10^5 - 10^6$  Гц), замість окремих ЕП як підсилювальні елементи в каскадах використовують операційні підсилювачі – високоякісні підсилювачі постійного струму в інтегральному виконанні (рис.1.5). За розміром і ціною вони зрівнялися з транзисторами, але реалізація різних схем на їх основі виявляється значно простішою, ніж на окремих транзисторах. Основними параметрами операційних підсилювачів є: *коефіцієнт підсилення різницевої напруги*  $k_0 = 10^4 - 10^7$ , *вхідні опори*  $R_{ВХ} = 10^6 - 10^8$  Ом і *вихідний опір*  $R_{ВІХ} = 10^1 - 10^2$  Ом. Їх схема заміщення наведена на рис.1.5в.

Для аналізу підсилювальних каскадів з операційними підсилювачами використовують моделі *ідеалізованого* операційного підсилювача (рис.1.5г), з параметрами:  $k_0, R_{ВХ} \rightarrow \infty, R_{ВІХ} \rightarrow 0$  або *ідеального* операційного підсилювача з параметрами:  $k_0 \rightarrow \infty, R_{ВХ} \rightarrow \infty, R_{ВІХ} = 0$ .

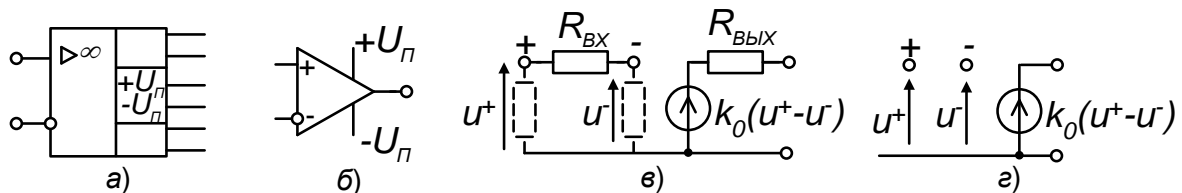


Рис. 1.5. Операційні підсилювачі:

а), б) умовні позначення;

в) схема заміщення;

г) схема заміщення ідеального операційного підсилювача

### Контрольні питання

1. Що таке операційний підсилювач? Які його основні параметри?
2. Який вигляд має передавальна характеристика операційного підсилювача?
3. Коли використовують модель ідеалізованого операційного підсилювача з параметрами:  $k_0, R_{ВХ} \rightarrow \infty, R_{ВІХ} \rightarrow 0$ ?

## 2. Аналіз резисторних каскадів на електронних приладах в режимі підсилення малих сигналів

Основними параметрами підсилювального каскаду в загальному випадку є комплексна передавальна функція  $K(\omega)$ , що описує залежність коефіцієнта підсилення від частоти, а також комплексні вхідний і вихідний опори  $Z_{ВХ.К}(\omega)$  і  $Z_{ВЫХ.К}(\omega)$ .

Резисторні каскади, якщо їх використовують для підсилення низькочастотних сигналів, характеризують *коефіцієнтом передачі напруги*  $k=U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$ , вхідним опором  $R_{ВХ.К}=U_{ВХ}/I_{ВХ}$  і вихідним опором  $R_{ВЫХ.К}=U_{ВЫХ}/I_{ВЫХ}$  при  $U_{ВХ}=0$ , нехтуючи в цьому випадку впливом низки елементів схеми.

У цьому розділі покажемо, як отримують формули, що визначають  $k$ ,  $R_{ВХ.К}$  і  $R_{ВЫХ.К}$  резисторних каскадів на ЕП в умовах підсилення малих сигналів і, при цьому, достатньо низькочастотних, щоб використати формальні схеми заміщення ЕП. Вплив конденсаторів, що входять до складу принципової схеми, враховувати не будемо, вважаючи, що в діапазоні частот підсилюваних сигналів їх вплив неістотний внаслідок малості опорів змінному струму. Тоді при переході від принципової схеми до еквівалентної конденсатори, наприклад,  $C_{БЛ}$  і  $C_P$  будемо замінювати прямими з'єднаннями, а електронні прилади – відповідними формальними схемами заміщення. У результаті отримаємо еквівалентну схему для режиму коливань, складену з резистивностей. Для цієї схеми в залежності від її складності запишемо або одне рівняння, або систему рівнянь, розв'язок яких приведе до шуканих формул. З метою спрощення аналізу схеми джерела вхідних сигналів будемо представляти джерелами напруги із задаючими напругами  $U_{ВХ}$ .

Прийнятий тут загальний підхід до визначення основних параметрів каскадів ілюструють схеми, що представлені на рис.2.1. Приклади аналізу резисторних підсилювальних каскадів наведені нижче.

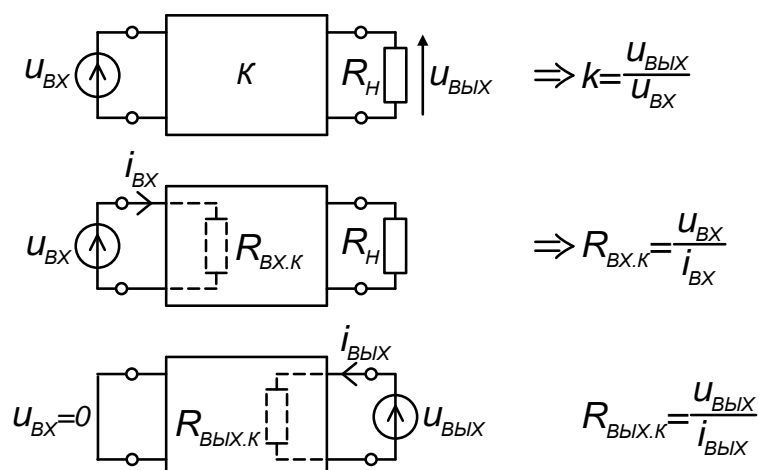


Рис. 2.1. Схеми, що пояснюють загальний підхід до визначення основних параметрів каскаду: коефіцієнта передачі напруги, вхідного і вихідного опорів

## 2.1. Каскад із спільним емітувальним електродом

Розглянемо підсилювальний каскад на біполярному транзисторі із спільним емітером, схема якого наведена на рис.2.2а. Тут рис.2.2б і рис.2.2в ілюструють етапи переходу до еквівалентної схеми режиму коливань, представленої на рис. 2.1г. На ній транзистор замінено схемою рис.1.2б.

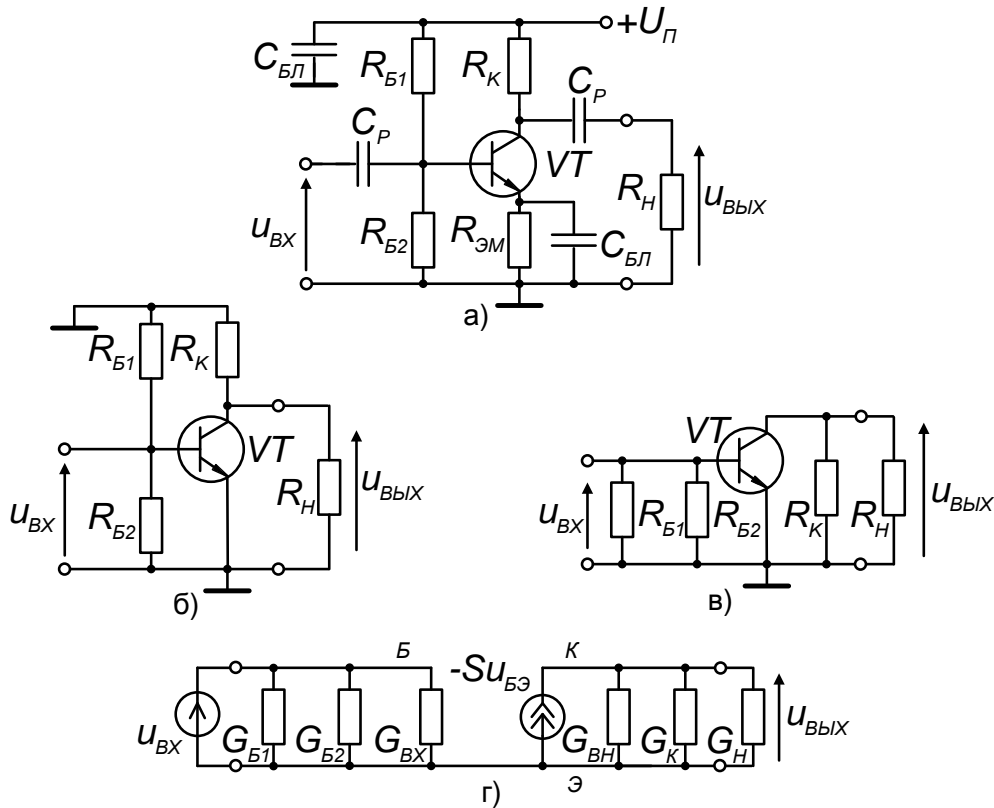


Рис.2.2. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі із спільним емітером:

- а) принципова схема,
- б), в) проміжні еквівалентні схеми,
- г) остаточна еквівалентна схема

Для складання рівнянь застосовуємо метод вузлових напруг, використовуючи як відліковий нижній вузол на схемі рис.2.2г. Врахуємо, що верхні вузли не зв'язані, вузлова напруга лівого вузла задана як  $U_{BX}$ , тобто не вимагає визначення, і тому записуємо єдине рівняння для вузлової напруги правого вузла  $U_{BYX}$ :

$$(G_{A\bar{I}} + G_{\bar{E}} + G_{\bar{I}}) u_{A\bar{U}\bar{O}} = -Su_{A\bar{Y}},$$

де  $U_{BE} = U_B - U_E = U_{BX} - 0 = U_{BX}$ , тому маємо:

$$(G_{A\bar{I}} + G_{\bar{E}} + G_{\bar{I}}) u_{A\bar{U}\bar{O}} = -Su_{A\bar{O}},$$

звідки знаходимо коефіцієнт передачі сигналу за напругою:

$$k = -\frac{S}{G_{A\bar{I}} + G_{\bar{E}} + G_{\bar{I}}} = -SR_{\bar{Y}}, \quad (2.1)$$



де  $R_E = 1/(G_{BH} + G_K + G_H)$  – еквівалентний опір навантаження джерела струму.

Використовуючи підхід, проілюстрований на рис.2.1, знаходимо вирази, що визначають *вхідний і вихідний опори* каскаду:

$$R_{A\bar{O}.E} = \frac{1}{G_{A1} + G_{A2} + G_{A\bar{O}}}, \quad (2.2)$$

$$R_{A\bar{U}\bar{O}.E} = \frac{1}{G_{A1} + G_E}. \quad (2.3)$$

З формули (2.1) слідує, що **після підсилення сигнал змінює полярність**, а також **збільшується** пропорційно крутості ВАХ транзистора  $S$  і величині еквівалентного опору навантаження  $R_E$ . З формули (2.2) видно, як опори в колі бази транзистора  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  **зменшують вхідний опір** каскаду, а з формул (2.1) і (2.3) слідує, що зменшення  $R_K$  приводить до зменшення  $k$  і  $R_{вих.к}$ .

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, використаних при виведенні формул, що визначають  $k$ ,  $R_{вх}$  и  $R_{вих}$  каскаду із спільним емітером, представленого на рис.2.2:

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми (рис.2.2а) до еквівалентної схеми, наведеної на рис. 2.2г;

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, яке зв'язує  $U_{вх}$  и  $U_{вих}$ ;

1.3. отримати формулу (2.1), що визначає коефіцієнт передачі напруги  $k$ ;

1.4. використовуючи методику, проілюстровану на рис. 2.1, отримати формули (2.2) і (2.3), що визначають  $R_{вх}$  и  $R_{вих}$ ;

1.5. осмислити отримані вирази, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Використовуючи [1, (рис.2, рис.3, п.2.1)], накреслити принципові схеми каскадів із спільним витоком на всіх різновидах польових транзисторів, що приведені на рис.1.3а.

3. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.5 провести аналіз режиму підсилення каскадів із спільним витоком:

3.1. на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$  переходом з каналом  $n$ -типу;

3.2. на польовому транзисторі з індукованим каналом  $p$ -типу.

## Контрольні питання

1. На якій підставі аналізуючи схеми рис.2.2, переходячи від принципової схеми рис.2.2а до еквівалентних, не враховують ємності блокуючих і розподільних конденсаторів  $C_{БЛ}$  і  $C_P$ ?
2. На якій основі в еквівалентній схемі рис. 2.2г використана схема заміщення транзистора рис.1.2б?
3. Чому у рівнянні стану не врахована ліва частина кола рис.2.2г?
4. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги каскаду  $k$  після заміни транзистора іншим, що має більше значення крутості  $S$ ?
5. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги каскаду  $k$ , якщо збільшити опір колекторного навантаження  $R_H$ ?
6. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги каскаду  $k$ , якщо зменшити опір навантаження каскаду  $R_H$ ?
7. Як зміниться вихідний опір каскаду  $R_{ВИХ}$ , якщо зменшити опір колекторного навантаження  $R_K$ ?
8. Як резистори подільника напруги в колі бази транзистора впливають на величину вхідної напруги?

## 2.2. Каскад із спільним колекторним електродом

Розглянемо каскад на польовому транзисторі із спільним витоком, схема якого представлена рис. 2.3а. Рис.2.3б ілюструє перехід до еквівалентної схеми режиму коливаль, наведеної на рис. 2.3в. Транзистор на ній замінено схемою рис.1.3б.

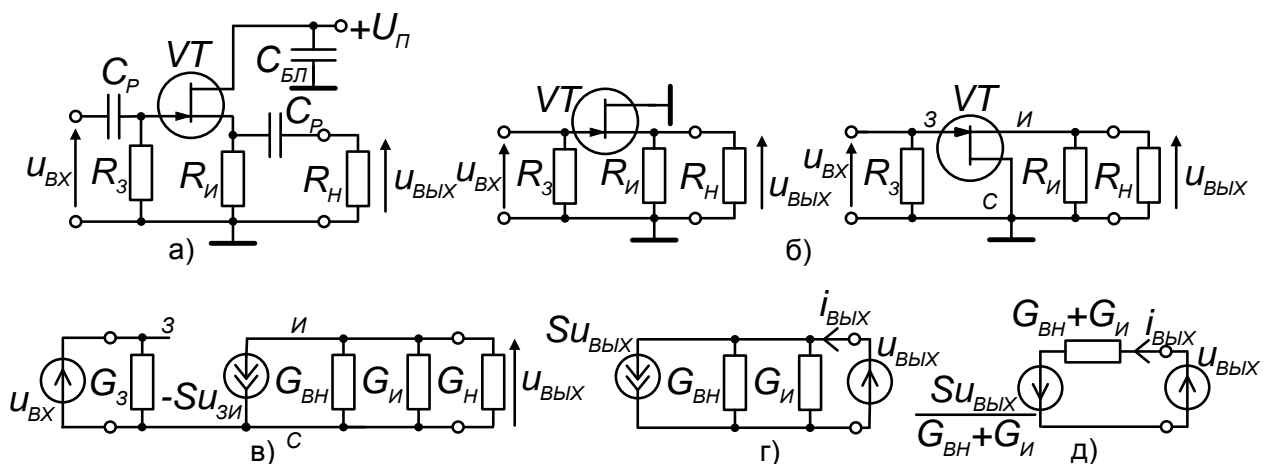


Рис.2.3. Каскад на польовому транзисторі зі спільним стоком:

- а) принципова схема,
- б) проміжні еквівалентні схеми,
- в) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$ ,
- г), д) еквівалентні схеми для визначення  $R_{ВИХ}$

Для цієї схеми з урахуванням того, що

$$U_{3B} = U_3 - U_B = U_{BX} - U_{ВІХ}, \quad (2.4)$$

записуємо рівняння для правого вузла

$$(G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f) u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = S(u_{\hat{A}\hat{O}} - u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}).$$

Після перестановки маємо,

$$(S + G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f) u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = S u_{\hat{A}\hat{O}}.$$

Звідки отримуємо формулу, що визначає коефіцієнт передачі сигналу за напругою

$$k = \frac{S}{S + G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f}. \quad (2.5)$$

Ця формула показує, що в цій схемі **сигнал не інвертується, а величина коефіцієнта передачі напруги  $k$  не перевищує одиницю**, наближаючись до неї при порівняно великих значеннях крутості  $S$  ВАХ ЕП. Причиною того, що  $k < 1$ , є властивий каскаду **негативний зворотний зв'язок**, виражений вже в початковому співвідношенні (2.4), що визначає напругу, яка керує струмом транзистора. Оскільки для всіх каскадів зі спільним колекторним електродом величина коефіцієнта передачі напруги  $k$  наближується до одиниці, їх називають *повторювачами*.

Із схеми рис.2.3в очевидно, що *вхідний опір* каскаду, який визначається відповідно до підходу, поданого на рис 2.1, дорівнює

$$R_{ВХ.К} = R_3. \quad (2.6)$$

*Вихідний опір* каскаду  $R_{ВІХ.К}$ , відповідно до вказаного підходу, визначають відношенням  $R_{ВІХ.К} = U_{ВІХ} / i_{ВІХ}$ , вважаючи, що  $u_{ВХ} = 0$ , а до виходу каскаду підключене джерело напруги  $U_{ВІХ}$ . Використовуючи еквівалентні перетворення схеми рис.2.3, що представлені на рис.2.3г і рис.2.3д, знаходимо вихідний струм

$$i_{ВІХ} = (G_{ВН} + G_{В} + S) U_{ВІХ}.$$

Звідси слідує, що у розглянутого повторювача

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{E}} = \frac{1}{S + G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}}} \quad (2.7a)$$

Якщо  $S \gg G_{ВН} + G_{В}$ , тоді

$$R_{ВІХ.К} \approx 1 / S. \quad (2.7б)$$

Останні співвідношення показують, що в порівнянні з розглянутим вище каскадом із спільним інжекторним електродом **повторювач має низький вихідний опір**. Причиною цієї властивості каскаду є вказаний вище *негативний зворотний зв'язок*.

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, використаних при виведенні формул, що визначають  $k$ ,  $R_{ВХ}$  і  $R_{ВІХ}$  каскаду, представленого схемою рис.2.3:

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми (рис.2.3а) до еквівалентної схеми (рис.2.3в);

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВІХ}$ ;

1.3. отримати формулу (2.5), що визначає коефіцієнт передачі напруги  $k$ ;

1.4. використовуючи рис.2.3в і методику, наведену на рис.2.1, отримати формулу (2.6), яка визначає  $R_{ВХ}$ ;

1.5. здійснити перехід до еквівалентної схеми (рис.2.3д). Використовуючи рис.2.3д і методику, наведену на рис.2.1, отримати формулу (2.7а), яка визначає  $R_{ВІХ}$ ;

1.6. осмислити отримані вирази, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Використовуючи [1, (п.2.2)], накреслити принципові схеми каскадів із спільним колекторним електродом на всіх різновидах транзисторів, поданих на рис.1.2а і рис.1.3а.

3. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.6 провести аналіз режиму підсилення каскадів на польових транзисторах:

3.1. з індукованим каналом  $n$ -типу;

3.2. з вбудованим каналом  $p$ -типу.

### ***Контрольні питання***

1. На якій основі, аналізуючи схему рис.2.3, переходячи від принципової схеми рис.2.3а до еквівалентних, не враховують ємності блокуючих і розподільних конденсаторів  $C_{БЛ}$  і  $C_{Р}$ ?

2. На якій основі в еквівалентній схемі рис.2.4в використана схема заміщення транзистора рис.1.3б?

3. Чому у записі рівняння стану не врахована ліва частина кола рис.2.3в?

4. Чому каскади зі спільним колекторним електродом називають повторювачами?

5. Яке явище служить причиною того, що коефіцієнт передачі напруги  $k < 1$ , а  $R_{ВІХ}$  – малий?

6. Чому зменшення  $R_{ВІХ}$  поліпшує властивості каскаду?

### 2.3. Повторювач з високим входним опором

Розглянемо різновид повторювача на польовому транзисторі, схема якого дана на рис.2.4а. Тут буде показано, що в порівнянні з каскадом, розглянутим в попередньому прикладі, цей повторювач має підвищений входний опір. Рис.2.4б, рис.2.4в і рис.2.4г ілюструють етапи переходу до еквівалентної схеми режиму коливаль, поданої на рис.2.4д. На ній транзистор замінений схемою рис.1.3б.

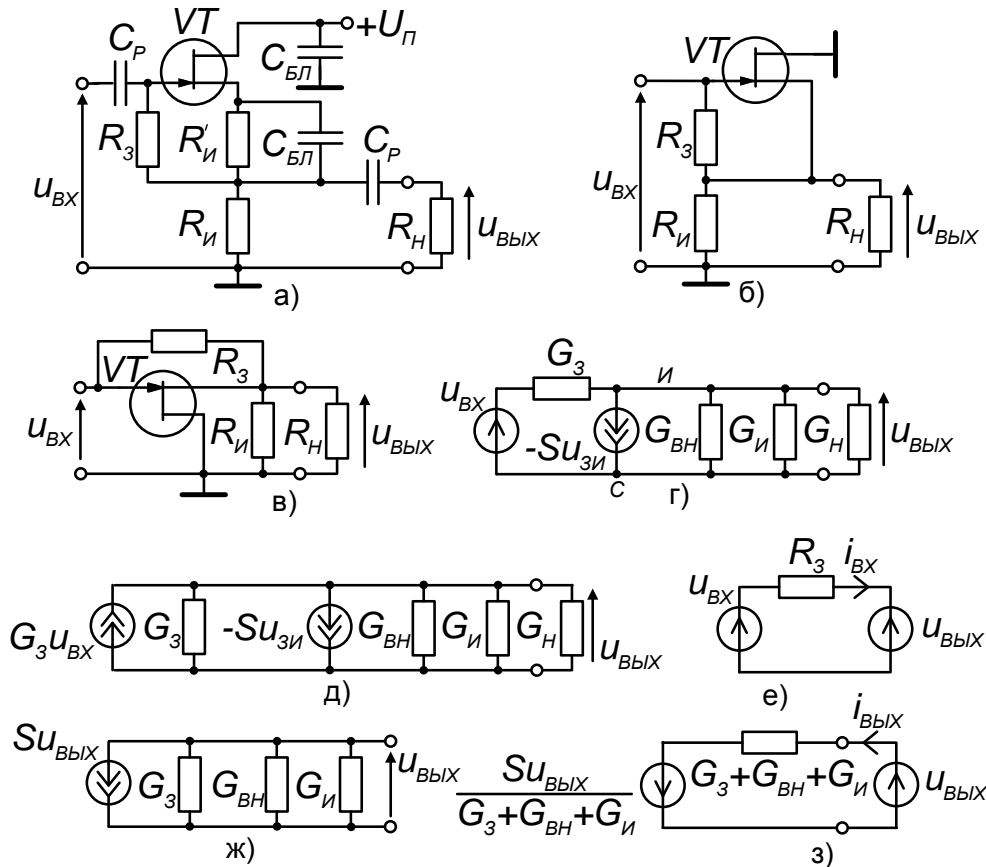


Рис.2.4. Повторювач на польовому транзисторі, що має високий входний опір:

- а) принципова схема;
- б), в), г) проміжні еквівалентні схеми;
- д) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$ ;
- е) еквівалентна схема для визначення  $R_{вх.к}$ ;
- ж), з) еквівалентні схеми для визначення  $R_{вих.к}$

Рівняння для напруги  $U_{вих}$  еквівалентної схеми має вигляд:

$$(G_3 + G_{ВН} + G_В + G_Н) U_{вих} = G_3 U_{ВХ} + S U_{ЗВ},$$

де  $U_{ЗВ} = U_{ВХ} - U_{вих}$ . З урахуванням цього маємо

$$(S + G_3 + G_{ВН} + G_В + G_Н) U_{вих} = (S + G_3) U_{ВХ},$$

звідки знаходиться коефіцієнт передачі сигналу за напругою:

$$k = \frac{S + G_{\zeta}}{S + G_{\zeta} + G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f} . \quad (2.8)$$

З цієї формули слідує, що в цій схемі **сигнал не інвертується** і при порівняно великих значеннях **S величина k близька до одиниці**, але не перевищує її. Причиною цієї властивості каскаду є вказаний в попередньому прикладі **негативний зворотний зв'язок**, що властивий повторювачам.

Для визначення **вхідного опору** каскаду  $R_{ВХ.к}$  скористаємося еквівалентною схемою, яку отримаємо застосуванням теореми заміщення до правої частини кола рис.2.4г, замінюючи його джерелом напруги із задаючою напругою  $U_{ВХ}$ . Для отриманої таким чином еквівалентної схеми, представленої на рис.2.4е, маємо

$$i_{ВХ} = (U_{ВХ} - U_{ВХ}) / R_3.$$

Визначаючи вхідний опір відношенням  $R_{ВХ.к} = U_{ВХ} / i_{ВХ}$ , знаходимо:

$$R_{\hat{A}\hat{O}.\hat{E}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}} R_{\zeta}}{U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}} = \frac{R_{\zeta}}{1 - k} . \quad (2.9)$$

З цієї формули слідує, що при близьких до одиниці значеннях **k, величина  $R_{ВХ.к}$  значно перевищує величину  $R_3$** , що визначає вхідний опір інших різновидів каскадів на польових транзисторах, в тому числі розглянутого в попередньому пункті повторювача.

Відповідно до підходу, поданого на рис.2.1, визначаємо **вихідний опір каскаду  $R_{ВХ.к}$**  відношенням  $R_{ВХ.к} = U_{ВХ} / i_{ВХ}$  при  $U_{ВХ} = 0$  і підключеному джерелі  $U_{ВХ}$ . За допомогою представлених на рис.2.4ж і рис.2.4з еквівалентних схем, знаходимо

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{E}} = \frac{1}{S + G_{\zeta} + G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}}} . \quad (2.10a)$$

Якщо  $S \gg G_3 + G_{ВН} + G_{В}$  маємо

$$R_{ВХ.к} \approx 1 / S. \quad (2.10б)$$

Як і в попередньому випадку, низький вихідний опір каскаду є наслідком вказаного вище негативного зворотного зв'язку, властивого повторювачам.

Таким чином, **розглянутий різновид повторювача має корисні властивості – високий вхідний і низький вихідний опори.**

## Завдання для самостійної роботи

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, які використані при виведенні формул, що визначають  $k$ ,  $R_{ВХ}$  і  $R_{ВІХ}$  каскаду, представленого схемою на рис.2.3:

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми (рис.2.3а) до еквівалентної схеми (рис.2.3в);

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВІХ}$ ;

1.3. отримати формулу (2.5), що визначає коефіцієнт передачі напруги  $k$ ;

1.4. використовуючи рис.2.3в і наведену на рис.2.1 методику, отримати формулу (2.6), що визначає  $R_{ВХ}$ ;

1.5. здійснити перехід до еквівалентної схеми (рис.2.3д). Використовуючи рис.2.3д і наведену на рис.2.1 методику, отримати формулу (2.7а), яка визначає  $R_{ВІХ}$ ;

1.6. осмислити отримані вирази, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Використовуючи [1, (п.2.2)] накреслити принципові схеми каскадів із спільним колекторним електродом на всіх різновидах транзисторів, що подані на рис.1.2а і рис.1.3а.

3. Аналогічно п.п.1.1 – 1.6 провести аналіз режиму підсилення каскадів на польових транзисторах:

3.1. з індукованим каналом  $n$ -типу,

3.2. із вбудованим каналом  $p$ -типу.

## Контрольні питання

1. На якій підставі аналізуючи схеми на рис.2.3, переходячи від принципової схеми рис.2.3а до еквівалентних, не враховують ємності блокуючих і розподільних конденсаторів  $C_{БЛ}$  і  $C_{Р}$ ?

2. На якій основі в еквівалентній схемі рис.2.4в використана схема заміщення транзистора рис.1.3б?

3. Чому при записі рівняння стану не врахована ліва частина кола рис.2.3в?

4. Чому каскади зі спільним колекторним електродом називають повторювачами?

5. Яке явище служить причиною того, що коефіцієнт передачі напруги  $k < 1$ , а  $R_{ВІХ}$  малий?

6. Чому зменшення  $R_{ВІХ}$  поліпшує властивості каскаду?

## 2.4. Каскад із спільним керувальним електродом

Розглянемо підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зі спільною базою, схема якого представлена на рис.2.5а. Перехід до еквівалентної схеми режиму коливань ілюструють схеми рис.2.5б – рис.2.5ж. На них транзистор представлено схемою заміщення, яка наведена на рис.2б.

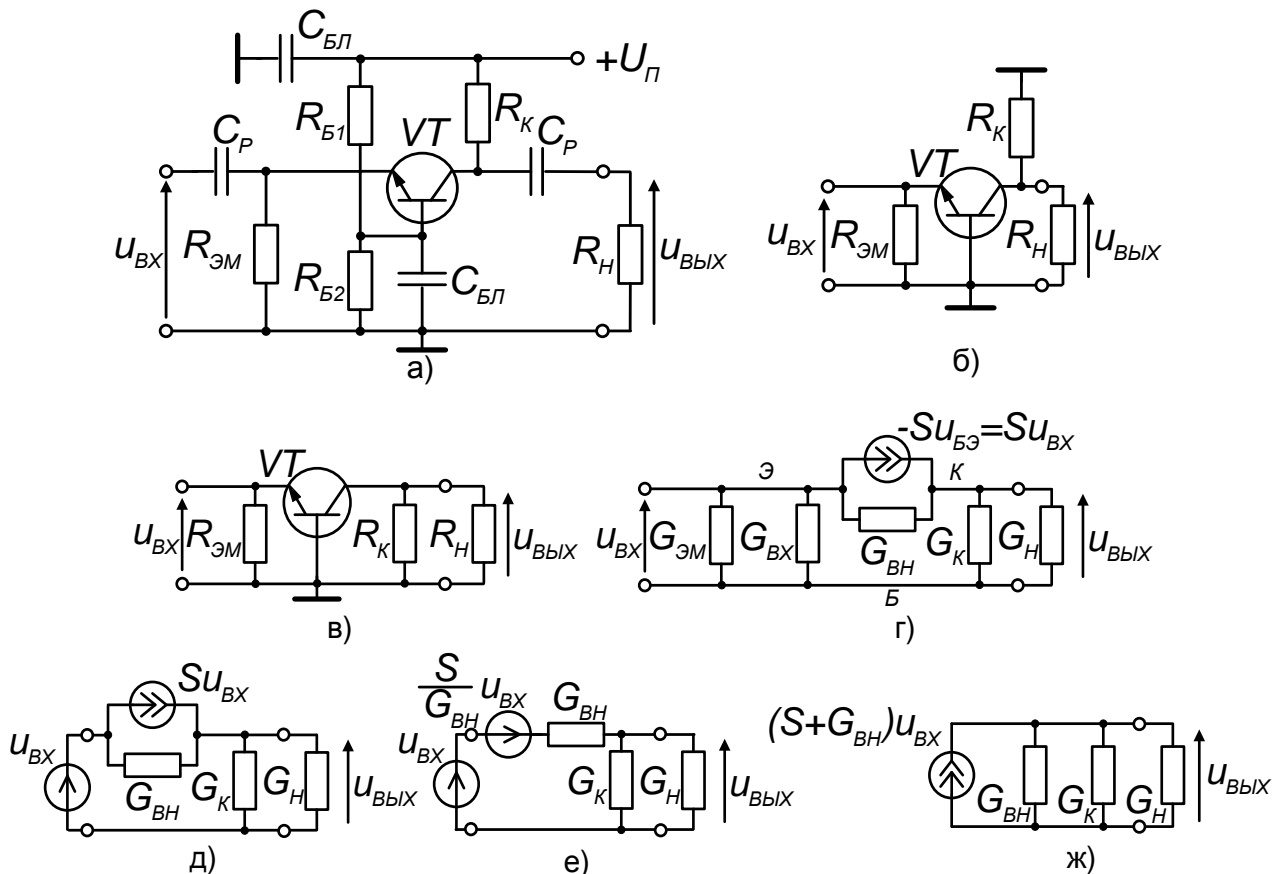


Рис.2.5. Каскад на біполярному транзисторі зі спільною базою:

а) принципова схема;

б) – е) проміжні еквівалентні схеми;

ж) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$

Рівняння для напруги  $u_{ВЫХ}$  остаточної еквівалентної схеми має вигляд:

$$(G_{БН} + G_K + G_H) u_{ВЫХ} = (S + G_{БН}) u_{BX}.$$

З цього виразу одержуємо формулу для коефіцієнта передачі сигналу за напругою:

$$k = \frac{S + G_{\hat{A}f}}{G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f}. \quad (2.11)$$

Оскільки практично завжди  $S \gg G_{БН}$ , маємо



$$k \approx \frac{S}{G_{\hat{A}f} + G_{\hat{E}} + G_f} = SR_{\hat{Y}}, \quad (2.12)$$

де  $R_E = 1/(G_{BH} + G_K + G_H)$  – еквівалентний опір навантаження джерела струму.

З формули (2.12) випливає, що **при підсиленні сигнал збільшується** пропорційно крутизні прохідної ВАХ транзистора  $S$  і величині еквівалентного опору навантаження  $R_E$ , але, на відміну від підсилювального каскаду зі спільним емітером (п.2.1), він **не змінює свою полярність**.

*Вхідний опір* каскаду  $R_{BX.K}$  знайдемо аналізуючи схему, що представлена на рис.2.5г. Нехтуючи тут складовою струму через  $G_{BH}$ , маємо

$$I_{BX} \approx G_{EM}U_{BX} + G_{BX}U_{BX} + S U_{BX} = (G_{EM} + G_{BX} + S)U_{BX},$$

звідки випливає

$$R_{\hat{A}\hat{O}.\hat{E}} \approx \frac{1}{S + G_{\hat{Y}l} + G_{\hat{A}\hat{O}}} . \quad (2.13a)$$

При  $S \gg G_{EM} + G_{BX}$  одержуємо наближену формулу

$$R_{\hat{A}\hat{O}.\hat{E}} \approx \frac{1}{S} . \quad (2.13б)$$

Отримані формули (2.13a) і (2.13б) вказують на **низький вхідний опір каскадів із спільним керувальним електродом**.

Вихідний опір каскаду  $R_{ВИХ.K}$  знаходимо за допомогою οποї з еквівалентних схем, представлених на рис.2.5. Відповідно до методики, наведеної на рис. 2.1, при  $U_{BX}=0$  одержимо

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{E}} = \frac{1}{G_{\hat{E}} + G_{\hat{A}f}} \approx \frac{1}{G_{\hat{E}}} . \quad (2.14)$$

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при виведенні формул, що визначають  $k$ ,  $R_{BX.K}$  і  $R_{ВИХ.K}$  каскаду з спільною базою (рис.2.5):

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.2.5а) до еквівалентної схеми (рис.2.5ж);

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $U_{BX}$  і  $U_{ВИХ}$ ;

1.3. одержати формули (2.11а) і (2.11б), що визначають коефіцієнт передачі напруги  $k$ ;

1.4. використовуючи схему, наведену на рис.2.5г, припускаючи, що тут  $G_{BH} \rightarrow 0$ , одержати формули (2.13а) і (2.13б), що визначають  $R_{BX.K}$ ;

1.5. використовуючи схеми, наведені на рис.2.4, одержати формули (2.14), що визначають  $R_{ВИХ.K}$ ;

- 1.6. осмислити отримані формули, записати в зошиті відповідні висновки.
2. Використовуючи [1, (п.2.3)] накреслити принципову схему каскаду із спільним затвором на польовому транзисторі з керуючим  $p-n$  переходом. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.6 провести аналіз режиму підсилення цього каскаду.

### Контрольні питання

1. На якій підставі при аналізі схеми рис.2.5, переходячи від принципової схеми рис.2.5а до еквівалентних, не враховують ємності блокуючих і розділових конденсаторів  $C_{БЛ}$  і  $C_P$ ?
2. На якій підставі в еквівалентній схемі рис.2.5г використана схема заміщення транзистора рис.1.3б?
5. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги каскаду  $k$  і вхідний опір каскаду  $R_{ВХ.К}$  при заміні транзистора іншим, що має більше значення крутизни  $S$ ?
6. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги каскаду  $k$ : якщо зменшити опір колекторного навантаження  $R_K$ ; якщо збільшити опір навантаження каскаду  $R_H$ ?
8. Чим істотно відрізняються властивості каскадів із спільним керувальним електродом (рис.2.5) та зі спільним емітером (рис.2.2)?

### 2.5. Каскодний підсилювач

Розглянемо каскодний підсилювальний каскад на польових транзисторах, схема якого показана на рис.2.6а. Перехід до еквівалентної схеми ілюструють рис.2.6б і рис.2.6в. Тут транзистори представлені еквівалентною схемою заміщення, що наведена на рис.1.3б.

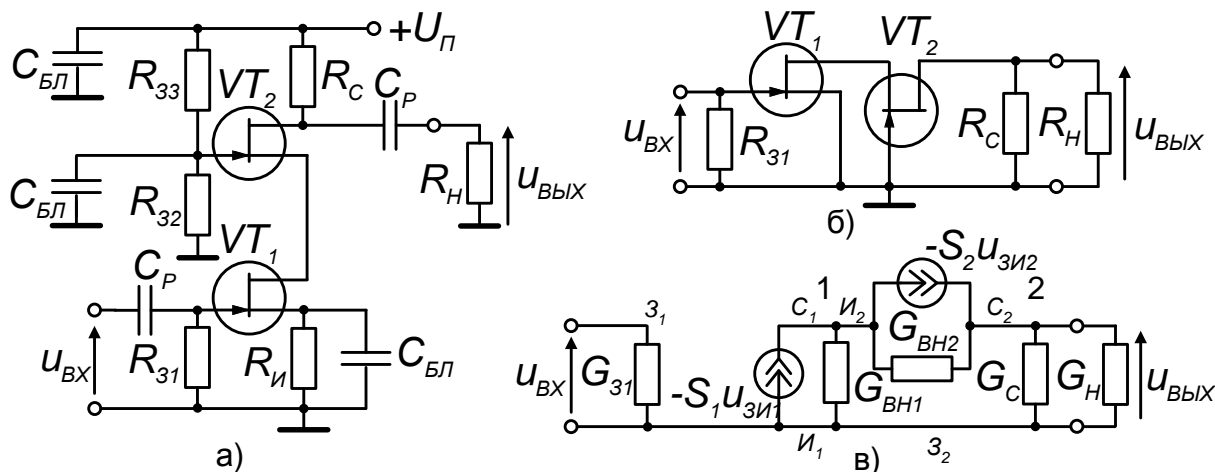


Рис.2.6. Каскодний підсилювач на польових транзисторах:

- а) принципова схема;
- б) проміжна еквівалентна схема;
- в) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$

Напруга лівого вузла на еквівалентній схемі рис.2.6в задано як  $U_{BX}$  і не вимагає визначення. Система вузових рівнянь для напруг двох наступних вузлів має вигляд

$$\begin{bmatrix} G_{\hat{A}f1} + G_{\hat{A}f2} & -G_{\hat{A}f2} \\ -G_{\hat{A}f2} & G_{\hat{A}f2} + G_{\hat{N}} + G_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 u_{Q\hat{E}1} + S_2 u_{Q\hat{E}2} \\ -S_2 u_{Q\hat{E}2} \end{bmatrix}.$$

Тому що  $U_{3B1} = U_{BX}$ , а  $U_{3B2} = -u_1$ , одержимо

$$\begin{bmatrix} G_{\hat{A}f1} + G_{\hat{A}f2} + S_2 & -G_{\hat{A}f2} \\ -(G_{\hat{A}f2} + S_2) & G_{\hat{A}f2} + G_{\hat{N}} + G_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 u_{\hat{A}\hat{O}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Розв'язок цієї системи дає наступний вираз, що визначає *коефіцієнт передачі сигналу* за напругою

$$k = \frac{-S_1(S_2 + G_{\hat{A}f2})}{(S_2 + G_{\hat{A}f1} + G_{\hat{A}f2})(G_{\hat{A}f2} + G_{\hat{N}} + G_f) - G_{\hat{A}f2}(S_2 + G_{\hat{A}f2})}. \quad (2.15)$$

За умови  $S_2 \gg (G_{BH1} + G_{BH2})$ , що, як правило, виконується, формула (2.15) приймає зручний для практичних розрахунків вигляд

$$k \approx \frac{-S_1}{G_{\hat{N}} + G_f} = -S_1 R'_Y, \quad (2.16)$$

де  $R'_E = 1 / (G_C + G_N)$ .

Порівняння формул (2.16) і (2.1) показує, що **розглянутий підсилювач можна вважати модифікацією каскаду зі спільним емітувальним електродом** (у даному прикладі – із спільним витоком). Тут транзистор  $VT_2$  є допоміжним, **виконуючим роль екрана** між основним транзистором  $VT_1$  і його навантаженням  $R_C$ .

### *Завдання для самостійної роботи*

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при отриманні формул, що визначають коефіцієнт передачі напруги  $k$  каскодного підсилювача зі спільним емітером (рис.2.6):

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.2.6а) до еквівалентної схеми (рис.2.6в);

1.2. для отриманої еквівалентної схеми методом вузових напруг записати систему рівнянь, що зв'язує  $U_{BX}$  і  $U_{VIX} = U_2$ ;

1.3. одержати формули (2.15) і (2.16), що визначають коефіцієнт передачі за напругою  $k$ ;

1.4. осмислити отримані формули, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Використовуючи [1, (п.2.5)], накреслити принципові схеми каскодних підсилювачів на біполярних транзисторах і на сполученні біполярного транзистора і польового транзистора з керуючим  $p-n$  переходом.
3. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.4 провести аналіз режиму підсилення каскодного підсилювача на біполярних транзисторах і на сполученні біполярного транзистора і польового транзистора з керуючим  $p-n$  переходом.

### Контрольні питання

1. Яку роль відіграє кожен з транзисторів у схемах каскодних підсилювачів?
2. Чому каскодний підсилювач можна вважати модифікацією каскаду з спільним емітувальним електродом?
3. У чому полягає перевага каскодних підсилювачів у їхньому порівнянні з каскадами зі спільним емітувальним електродом?
4. Як зміниться величина коефіцієнта передачі напруги  $k$ : при збільшенні опору колекторного навантаження; при заміні транзистора  $VT_1$  іншим, який має більше значення  $S_1$ ; при заміні транзистора  $VT_2$  іншим, що має більше значення  $S_2$ ?

### 2.6. Аналіз каскаду з розділеним навантаженням

Розглянемо каскад з розділеним навантаженням на біполярному транзисторі, схема якого наведена на рис.2.7а. Перехід до еквівалентної схеми режиму коливальності ілюструють рис.2.7б і рис.2.7в, де транзистор представлено схемою заміщення, що показана на рис.1.2б.

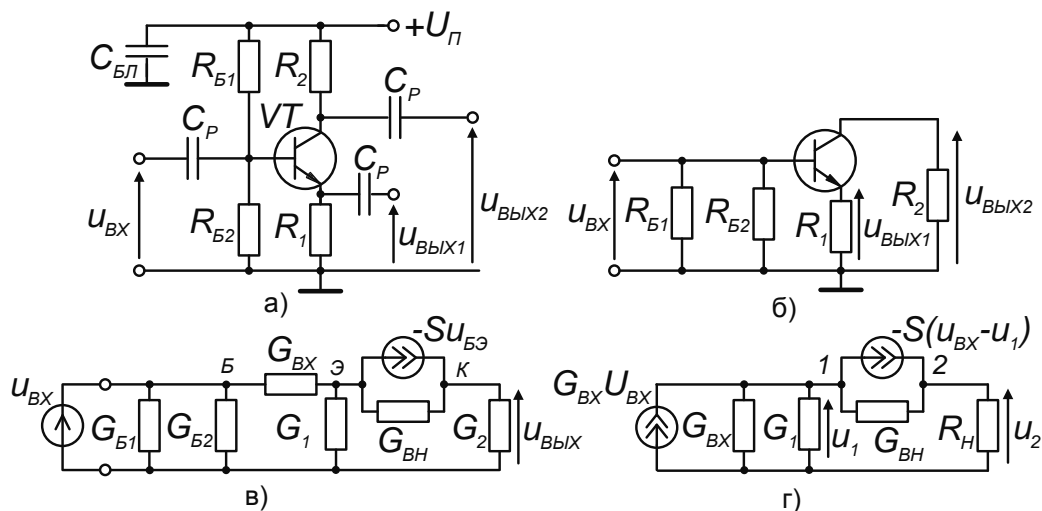


Рис. 2.7. Каскад з розділеним навантаженням на біполярному транзисторі:  
 а) принципова схема;  
 б), в) проміжні еквівалентні схеми;  
 г) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$

Схемі рис.2.6г відповідає система вузлових рівнянь

$$\begin{bmatrix} G_{\hat{A}\hat{O}} + G_1 + G_{\hat{A}\hat{I}} & -G_{\hat{A}\hat{I}} \\ -G_{\hat{A}\hat{I}} & G_2 + G_{\hat{A}\hat{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{\hat{A}\hat{O}} u_{\hat{A}\hat{O}} + S u_{\hat{A}\hat{O}} - S u_1 \\ -S u_{\hat{A}\hat{O}} + S u_1 \end{bmatrix},$$

яку приведемо до вигляду:

$$\begin{bmatrix} G_{\hat{A}\hat{O}} + G_1 + G_{\hat{A}\hat{I}} + S & -G_{\hat{A}\hat{I}} \\ -(G_{\hat{A}\hat{I}} + S) & G_2 + G_{\hat{A}\hat{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S + G_{\hat{A}\hat{O}}) u_{\hat{A}\hat{O}} \\ -S u_{\hat{A}\hat{O}} \end{bmatrix}.$$

З останньої системи знаходимо *коефіцієнти передачі напруги*:

$$k_1 = \frac{S G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_{\hat{A}\hat{I}}}{S G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_{\hat{A}\hat{I}} + G_1 G_{\hat{A}\hat{I}} + G_2 G_{\hat{A}\hat{I}} + G_1 G_2}, \quad (2.17a)$$

$$k_2 = \frac{-S G_1 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_{\hat{A}\hat{I}}}{S G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_2 + G_{\hat{A}\hat{O}} G_{\hat{A}\hat{I}} + G_1 G_{\hat{A}\hat{I}} + G_2 G_{\hat{A}\hat{I}} + G_1 G_2}. \quad (2.17б)$$

З формул (2.17) видно, що для розглянутого каскаду на біполярному транзисторі, за умови, коли

$$G_1 = G_2 + \frac{G_{\hat{A}\hat{O}} (G_2 + 2G_{\hat{A}\hat{I}})}{S},$$

досягається рівність  $k_2 = -k_1$ , за якої на виході каскаду **формуються сигнали однакової величини з протилежними знаками**. Каскади та інші кола, яким властива ця особливість, називають *фазоінверторами*.

За умови  $S \gg G_1; G_2; G_{BH}; G_{BX}$  маємо наближені співвідношення

$$k_1 \approx 1; \quad k_2 \approx -\frac{G_1}{G_2}. \quad (2.18)$$

Рівність  $k_2 = -k_1$  за цієї умови тепер досягається, коли  $G_1 = G_2$ . Якщо в розглянутому каскаді використовувати ЕП - польовий транзистор, то, оскільки  $G_{BX} = 0$ , при рівності  $G_1$  і  $G_2$  отримаємо

$$k_2 = -k_1 = \frac{S}{S + 2G_{\hat{A}\hat{I}} + G_1}. \quad (2.19)$$

**Завдання для самостійної роботи**

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при отриманні формул, що визначають  $k$  каскаду з розділеним навантаженням (рис.2.7):

1.1. поетапно здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.2.7а) до його еквівалентної схеми (рис.2.7г);

1.2. для отриманої еквівалентної схеми методом вузлових напруг записати систему рівнянь, що зв'язує  $U_{BX}$  і  $U_{ВІХ}$ ;

1.3. одержати формули (2.17) – (2.18), що визначають коефіцієнти передачі напруги  $k_1$  і  $k_2$ ;

1.4. осмислити отримані вирази, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Використовуючи [1, (п.2.4)], накреслити принципову схему каскаду з розділеним навантаженням на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$  переходом. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.4 провести аналіз режиму підсилення цього каскаду й одержати формулу (2.19).

### **Контрольні питання**

1. На якій підставі в еквівалентній схемі рис.2.7г використана схема заміщення транзистора рис.1.2б?
2. За якої умови досягається рівність  $k_2 = -k_1$  у схемі каскаду з розділеним навантаженням на польовому транзисторі?
3. Для чого використовують каскади з розділеним навантаженням?
4. Яке властиве каскаду явище визначає співвідношення  $k_1 < 1$ ?
5. Які транзистори в каскадах з розділеним навантаженням краще використовувати: біполярні чи польові? Чому?

## **2.7. Диференціальні підсилювачі**

### **2.7.1. Симетричний диференціальний підсилювач**

Розглянемо симетричний *диференціальний підсилювач* на однакових польових транзисторах, схема якого показана на рис.2.8а. Перехід до еквівалентної схеми режиму коливань ілюструють рис.2.8б і рис.2.8в, де транзистори представлено схемою заміщення рис.1.3б. На рис.2.8г подана спрощена еквівалентна схема каскаду, яка обрана для аналізу.

З урахуванням того, що  $U_{ЗВ1} = U_{ВХ1} - U_B$ , а  $U_{ЗВ2} = U_{ВХ2} - U_B$  за допомогою методу вузлових напруг для схеми, представленої на рис.2.8г, можна скласти систему рівнянь третього порядку, що зв'язує,  $U_{ВХ1}$ ,  $U_{ВХ2}$  і  $U_{ВІХ} = U_1 - U_2$ . Розв'язок цієї системи рівнянь і подальший аналіз каскаду залишаємо для самостійної роботи.

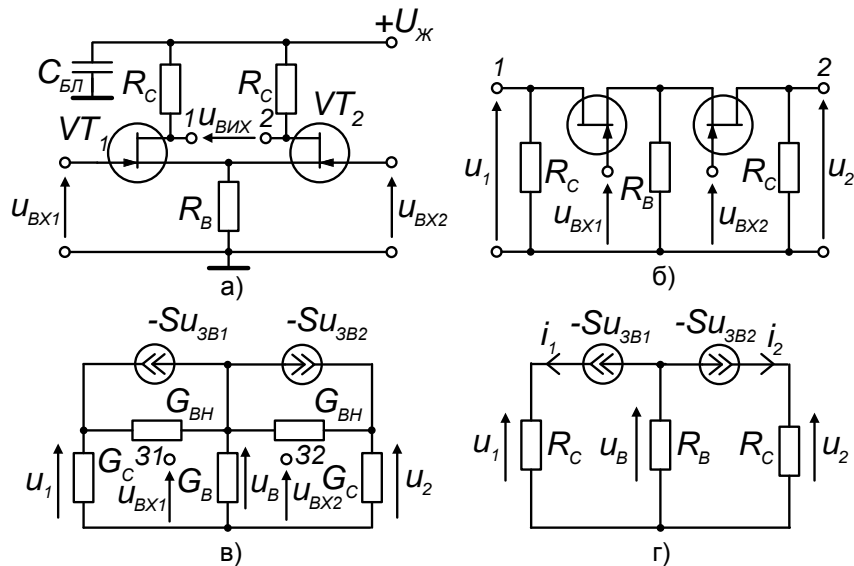


Рис.2.8. Симетричний диференціальний підсилювальний каскад:

- а) принципова схема;
- б) проміжна еквівалентна схема;
- в) еквівалентна схема каскаду;
- г) спрощена еквівалентна схема каскаду

Спростимо еквівалентну схему каскаду, представлену на рис.2.8в, вважаючи, що значення диференціальних провідностей транзисторів  $G_{BH}$  настільки малі, що ними можна знехтувати. Відповідна спрощена еквівалентна схема каскаду подана на рис.2.8г.

Для цієї схеми:

$$i_1 = -S(u_{BX1} - u_B), \quad i_2 = -S(u_{BX2} - u_B).$$

Далі маємо:

$$u_1 = R_C i_1 = -R_C S(u_{BX1} - u_B), \quad u_2 = R_C i_2 = -R_C S(u_{BX2} - u_B).$$

І, нарешті, одержуємо вираз для  $u_{ВИХ}$ , який ілюструє роботу і пояснює назву каскаду, що розглянуто:

$$u_{ВИХ} = u_1 - u_2 = SR_C (u_{BX1} - u_{BX2}), \quad (2.20)$$

З цієї формули видно, що **симетричний диференціальний каскад підсилює різницю прикладених до його входів напруг  $u_{BX1}$  і  $u_{BX2}$** . Коефіцієнт підсилення різницевого сигналу пропорційний крутизні прохідної ВАХ транзистора  $S$  і величині опору його навантаження  $R_C$ .

### 2.7.2. Несиметричний диференціальний підсилювач

Розглянемо несиметричний диференціальний підсилювач на однакових польових транзисторах, схема якого наведена рис.2.9а. Перехід до еквівалентної схеми режиму коливальності ілюструють рис.2.9б і рис.2.9в, де транзистори представлено схемою заміщення рис.1.3б.

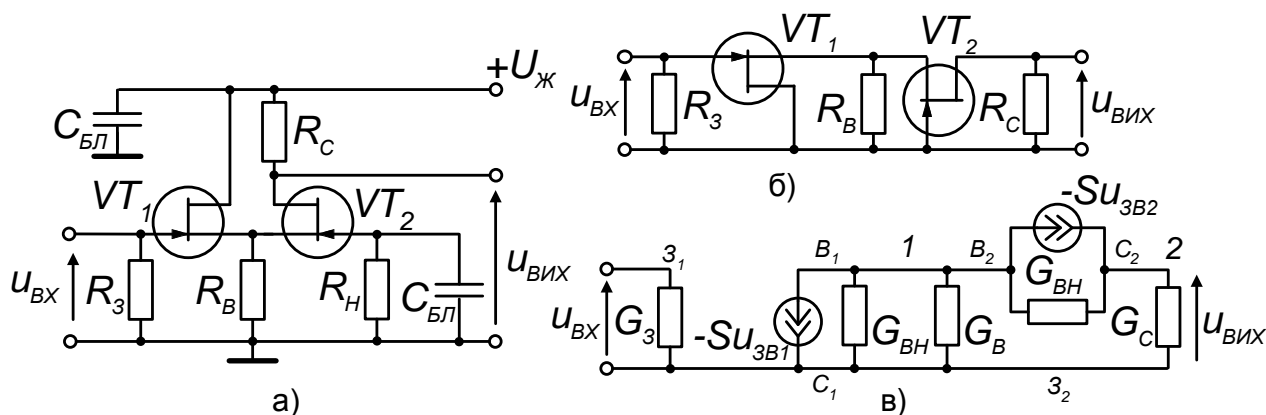


Рис.2.9. Несиметричний диференціальний підсилювач:

а) принципова схема;

б) проміжна еквівалентна схема;

в) остаточна еквівалентна схема для визначення  $k$ .

З урахуванням того, що  $u_{3B1} = u_{BX} - u_1$ , а  $u_{3B2} = -u_1$ , схемі, яка представлена на рис.2.9в, відповідає система вузлових рівнянь:

$$\begin{bmatrix} G_E + 2G_{Af} & -G_{Af} \\ -G_{Af} & G_{\bar{N}} + G_{Af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Su_{A\bar{O}} - 2Su_1 \\ Su_1 \end{bmatrix}.$$

Після упорядкування вона приймає вигляд:

$$\begin{bmatrix} 2S + G_E + 2G_{Af} & -G_{Af} \\ -(S + G_{Af}) & G_{\bar{N}} + G_{Af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Su_{A\bar{O}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

За умови  $S \gg G_{BH}, G_B$ , що практично завжди виконується, маємо

$$\begin{bmatrix} 2S & -G_{Af} \\ -S & G_{\bar{N}} + G_{Af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Su_{A\bar{O}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Розв'язок останньої системи рівнянь дозволяє отримати формулу, що визначає коефіцієнт передачі напруги

$$k = \frac{S}{2G_{\bar{N}} + G_{Af}} = SR_Y, \quad (2.21)$$

де  $R_E = 1/(2G_C + G_{BH})$  – еквівалентний опір.

З цієї формули випливає, що після підсилення **сигнал зберігає свою полярність, збільшуючись** пропорційно крутизні  $S$  прохідної ВАХ. Тобто



несиметричний диференціальний підсилювач фактично є каскадом, що не інвертує підсилювані сигнали.

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при отриманні формули (2.20), що визначає роботу симетричного диференціального підсилювального каскаду, схема якого представлена на рис.2.8:

1.1. здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.2.8а) до його спрощеної еквівалентної схеми (рис.2.8г);

1.2. для цієї схеми одержати формулу (2.20);

1.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Проаналізувати роботу несиметричного диференціального підсилювального каскаду схема якого представлена на рис.2.9:

2.1. Для еквівалентної схеми каскаду, представленої на рис. 2.9в, методом вузлових напруг записати систему рівнянь, що зв'язує  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВНХ}$ , а потім спростити її при зазначеній умові.

2.2. З розв'язку отриманої системи рівнянь одержати вираз (2.21), що визначає коефіцієнт передачі каскаду за напругою.

3. Осмислити результати аналізу каскаду в одному й іншому випадках, записати в зошиті відповідні висновки.

4. Використовуючи [1,(2.7)], накреслити принципові схеми і відповідні їм еквівалентні схеми несиметричних і симетричних диференціальних підсилювачів на біполярних і польових транзисторах. Осмислити принцип їхньої роботи.

### ***Контрольні питання***

1. Чому розглянуті в цьому пункті каскади називаються диференціальними підсилювачами?
2. Що означають терміни симетричний і несиметричний диференціальний каскад?
3. Чому диференціальні підсилювачі нечуттєві: до синфазних складових сигналів, до змін температури, до пульсацій напруги джерела живлення, до синфазних сигналів наводки?
4. Як зміниться величина коефіцієнта підсилення різницевого сигналу: при заміні транзисторів іншими, що мають більше значення крутизни  $S$ ; при зменшенні опорів навантажень транзисторів  $R_K$ ?

### 3. Аналіз резисторних каскадів з урахуванням ємностей

У прикладах попереднього розділу, що ілюструє аналіз резисторних каскадів, не враховувався вплив наявних у їхньому складі різних *ємнісних елементів*, властивих як реальним конденсаторам  $C_P$  і  $C_{БЛ}$ , так і фізичним параметрам інших радіокомпонентів, у тому числі процесам, що відбуваються в електронних приладах.

Наявність ємностей у складі будь-якого кола обумовлює залежність його параметрів від частоти коливань. У резисторних підсилювальних каскадах це призводить до частотної залежності їхніх основних характеристик – коефіцієнта передачі сигналу, вхідного і вихідного опорів.

Тут покажемо, як знаходять *комплексні передатні функції*  $K(\omega)$  і *вхідні опори*  $Z_{ВХ}$  каскадів на ЕП за умов підсилення малих сигналів з урахуванням впливу різних ємностей на частотні характеристики підсилювача. Як і в п. 2, для спрощення аналізу схеми джерела вхідних сигналів будемо представляти джерелами напруги з напругами, що задаються, рівними  $U_{ВХ}$ .

#### 3.1. Вплив ємностей, що шунтують сигнали

У першу чергу розглянемо вплив ємностей, які на еквівалентних схемах каскадів увімкнені паралельно резистивним навантаженням ЕП і каскаду. Зі збільшенням частоти опір ємностей зменшується, що призводить до шунтування навантажень і, як наслідок, до зменшення коефіцієнта підсилення високочастотних складових сигналу.

Для прикладу розглянемо підсилювальний каскад на польовому транзисторі з спільним витоком, схема якого наведена на рис.3.1а.

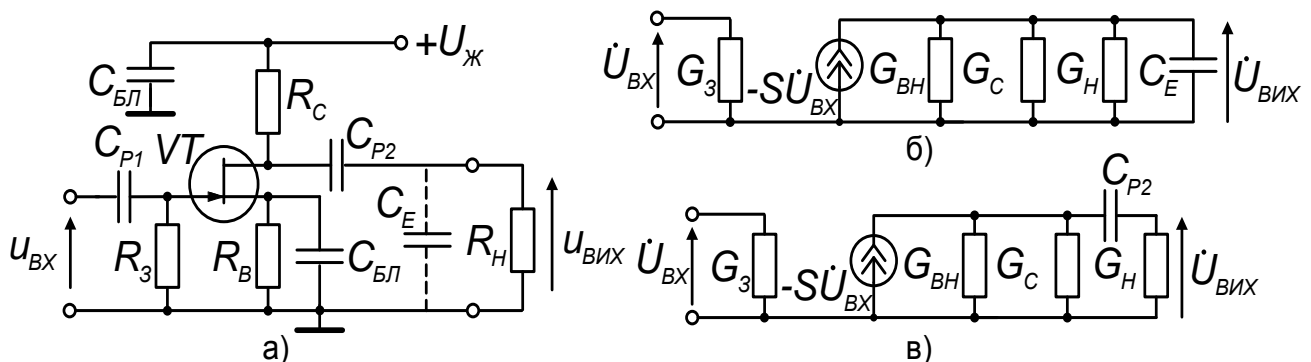


Рис.3.1. Каскад на польовому транзисторі із спільним витоком:

- а) принципова схема;
- б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$  з урахуванням шунтуючих ємностей;
- в) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$  з урахуванням ємності розділового конденсатора

На рис.3.1б представлена еквівалентна схема каскаду, у якій поряд з резистивними елементами врахована: вихідна ємність транзистора  $C_{CB}$ , ємність монтажу  $C_M$  і вхідна ємність навантаження каскаду  $C_H$ , представлені елементом з еквівалентною ємністю  $C_E = C_{CB} + C_M + C_H$ . Такі еквівалентні схеми, що добре описують характеристики підсилювальних каскадів в області високих частот, називають *високочастотними*.

Для еквівалентної схеми, наведеної на рис.3.1б, методом вузлових напруг у комплексній формі запишемо рівняння для комплексної амплітуди вихідної напруги  $\dot{U}_{BHX}$

$$(G_E + j\omega C_E)\dot{U}_{BHX} = -S\dot{U}_{BX},$$

де  $G_E = G_{BH} + G_C + G_H$  – сумарна еквівалентна провідність.

З цього рівняння випливає формула, що визначає *комплексну передатну функцію* каскаду

$$K(\omega) = \frac{-SR_{\dot{Y}}}{1 + j\omega C_{\dot{Y}}R_{\dot{Y}}} = \frac{k}{1 + j\omega\tau_{\dot{A}}}. \quad (3.1)$$

Тут:  $k = -SR_E$  – коефіцієнт передачі сигналу за напругою без врахування впливу ємностей (див. приклад 2.1);  $\tau_{\dot{A}} = C_{\dot{Y}}R_{\dot{Y}}$  – постійна часу перезаряду ємності  $C_E$ .

*Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики* каскаду з (3.1) визначаються співвідношеннями:

$$|K(\omega)| = \frac{SR_{\dot{Y}}}{\sqrt{1 + (\omega C_{\dot{Y}}R_{\dot{Y}})^2}} = \frac{|k|}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\dot{A}})^2}}, \quad (3.2a)$$

$$\arg K(\omega) = \pi - \arctg \omega C_{\dot{Y}}R_{\dot{Y}} = \pi - \arctg \omega\tau_{\dot{A}}. \quad (3.2б)$$

З формули (3.2) видно, що зі збільшенням частоти коефіцієнт підсилення зменшується, тобто каскад фактично є *фільтром нижніх частот*, гранична частота якого визначається формулою

$$\omega_{ГР} = 1/(C_ER_E) = 1/\tau_B.$$

Таким чином, впливає, що ємності, які шунтують сигнали, зумовлюють обмеження діапазону верхніх частот підсилюваних коливань.

Відзначимо також, що добуток величин коефіцієнта підсилення  $|k|$  і граничної частоти  $\omega_{ГР}$

$$|k|/\omega_{ГР} = S/C_E. \quad (3.3)$$

є постійною величиною, що залежить тільки від  $S$  і  $C_E$ .

Отже, **чим ширше діапазон частот підсилюваних коливань, тим менше коефіцієнт підсилення каскаду, і навпаки.**

На рис.3.2а наведено нормований за максимумом графік амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) каскаду в розглянутому наближенні, що враховує шунтуючі ємності. На графіку по осі абсцис у логарифмічному масштабі відкладена частота  $f = \omega/2\pi$ .

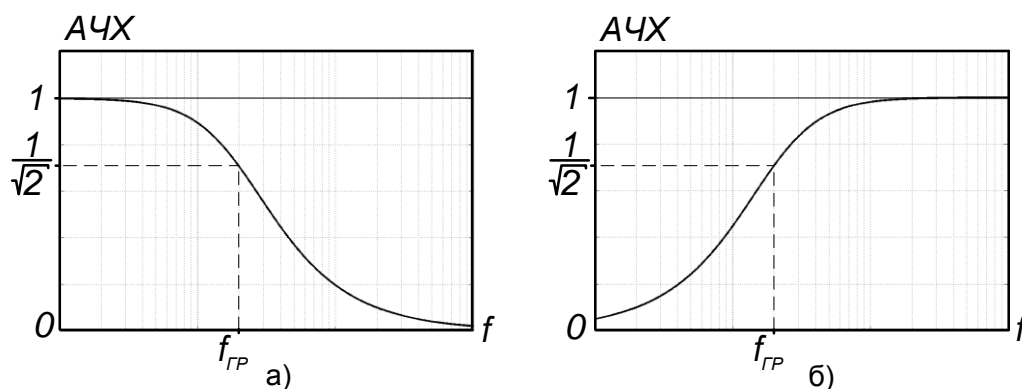


Рис.3.2 Амплітудно-частотні характеристики підсилювального каскаду:  
а) з урахуванням ємностей, що шунтують сигнал;  
б) з урахуванням ємності розділового конденсатора

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при аналізі впливу ємностей, що шунтують сигнали, на характеристики каскаду з спільним витоком, представленого на рис.3.1а:

1.1. здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.3.1а) до його еквівалентної схеми, поданої на рис.3.1б;

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $\dot{U}_{A\bar{O}}$  і  $\dot{U}_{A\bar{U}\bar{O}}$ ;

1.3. одержати формулу (3.1), що визначає комплексну передатну функцію каскаду і формули (3.2), що виражають амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики каскаду;

1.4. з розв'язку рівняння  $|K(\omega_{\bar{A}\bar{D}})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , одержати формулу, що визначає верхню граничну частоту підсилюваних коливань;

1.5. одержати формулу (3.3), що визначає зв'язок коефіцієнта підсилення каскаду і діапазону частот підсилюваних коливань;

1.6. осмислити отримані формули, накреслити графік АЧХ каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.6 провести аналіз впливу ємностей, що шунтують сигнали, на характеристики: а) каскаду на біполярному транзисторі, представленого на рис.2.2; б) повторювача на польовому транзисторі, схему якого наведено на рис.2.3.

### ***Контрольні питання***

1. Які ємності шунтують сигнали в підсилювачах?
2. У чому проявляється їхній вплив?
3. Який фізичний зміст параметра  $\tau_{\hat{A}} = C_{\check{Y}} R_{\check{Y}}$ , що присутній у формулах (3.1) і (3.2)?
4. Який важливий висновок витікає з формули (3.3)?
5. Як зміняться коефіцієнт підсилення каскаду і верхня гранична частота підсилюваних коливань при збільшенні опору резистора  $R_C$ ?

### 3.2. Вплив ємностей розділових конденсаторів

Продовжимо розгляд підсилювального каскаду (рис.3.1а), початий в попередньому пункті, але тепер будемо враховувати тільки вплив розділового конденсатора  $C_{P2}$ . Відповідна еквівалентна схема подана на рис.3.1в.

Для неї методом вузлових напруг у комплексній формі запишемо рівняння для комплексних амплітуд напруг вузлів  $\dot{U}_1$  і  $\dot{U}_2$

$$\begin{bmatrix} G_{\hat{A}f} + G_{\check{N}} + j\omega C_{D2} & -j\omega C_{D2} \\ -j\omega C_{D2} & G_f + j\omega C_{D2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S\dot{U}_{\hat{A}\check{O}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Розв'язуючи цю систему рівнянь, з урахуванням того, що  $\dot{U}_{\hat{A}\check{O}} = \dot{U}_2$ , знаходимо *комплексну передатну функцію* каскаду

$$K(\omega) = \frac{-SR_{\check{Y}}}{1 - j \frac{1}{\omega C_{D2} \left( R_f + \frac{R_{\hat{A}f} R_{\check{N}}}{R_{\hat{A}f} + R_{\check{N}}} \right)}} = \frac{k}{1 - j \frac{1}{\omega \tau_f}}. \quad (3.4)$$

Тут:  $k = -SR_E$  – коефіцієнт передачі сигналу за напругою без врахування впливу ємності;  $G_E = G_{BH} + G_C + G_H$ ;  $\tau_H = C_{P2}(R_H + (R_{BH}R_C/(R_{BH} + R_C)))$  – постійна часу перезаряду ємності розділового конденсатора  $C_{P2}$ .

*Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики* каскаду з (3.4) визначаються формулами:

$$\begin{aligned} |K(\omega)| &= \frac{|k|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \tau_f)^2}}}, \\ \arg K(\omega) &= \pi + \arctg\left(\frac{1}{\omega \tau_f}\right). \end{aligned} \quad (3.5)$$

З формул (3.5) видно, що коефіцієнт підсилення зменшується зі зменшенням частоти, тобто каскад фактично є *фільтром верхніх частот*, гранична частота якого  $\omega_{ГР} = 1/(C_{P2}R_E') = 1/\tau_H$ , де  $R_E' = R_H + (R_{BH}R_{CT}/(R_{BH} + R_C))$ .

Нормований за максимумом графік амплітудно-частотної характеристики каскаду в розглянутому наближенні, що враховує розділову ємність, наведено на рис.3.2б. На графіку по осі абсцис у логарифмічному масштабі відкладена частота  $f = \omega/2\pi$ .

Аналіз того ж каскаду (рис.3.1а) з урахуванням ємностей  $C_E$  і  $C_{P2}$  одночасно, проведений аналогічно попереднім випадкам, за умови  $C_E \ll C_{P2}$  приводить до виразу

$$K(\omega) = \frac{-SR_Y}{1 + j \left( \omega C_\emptyset R_Y - \frac{1}{\omega C_{D2} \left( R_f + \frac{R_{Af} R_{\tilde{N}}}{R_{Af} + R_{\tilde{N}}} \right)} \right)} = \frac{k}{1 + j \left( \omega \tau_{\tilde{A}} - \frac{1}{\omega \tau_f} \right)} \quad (3.6)$$

Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики каскаду з (3.6) визначаються формулами:

$$|K(\omega)| = \frac{|k|}{\sqrt{1 + \left( \omega \tau_{\tilde{A}} - \frac{1}{\omega \tau_f} \right)^2}}, \quad \arg K(\omega) = \pi - \arctg \left( \omega \tau_{\tilde{A}} - \frac{1}{\omega \tau_f} \right). \quad (3.7)$$

З отриманих формул тепер видно, що каскад є по суті – *смуговий фільтр*, що підсилює сигнали в смузі частот від  $\omega_{ГР.Н} = 1/(C_{P2}R_E') = 1/\tau_H$  до  $\omega_{ГР.В} = 1/(C_E R_E) = 1/\tau_B$ . Його нормована за максимумом амплітудно-частотна характеристика в логарифмічному масштабі частоти наведена на рис.3.3.

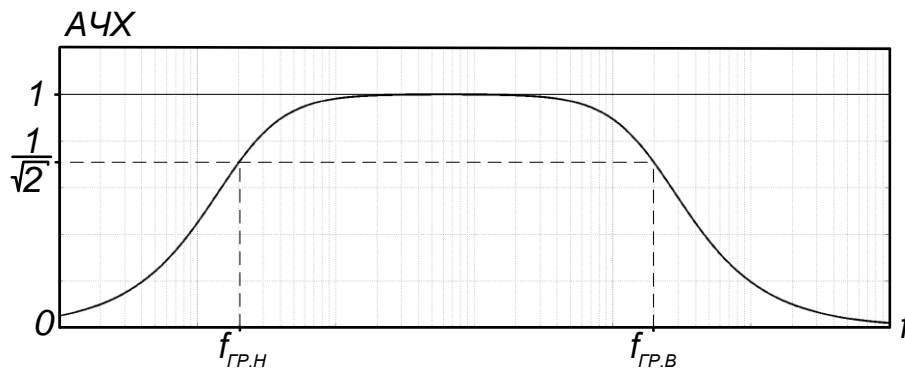


Рис.3.3. Амплітудно-частотна характеристика підсилювального каскаду з урахуванням розділової ємності та ємностей, що шунтують сигнал

Слід зазначити, що в сучасній схемотехніці підсилювачів, як правило, обходяться без розділових конденсаторів і, тому, розглянутий тут останній приклад переслідує навчальну мету.

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка використовувалась при аналізі впливу розділового конденсатора на характеристики каскаду з спільним витоком, схема якого представлена на рис.3.1а:

1.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.3.1а) до даної на рис.3.1в еквівалентної схеми;

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати систему рівнянь, що зв'язує  $\dot{U}_{\bar{A}\bar{O}}$  і  $\dot{U}_{\bar{A}\bar{U}\bar{O}} = \dot{U}_2$  ;

1.3. одержати формулу (3.4), яка визначає комплексну передатну функцію каскаду і формули (3.5), що виражають амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики каскаду;

1.4. з розв'язку рівняння  $|K(\omega_{\bar{A}\bar{O}})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , одержати формулу, що визначає нижню граничну частоту підсилюваних коливань;

1.5. осмислити отримані формули, накреслити графік АЧХ каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Аналогічно п.п. 1.1 – 1.6 провести аналіз спільного впливу на характеристики каскаду розділового конденсатора та ємностей, що шунтують сигнали. Одержати формулу (3.6), що визначає комплексну передатну функцію каскаду і формули (3.7), що виражають амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики. Накреслити графік АЧХ каскаду з урахуванням зазначених ємностей

### ***Контрольні питання***

1. У чому виявляється вплив ємностей розділових конденсаторів підсилювальних каскадів?
2. Який фізичний зміст параметра  $\tau_f$ , який присутній у формулах (3.4) і (3.5)?
3. Як потрібно змінити ємність розділового конденсатора, щоб знизити нижню граничну частоту підсилюваних коливань?

### **3.3. Вплив прохідних ємностей**

Тепер покажемо, як досліджується вплив на передатні функції і вхідні опори підсилювачів *прохідних ємностей* – ємностей, що знаходяться між вхідними і вихідними колами каскадів. Як приклад продовжимо розгляд обраного раніше підсилювача (рис.3.1а). Тут прохідною є ємність між заслоном і стоком транзистора  $C_{зс}$  фізичної схеми заміщення транзистора (рис.1.3в).

Еквівалентні схеми каскаду, що враховують тільки цю ємність  $C_{зс} = C_{пр}$  і уведену вище сумарну провідність  $G_E = G_{BH} + G_C + G_H$ , наведено на рис.3.4а і рис.3.4б.

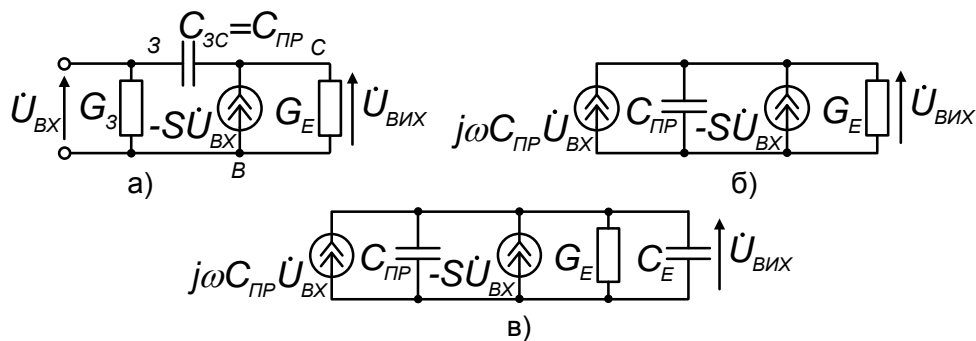


Рис.3.4. Еквівалентні схеми каскаду на польовому транзисторі зі спільним витоком для визначення  $K(\omega)$ :

а), б) з урахуванням прохідної ємності;

в) з урахуванням прохідної ємності і ємності, що шунтує сигнал

Для схеми рис.3.4б запишемо рівняння, що зв'яже комплексні амплітуди  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$  і  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}}$ ,

$$(G_Y + j\omega C_{\bar{I}\bar{D}})\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = -(S - j\omega C_{\bar{I}\bar{D}})\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}.$$

З нього випливає вираз, що визначає *комплексну передатну функцію* каскаду,

$$K(\omega) = -\frac{S - j\omega C_{\bar{I}\bar{D}}}{G_Y + j\omega C_{\bar{I}\bar{D}}} = -R_Y \frac{S - j\omega C_{\bar{I}\bar{D}}}{1 + j\omega C_{\bar{I}\bar{D}} R_Y}. \quad (3.8)$$

З (3.8) одержуємо формулу для *амплітудно-частотної характеристики* каскаду

$$|K(\omega)| = R_Y \frac{\sqrt{S^2 + (\omega C_{\bar{I}\bar{D}})^2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_A)^2}}, \quad (3.9)$$

де  $\tau_A = C_{пр} R_E$  – постійна часу перезаряду ємності  $C_{пр}$ .

З формули (3.9) видно, що коефіцієнт підсилення зі зростанням частоти зменшується від значення  $|k| = SR_E$  до одиниці. Таким чином, **прохідна ємність  $C_{пр}$ , подібно ємності  $C_E$ , вплив якої з'ясовано в п.3.1, виконує шунтуючу дію, обмежуючи зверху діапазон частот підсилюваних коливань.**

Еквівалентні схеми розглянутого каскаду, що враховують обидві зазначені ємності, представлені на рис.3.4в. Рівняння для комплексної амплітуди вихідної напруги  $\dot{U}_{ВИХ}$  в цьому випадку має вигляд:



$$(G_E + j\omega(C_E + C_{ПР}))\dot{U}_{ВНХ} = -(S - j\omega C_{ПР})\dot{U}_{ВХ} ,$$

відкіля знаходимо *комплексну передатну функцію* каскаду

$$K(\omega) = -\frac{(S - j\omega C_{ІД})R_{\dot{Y}}}{1 + j\omega(C_{\dot{Y}} + C_{ІД})R_{\dot{Y}}} = -SR_{\dot{Y}} \frac{1 - \frac{j\omega C_{ІД}}{S}}{1 + j\omega(C_{\dot{Y}} + C_{ІД})R_{\dot{Y}}} \quad (3.10)$$

Аналізуючи останнє співвідношення, зауважимо, що зі збільшенням частоти коефіцієнт підсилення зменшується від значення  $|k| = SR_E$  при  $\omega=0$  до значення  $|k| = C_{ПР} / (C_E + C_{ПР})$  при  $\omega \rightarrow \infty$ .

*Вхідну провідність* каскаду визначають співвідношенням  $Y_{ВХ.К} = \dot{I}_{ВХ} / \dot{U}_{\dot{A}\dot{O}}$ , де невідомим є вхідний струм  $I_{ВХ}$ . Щоб визначити його, використовуємо еквівалентні представлення вихідної схеми рис.3.1а, що наведені на рис.3.5. Тут враховано ємності транзистора: вхідна  $C_{ЗВ}$ , і прохідна ємність  $C_{ПР} = C_{ЗС}$ .

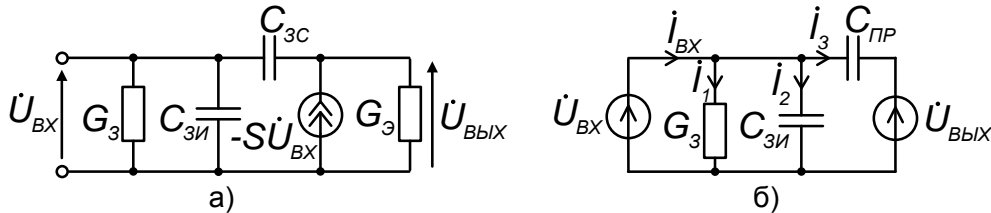


Рис.3.5. Еквівалентні схеми каскаду на польовому транзисторі з спільним витоком для визначення  $Z_{ВХ.К}$  з урахуванням прохідної ємності

Для схеми рис.3.5б, підсумовуючи струми галузdek  $\dot{I}_1$ ,  $\dot{I}_2$  і  $\dot{I}_3$  з урахуванням отриманого вище співвідношення  $\dot{U}_{\dot{A}\dot{U}\dot{O}} = -SR_{\dot{Y}}\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}}$ , знаходимо вхідний струм

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\dot{A}\dot{O}} &= G_{\dot{C}}\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} + j\omega C_{\dot{C}\dot{E}}\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} + j\omega C_{\dot{I}\dot{D}}(\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} - \dot{U}_{\dot{A}\dot{U}\dot{O}}) = \\ &= (G_{\dot{C}} + j\omega C_{\dot{C}\dot{E}} + j\omega C_{\dot{I}\dot{D}}(1 + SR_{\dot{Y}}))\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} = \\ &= (G_{\dot{C}} + j\omega C_{\dot{C}\dot{E}} + j\omega C_{\dot{I}\dot{D}}(1 + |k|))\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} , \end{aligned}$$

а потім *вхідну провідність*

$$Y_{ВХ.К} = G_3 + j\omega(C_{ЗВ} + C_{ПР}(1 + |k|)). \quad (3.11)$$

Остання формула показує, що в підсилювальних каскадах із спільним емітувальним електродом **прохідні ємності істотно впливають на вхідний опір каскаду  $Z_{ВХ.К} = 1/Y_{ВХ.К}$ , значно збільшуючи його вхідну ємність, тобто зменшуючи вхідний опір зі зростанням частоти.** Можна показати, що цей ефект відсутній у підсилювальних каскадах із спільним керувальним

електродом, що і визначає широке використання останніх у підсилювачах, які працюють на високих частотах.

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, що була використана при аналізі впливу прохідної ємності на характеристики каскаду з спільним витоком, представленого на рис.3.1а:

1.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.3.1а) до еквівалентної схеми, даної на рис.3.4б, що враховує тільки прохідну ємність  $C_{пр}$ ;

1.2. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}}$  і  $\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}\dot{O}}$ ;

1.3. одержати формулу (3.8), що визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$  і формулу (3.9), що виражає амплітудно-частотну характеристику каскаду з урахуванням ємності  $C_{пр}$ ;

1.4. здійснити перехід від принципової схеми (рис.3.1а) до еквівалентної схеми, даної на рис.3.4б, що враховує прохідну ємність  $C_{пр}$  і ємність  $C_E$ , яка шунтує сигнал;

1.5. для отриманої еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}}$  і  $\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}\dot{O}}$ ;

1.6. одержати формулу (3.10), що визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ ;

1.7. здійснити перехід від принципової схеми (рис.3.1а) до еквівалентних схем, поданих на рис.3.5, що враховують ємності транзистора: вхідну  $C_{зв}$ , і прохідну  $C_{пр}=C_{зс}$ ;

1.8. одержати формулу (3.11), що визначає комплексну вхідну провідність каскаду  $Y_{вх.к}$ ;

1.9. осмислити отримані вирази, записати в зошиті відповідні висновки.

### ***Контрольні питання***

1. У чому виявляється вплив прохідних ємностей підсилювальних каскадів?

2. Який фізичний зміст параметра  $\tau_{\dot{A}}$ , що присутній у формулах (3.8) і (3.9)?

3. Який вплив здійснюють прохідні ємності на амплітудно-частотну характеристику і на комплексний вхідний опір підсилювальних каскадів?

## 4. Аналіз селективних підсилювачів

У цьому пункті розглянемо приклади, що пояснюють аналіз підсилювальних каскадів, що містять у своєму складі резонансні кола – одиночні і зв'язані коливальні контури. Їхня наявність обумовлює сполучення в одному каскаді явищ підсилення і резонансу, забезпечуючи тим самим частотну селективність підсилювачів. До числа основних параметрів таких каскадів відносяться: *частота настроювання*  $\omega_H$ , *смуга пропускання*  $\Delta\omega_P$ , яка визначається як різниця граничних частот амплітудно-частотної характеристики  $\Delta\omega_P = \omega_{ГР.В} - \omega_{ГР.Н}$  і *коефіцієнт підсилення*  $K$ , значення якого визначається, як правило, на частоті  $\omega_H$ . Усі ці параметри визначаються *комплексною передатною функцією каскаду*  $K(\omega)$ .

З розглянутих вище в п. 2 каскадів, для конструювання *селективних підсилювачів* прийнятні каскади зі спільним емітувальним електродом (п. 2.1), каскади зі спільним керувальним електродом (п.2.4) і каскодні підсилювачі (п.2.5). Заміна в кожному з них резисторів навантажень ЕП коливальними контурами перетворює ці каскади у селективні (резонансні). При аналізі процесу підсилення, як і вище, будемо вважати сигнали досить малими, щоб використовувати малосигнальні схеми заміщення ЕП, а джерела вхідних сигналів будемо представляти джерелами напруги з напругами, що задаються, рівними  $U_{ВХ}$ . Впливом ємностей  $C_{БЛ}$  і  $C_P$  на частотні характеристики каскаду будемо нехтувати, а ємності фізичних схем заміщення ЕП, навантаження, монтажу та інші будемо враховувати в міру необхідності.

### 4.1. Каскади з одиночними контурами

#### 4.1.1. Резонансний підсилювальний каскад із спільним емітером

Як перший приклад розглянемо *резонансний підсилювальний каскад* на біполярному транзисторі зі спільним емітером, схема якого подана на рис.4.1а.

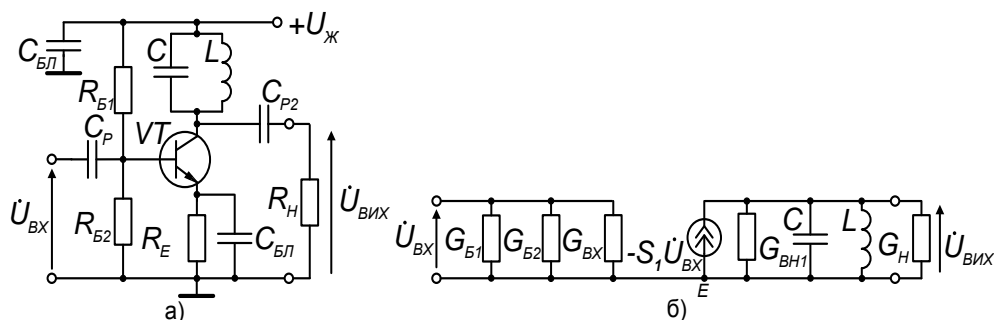


Рис.4.1. Резонансний підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зі спільним емітером:

а) принципова схема;

б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$

Порівнюючи цю схему з розглянутою вище в п. 2.1 схемою, наведеною на рис.2.1а, відмітимо, що вони відрізняються тільки навантаженням транзистора. У схемі рис.2.1а це резистор  $R_K$ , тут – коливальний контур з конденсатором  $C$  и

котушкою індуктивності  $L$ . Аналізуючи еквівалентну схему каскаду, яку подано на рис.4.1б, подібно тому, як це виконано в п.2.1, одержимо вираз, що визначає комплексну передатну функцію підсилювача:

$$\left( G_{\hat{A}\hat{I}} + G_I + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} = -S \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}},$$

$$K(\omega) = -\frac{S}{G_Y + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = -SR_Y N(\omega), \quad (4.1)$$

де  $G_E = G_{BH} + G_H$  – еквівалентна провідність,

$$N(\omega) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} - \text{співмножник, що описує явище резонансу з його}$$

основними параметрами: *резонансною частотою*  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  і *добротністю*  $Q = \omega_0 CR_E$ .

Цей співмножник відрізняє формулу (4.1) від (2.1) і саме він визначає залежність коефіцієнта підсилення від частоти. *Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики* каскаду з (4.1) визначаються формулами:

$$|K(\omega)| = SR_Y |N(\omega)| = \frac{SR_Y}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}, \quad (4.2)$$

$$\arg K(\omega) = \pi - \arctg Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$

З отриманих формул випливає, що **максимальний коефіцієнт підсилення  $k_{\max} = SR_E$  досягається на резонансній частоті контуру  $\omega_0$** . Вона і визначає *частоту настроювання* підсилювача, тобто  $\omega_H = \omega_0$ . *Амплітудно-частотна характеристика* каскаду має вигляд резонансної кривої, що зумовлює лінійні спотворення сигналів, пропорційні співмножнику  $N(\omega)$ . *Смуга пропускання  $\Delta\omega_{\Pi}$*  визначається добротністю  $Q$ . **Полярність сигналів при підсиленні змінюється.**

#### 4.1.2. Резонансний підсилювальний каскад із спільною базою

Як другий приклад розглянемо *резонансний підсилювальний каскад* на біполярному транзисторі зі спільною базою, схема якого показана на рис.4.2а. Порівнюючи її зі схемою рис.2.4а, розглянутої вище в п. 2.4, відмітимо, що й у

цьому випадку вони відрізняються тільки навантаженням транзистора. Тут навантаження транзистора – це також коливальний контур з котушкою індуктивності  $L$  і конденсатором  $C$ , який увімкнено між колектором і спільним вузлом.

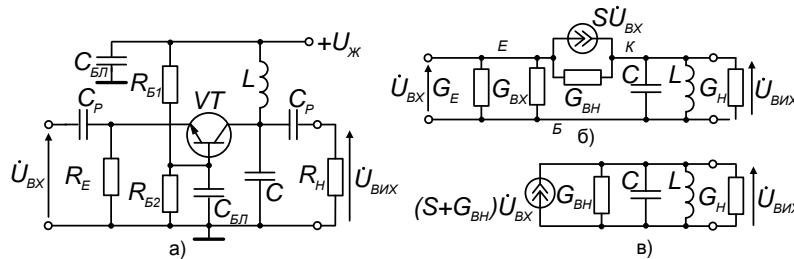


Рис.4.2. Резонансний підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зі спільною базою:

а) принципова схема;

б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$ ;

в) остаточна еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$

Аналізуючи еквівалентну схему каскаду, представлену на рис.4.2в, подібно тому, як це виконано в п.2.4, маємо

$$\left( G_{\hat{A}f} + G_f + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) \dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = (S + G_{\hat{A}f}) \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}.$$

Позначимо  $G_{BH} + G_H = G_E$  й одержимо *комплексну передатну функцію*

$$K(\omega) = \frac{S + G_{\hat{A}f}}{G_{\hat{Y}} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}. \quad (4.3)$$

За умови  $S \gg G_{BH}$ , що звичайно виконується, маємо

$$K(\omega) = \frac{S}{G_{\hat{Y}} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = SR_{\hat{Y}}N(\omega). \quad (4.4)$$

Відмітимо, що, як і в попередньому прикладі, ці формули відрізняються від (2.11) і (2.12) лише резонансним множником  $N(\omega)$ , що визначає вигляд частотних характеристик каскаду.

У розглянутому підсилювачі **полярність сигналів зберігається**, відбуваються їхні лінійні спотворення, пропорційні  $N(\omega)$ , максимальний коефіцієнт підсилення  $k_{max} = SR_E$  досягається на резонансній частоті  $\omega_0$ .

#### 4.1.3. Резонансний каскодний підсилювач

Як третій приклад розглянемо резонансний каскодний підсилювач на польових транзисторах, схема якого подана на рис.4.3а. З порівняння її зі схемою рис.2.5а, розглянутою вище в п. 2.5, видно, що й у цьому випадку вони

відрізняються тільки заміною резистора  $R_C$  коливальним контуром, який складається з котушки індуктивності  $L$  і змінного конденсатора  $C$ , підключеного за розділовим конденсатором  $C_P$ .

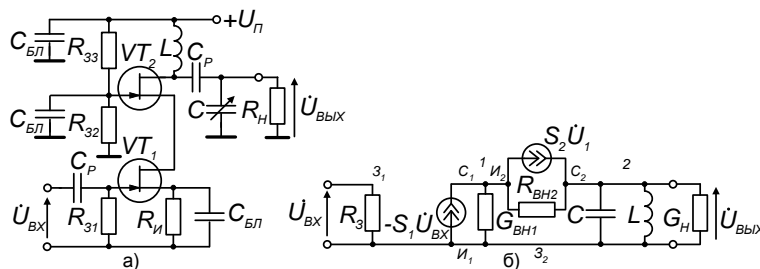


Рис.4.3. Резонансний каскодний підсилювач на польових транзисторах:

а) принципова схема;

б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$

Аналізуючи еквівалентну схему рис.4.3б цього каскаду, як і у розглянутому в п.2.5 випадку, маємо

$$\begin{bmatrix} S_2 + G_{\hat{A}1} + G_{\hat{A}2} & -G_{\hat{A}2} \\ -(S_2 + G_{\hat{A}2}) & G_{\hat{A}2} + Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_1 U_{\hat{A}0} \\ 0 \end{bmatrix},$$

де  $Y = G_H + j\omega C + 1/j\omega L$ . За умови  $S_2 \gg G_{BH1} + G_{BH2}$  одержимо

$$K(\omega) \approx -S_1 R_{\hat{Y}} N(\omega). \quad (4.5)$$

Як і в попередніх прикладах, ця формула відрізняється від (2.16) тільки резонансним множником  $N(\omega)$ , що визначає вигляд частотних характеристик каскаду. Ще раз відмітимо, що каскодний підсилювач, фактично, є модифікацією підсилювального каскаду зі спільним емітувальним електродом, який призначено для ослаблення впливу прохідної ємності (див. п.3.4) на характеристики підсилювача.

Таким чином, **амплітудно-частотні характеристики всіх розглянутих підсилювачів мають вигляд резонансної кривої**, що характеризує їхню селективність і лінійні спотворення сигналів; **частота настроювання**

**підсилювача  $\omega_H$  визначається резонансною частотою  $\omega_I = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$** , на

цій частоті досягається максимальний коефіцієнт підсилення каскаду  $k_{MAX} = SR_E$ , граничні частоти смуги пропускання  $\omega_{ГР.В}$  і  $\omega_{ГР.Н}$  визначаються рівнянням

$K(\omega_{\hat{A}D}) = \frac{k_{MAX}}{\sqrt{2}}$ , а **ширина смуги пропускання** – формулою

$$\Delta\omega_I = \omega_{\hat{A}D.\hat{A}} - \omega_{\hat{A}D.\hat{I}} = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (4.6)$$

Графік частотної характеристики селективних підсилювачів з одиночними *LC-резонаторами* наведено на рис.4.7а.

У розглянутих прикладах не враховувався вплив ряду другорядних елементів: резистивностей і ємностей електронних приладів; резистивності, що моделює втрати в котушці індуктивності; ємності монтажу; вхідної ємності навантаження тощо.

Ємності, що включені паралельно *LC-контуру*, додаються до ємності контуру *C*, зменшуючи значення резонансної частоти, яка стає рівною

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_Y}},$$

де  $C_E = C + C_{KE} + C_M + C_H$ .

Вплив прохідної ємності  $C_{ПР}$  на характеристики підсилювачів було досліджено вище в п. 3.3. Використовуючи отримані там результати, стосовно каскадів із спільним емітувальним електродом, один із яких тут розглянуто у першому прикладі, знаходимо формулу для *передатної функції каскаду*

$$K(\omega) = -(S - j\omega C_{гД}) R_Y N(\omega). \quad (4.7)$$

З отриманої раніше формули (3.11), прийнятої і до цих каскадів, витікає, що прохідні ємності помітно впливають на *вхідну провідність* каскаду, чим істотно **збільшують його вхідну ємність**.

У випадку каскадів із спільним керувальним електродом, один із яких розглянуто у другому прикладі, аналіз *передатної функції* приводить до формули

$$K(\omega) = (S + j\omega C_{гД}) R_Y N(\omega). \quad (4.8)$$

#### 4.1.4. Резонансний підсилювач із автотрансформаторним зв'язком контуру з ЕП і навантаженням каскаду

Включені паралельно *LC-контур* ЕП і навантаження каскаду, які мають резистивні властивості, а також втрати в котушці індуктивності **зменшують добротність контуру  $Q$  і, отже, розширюють смугу пропускання каскаду  $\Delta\omega_{п}$** . Якщо збільшення смуги пропускання із зазначених причин виявляється надмірним, то використовують, зокрема, *автотрансформаторне (часткове) підключення* до контуру ЕП і навантаження каскаду. На рис.4.4 зображена схема резонансного підсилювача, що відрізняється від розглянутого вище в п.4.1 підсилювача способом включення транзистора *VT* і навантаження каскаду  $R_H C_H$  у *LC-контур*, де  $m_1$  і  $m_2$  – коефіцієнти включення ЕП і навантаження каскаду.

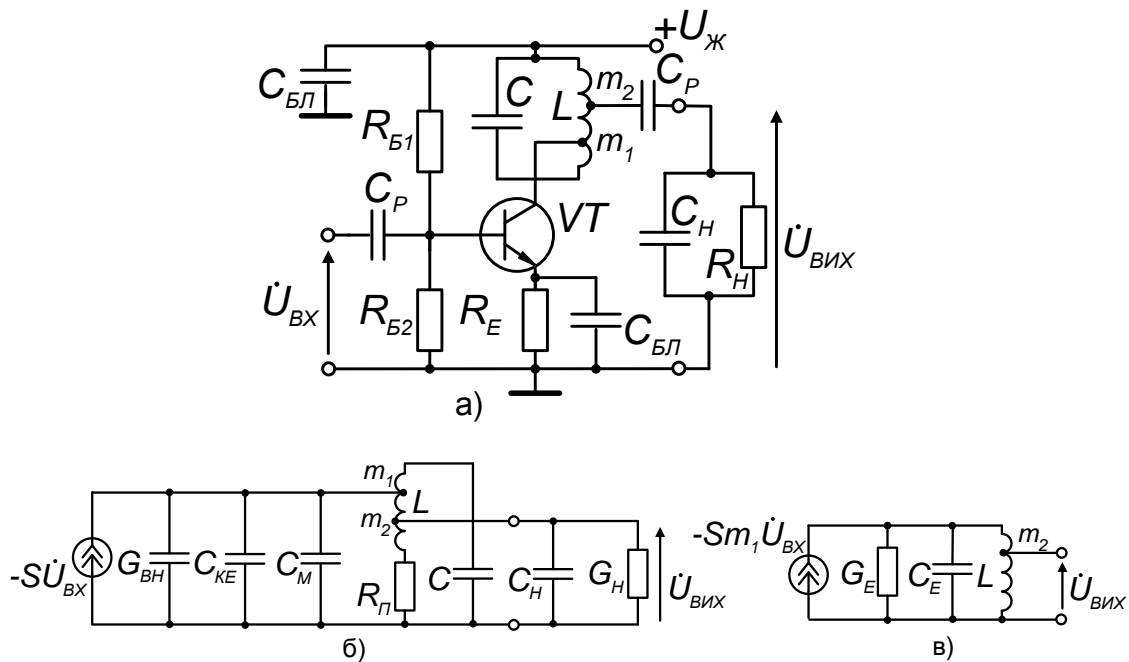


Рис.4.4. Резонансний підсилювач з автотрансформаторним зв'язком контуру з транзистором і навантаженням каскаду:

- а) принципова схема каскаду;
- б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$ ;
- в) остаточна еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$

На рис.4.4б представлена еквівалентна схема цього каскаду, у якій враховані вихідна ємність транзистора  $C_{KE}$ , ємність монтажу  $C_M$ , опір втрат котушки індуктивності  $R_B$ , ємність і провідність  $G_H$  навантаження, але не враховується вхідна частина каскаду. Після еквівалентних заміन, наведених на рис.4.5, ця схема приймає вигляд, представлений на рис.4.4в. Тут  $C_E$  – повна еквівалентна ємність каскаду, що дорівнює

$$C_E = C + m_1^2(C_{KE} + C_M) + m_2^2 C_H;$$

$G_E$  – повна еквівалентна провідність каскаду, що дорівнює

$$G_E = G_B + m_1^2 G_{BH} + m_2^2 G_H.$$

Для цієї схеми подібно тому, як виводилася формула (4.1), одержуємо вираз для комплексної передатної функції каскаду

$$K(\omega) = -m_1 m_2 S R_E(\omega). \quad (4.9)$$

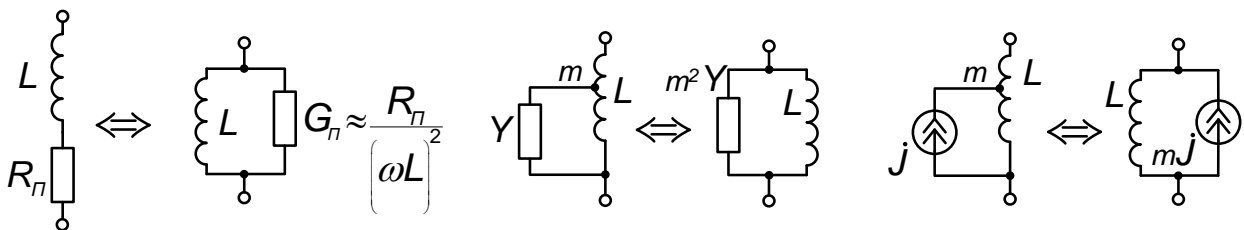


Рис.4.5. Еквівалентні подання двополусників.



Аналогічні вирази можна одержати також для схем, розглянутих у другому і третьому прикладах, при використанні в них автотрансформаторного зв'язку контуру з ЕП і навантаженням каскаду. Підбором коефіцієнтів  $m_1$  і  $m_2$  у схемах з автотрансформаторним зв'язком здійснюють спряження спектра підсилюваного сигналу зі смугою пропускання підсилювача, чим забезпечують частотну селективність сигналів.

## 4.2. Каскади зі зв'язаними контурами

Частотна селективність підсилювального каскаду істотно поліпшується, якщо в ньому використовуються зв'язані коливальні кола, у найпростішому випадку – система двох зв'язаних контурів. На рис.4.6а представлена принципова схема такого транзисторного підсилювача з ємнісним зв'язком контурів, а на рис.4.6б – його еквівалентна схема, у якій опущені вхідні кола каскаду.

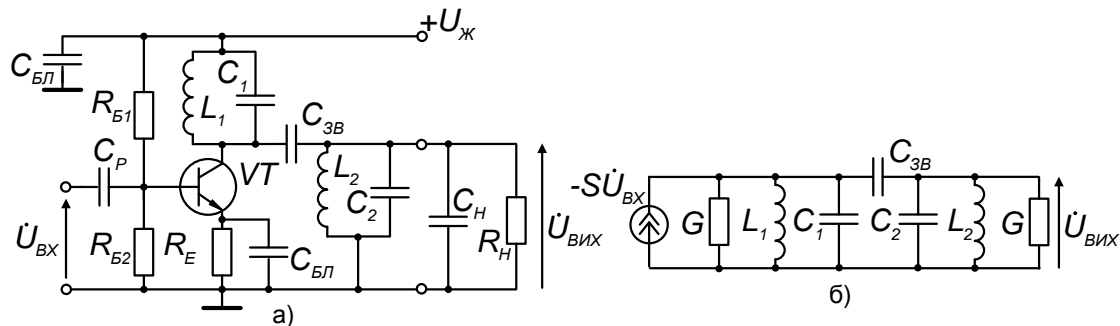


Рис.4.6. Підсилювач зі зв'язаними контурами на біполярному транзисторі з ємнісним зв'язком контурів:

- а) принципова схема каскаду;
- б) еквівалентна схема для визначення  $K(\omega)$ .

Аналіз цієї схеми істотно спрощується, коли зв'язані однакові резонатори. Методом вузлових напруг записуємо систему рівнянь у припущенні ідентичності елементів, що входять до складу резонаторів еквівалентної схеми

$$\begin{bmatrix} R + j\omega(C + C_{\bar{N}\bar{A}}) + \frac{1}{j\omega L} & -j\omega C_{\bar{N}\bar{A}} \\ -j\omega C_{\bar{N}\bar{A}} & R + j\omega(C + C_{\bar{N}\bar{A}}) + \frac{1}{j\omega L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S\dot{U}_{\bar{A}\bar{O}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

де:  $G = G_{\bar{A}\bar{I}} + G_{\bar{I}1} = G_{\bar{I}2} + G_{\bar{I}}$ ;  $C = C_1 + C_{\bar{I}1} + C_{\bar{E}\bar{Y}} = C_2 + C_{\bar{I}2} + C_{\bar{I}}$ ;  $L = L_1 = L_2$ .

Знаходимо рішення цієї системи для комплексної амплітуди вихідної напруги

$$\dot{U}_{\bar{A}\bar{O}} = \dot{U}_2:$$

$$\dot{U}_{\dot{A}\dot{O}} = \frac{-j\omega C_{\dot{N}\dot{A}} S}{\left(R + j\omega(C + C_{\dot{N}\dot{A}}) + \frac{1}{j\omega L}\right)^2 - (j\omega C_{\dot{N}\dot{A}})^2} \dot{U}_{\dot{A}\dot{O}}$$

і одержуємо формулу, що визначає комплексну передатну функцію підсилювача

$$K(\omega) = -j\omega C_{3B} S R_E N_1(\omega) N_2(\omega), \quad (4.11)$$

де

$$N_{1,2}(\omega) = \frac{1}{1 + jQ_{1,2} \left( \frac{\omega}{\omega_{01,2}} - \frac{\omega_{01,2}}{\omega} \right)},$$

$$Q_1 = \omega_{01}(C + 2C_{3B})R, \quad Q_2 = \omega_{02}CR, \quad \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L(C + 2C_{\dot{N}\dot{A}})}}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Форма амплітудно-частотної характеристики розглянутого підсилювача залежить від величини зв'язку  $K$  між контурами. При зв'язку менше критичної ( $K < K_{KP}$ ) вона має вигляд однокорбої кривої, при зв'язку, рівному критичному ( $K = K_{KP}$ ), вона має вигляд однокорбої кривої з плоскою вершиною, при зв'язку більше критичного ( $K > K_{KP}$ ) вона має вигляд двокорбої кривої. Відповідні графіки наведені на рис.4.7б. Порівнюючи їх із графіком, представленим на рис.4.7а, відзначимо, що **крутість схилів частотної характеристики підсилювача зі зв'язаними контурами вище, ніж у підсилювачів з одиночними контурами.** Цією властивістю забезпечується більш ефективне ослаблення сигналів, спектри яких лежать поза заданою смугою пропускання.

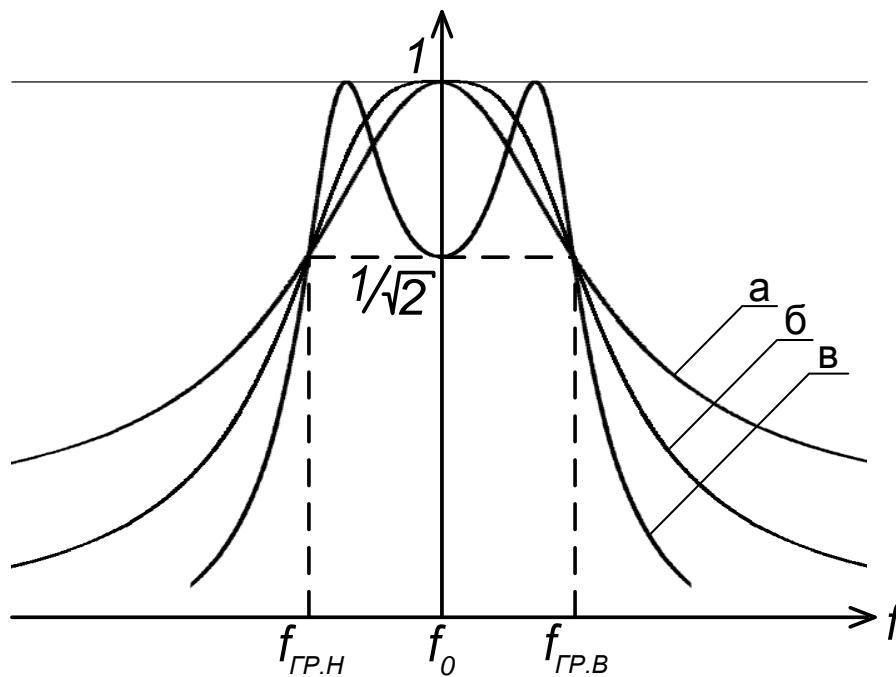


Рис.4.7. Амплітудно-частотні характеристики:  
а) одиночного коливального контуру;  
б) зв'язаних контурів при критичному зв'язку між ними;  
в) зв'язаних контурів при максимально припустимому зв'язку

### *Завдання для самостійної роботи*

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка виконувалась при аналізі резонансного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером, схема якого подана на рис.4.1а:

1.1. здійснити перехід від принципової схеми каскаду (рис.4.1а) до еквівалентної схеми (рис.4.1б);

1.2. для цієї еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$  і  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}$ , одержати формулу (4.1), яка визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ , одержати формули (4.2), що визначають амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики підсилювача;

1.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

2. Повторюючи послідовність дій, як і у прикладі 4.1.2, провести аналіз резонансного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільною базою, схема якого наведена на рис.4.2а:

2.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.4.2а) до еквівалентної схеми (рис.4.2в);

2.2. для цієї еквівалентної схеми записати рівняння, що зв'язує  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$  і  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}$ , одержати формулу (4.3), що визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ ;

2.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

3. Повторюючи послідовність дій, що використовувалась у прикладі 4.1.3, провести аналіз резонансного каскодного підсилювача на польових транзисторах, схема якого дана на рис.4.3а:

3.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.4.3а) до еквівалентної схеми (рис.4.3б);

3.2. для цієї еквівалентної схеми записати систему рівнянь, що зв'язує  $\dot{U}_{\tilde{A}\tilde{O}}$  і  $\dot{U}_{\tilde{A}\tilde{O}} = \dot{U}_2$ , одержати наближений вираз (4.5), що визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ ;

3.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

4. Повторюючи послідовність дій, що використовувалась у прикладі 4.1.4, провести аналіз резонансного підсилювача з автотрансформаторним зв'язком, схема якого дана на рис.4.4а:

4.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.4.4а) до еквівалентної схеми (рис.4.4в);

4.2. для цієї еквівалентної схеми одержати формулу (4.9), що визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ ;

4.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

5. Провести аналіз впливу прохідної ємності на комплексну передатну функцію: а) каскаду зі спільним емітувальним електродом, б) каскаду зі спільним керувальним електродом. Одержати формули (4.7) і (4.8).

6. З розв'язку рівняння  $K(\omega_{\tilde{A}\tilde{D}}) = \frac{k_{\tilde{A}\tilde{O}}}{\sqrt{2}}$ , одержати формулу (4.6), що визначає граничні частоти і ширину смуги пропускання.

7. Довести еквівалентність двополюсників, представлених на рис.4.5.

8. Повторюючи послідовність дій, що використовувалась у п. 4.2, провести аналіз селективного підсилювача на біполярному транзисторі зі зв'язаними контурами з ємнісним зв'язком контурів, схема якого наведена на рис.4.6а:

8.1. здійснити перехід від принципової схеми (рис.4.6а) до еквівалентної схеми (рис.4.6б);

8.2. для цієї еквівалентної схеми в припущенні ідентичності елементів резонаторів, що входять до її складу, записати систему рівнянь, що зв'язує  $\dot{U}_{\tilde{A}\tilde{O}}$  і  $\dot{U}_{\tilde{A}\tilde{O}} = \dot{U}_2$ , одержати вираз (4.11), який визначає комплексну передатну функцію каскаду  $K(\omega)$ ;

8.3. осмислити результат аналізу каскаду, записати в зошиті відповідні висновки.

### **Контрольні питання**

1. Яка характеристика радіоелектронних пристроїв забезпечується селективними підсилювачами?
2. Якими параметрами характеризуються селективні підсилювачі?

3. Якими параметрами характеризується коливальний контур? Поясніть їхній фізичний зміст.
4. Що зміниться в налаштуванні резонансного підсилювача, якщо збільшиться ємність навантаження каскаду  $C_H$ ?
5. Що зміниться в налаштуванні резонансного підсилювача, якщо збільшиться опір навантаження каскаду  $R_H$ ?
6. Укажіть причини, що зменшують добротність коливального контуру.
7. Яким способом можна зберегти досить високу добротність коливального контуру?
8. Яку форму можуть мати графіки АЧХ селективних підсилювачів зі зв'язаними контурами?
9. Яку істотну перевагу мають селективні підсилювачі зі зв'язаними контурами в порівнянні з підсилювачами з одиночними контурами?

## 5. Аналіз схем на операційних підсилювачах

У цьому пункті розглянемо приклади, що пояснюють аналіз підсилювальних каскадів і функціональних вузлів, виконаних на операційних підсилювачах із використанням *негативного зворотного зв'язку* (НЗЗ). При аналізі схем будемо користуватися моделями *ідеалізованого* та *ідеального операційного підсилювача*, які наведено в п.1.2. Для останньої моделі **струми вхідних клем операційного підсилювача дорівнюють нулю**, оскільки  $R_{ВХ} \rightarrow \infty$ , а *глибокий негативний зворотний зв'язок*, утворений у схемі при  $k_0 \rightarrow \infty$ , призводить до **віртуального (негальванічного) вирівнювання напруг  $u^+$  і  $u^-$  на вхідних клемі операційного підсилювача**.

У схемотехніці підсилювальних каскадів і функціональних вузлів використовують два різновиди включення операційного підсилювача в коло – *неінвертуюче* й *інвертуюче*. Нижче розглядаються приклади аналізу схем, заснованих на таких включеннях. Відмітимо, що у всіх схемах опущені кола подачі напруги живлення операційного підсилювача і корекції його характеристик.

### 5.1. Неінвертуюча схема підсилювача

Розглянемо підсилювальний каскад, схема якого подана на рис.5.1.а.

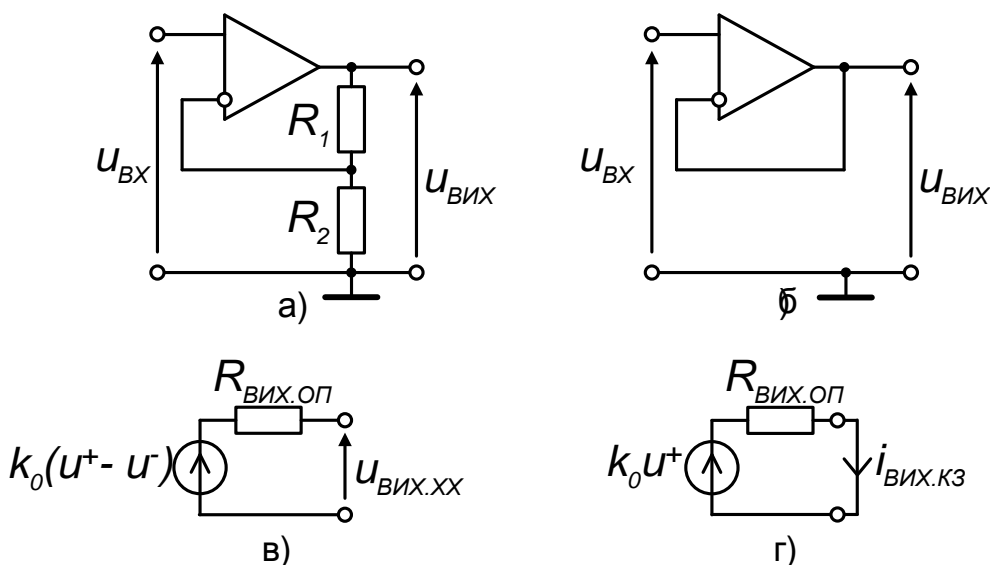


Рис.5.1. Каскади, що не інвертують сигнали:

- а) принципова схема підсилювача;
- б) принципова схема повторювача;
- в) еквівалентна схема підсилювача для визначення  $k$ ;
- г) еквівалентна схема підсилювача для визначення  $R_{ВІХ.К}$

Використовуючи схему заміщення операційного підсилювача, наведену на рис.5.1в, визначимо напруги на його клемі:

$$u^+ = u_{\hat{A}\tilde{O}}, \quad u^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}} \Rightarrow u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}} = k_0 \left( u_{\hat{A}\tilde{O}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}} \right). \quad (5.1)$$

З останнього виразу маємо

$$u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}} \left( 1 + \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2} \right) = k_0 u_{\hat{A}\tilde{O}},$$

відкіля знаходимо формулу, що визначає коефіцієнт передачі напруги каскаду

$$k = \frac{k_0}{1 + \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2}}. \quad (5.2)$$

За умови  $k_0 R_2 / (R_1 + R_2) \gg 1$ , що завжди виконується, маємо

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (5.3)$$

З формул (5.2) і (5.3) випливає, що розглянута схема підсилює сигнали, зберігаючи їхню полярність.

При  $R_1 = 0$  каскад стає повторювачем вхідного сигналу. Його схема наведена на рис.5.1б.

Відмітимо, що формулу (5.3) можна отримати простіше використовуючи модель *ідеального операційного підсилювача*, для якої віртуально виконується рівність  $u^+ = u^-$ . Отже,

$$u_{\hat{A}\tilde{O}} = u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

відкіля випливає вираз (5.3).

*Вихідний опір каскаду*  $R_{\text{вих.к}}$  знайдемо як відношення вихідної напруги в режимі *холостого ходу*  $u_{\text{вих.хх}}$  до вихідного струму режиму *короткого замикання*  $i_{\text{вих.к}}$ . Зі схем рис.5.1в і рис.5.1г видно, що

$$u_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}. \tilde{O}\tilde{O}} = u_{\hat{A}\tilde{O}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = u_{\hat{A}\tilde{O}} k, \quad i_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}. \hat{E}\hat{\zeta}} = \frac{k_0 u_{\hat{A}\tilde{O}}}{R_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}. \hat{I} \hat{O}}}.$$

Отже,

$$R_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}. \hat{E}} = \frac{k}{k_0} R_{\hat{A}\hat{U}\tilde{O}. \hat{I} \hat{O}}. \quad (5.4)$$

З цієї формули випливає, що в порівнянні з власним вихідним опором операційного підсилювача  $R_{\text{вих.оп}}$  **вихідний опір каскаду істотно зменшується**, а при  $k_0 \rightarrow \infty$  (ідеальний операційний підсилювач) він наближається до нуля. Причиною зменшення вихідного опору каскаду  $R_{\text{вих.к}}$  є глибокий **негативний зворотний зв'язок**, що існує в схемі каскаду.

Заміна у вихідній схемі рис.5.1 активних опорів  $R_1$  і  $R_2$  на комплексні  $Z_1$  і  $Z_2$  зберігає всі зроблені викладення і приводить до формули для комплексної передатної функції каскаду, схожої з (5.3):

$$K(\omega) = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}. \quad (5.5)$$

## 5.2. Інвертуюча схема підсилювача

Розглянемо підсилювальний каскад, схема якого подана на рис.5.2а.

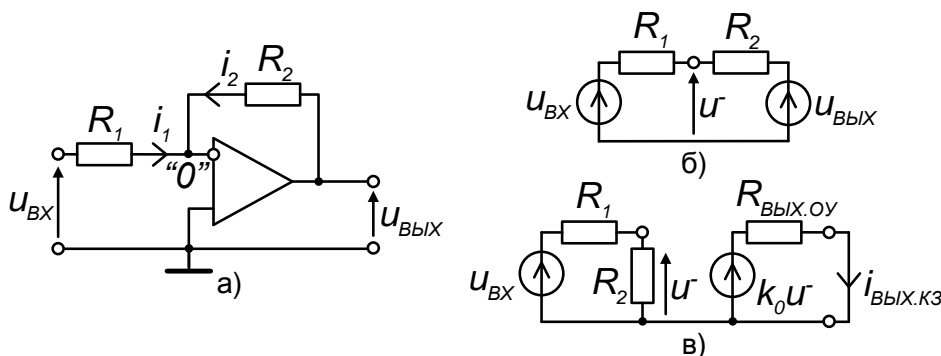


Рис.5.2. Каскади, що інвертують сигнали:

- а) принципова схема підсилювача;
- б) еквівалентна схема підсилювача для визначення  $k$ ;
- в) еквівалентна схема підсилювача для визначення  $R_{\text{вих.к}}$

Використовуючи схему заміщення операційного підсилювача, наведену на рис.1.5в, і еквівалентну схему каскаду, наведену на рис.5.2б, визначимо напруги на його клеммах:

$$u^+ = 0, \quad u^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{A\dot{O}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{A\dot{O}} \Rightarrow u_{A\dot{O}} = -k_0 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{A\dot{O}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{A\dot{O}} \right) \quad (5.6)$$

З останнього виразу маємо

$$\left( 1 + \frac{k_0 R_1}{R_1 + R_2} \right) u_{A\dot{O}} = \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2} u_{A\dot{O}},$$



відкіля знаходимо формулу, що визначає коефіцієнт передачі напруги каскаду

$$k = -\frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2 + k_0 R_1}. \quad (5.7)$$

За умови  $k_0 R_1 \gg (R_1 + R_2)$ , що завжди виконується, маємо

$$k = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.8)$$

З формул (5.7) і (5.8) випливає, що розглянутий каскад підсилює сигнали, змінюючи їхню полярність на протилежну.

Відмітимо, що й цього разу використання моделі *ідеального операційного підсилювача* спрощує виведення формули (5.8). При такому підході, якщо  $u^+ = 0$ , то і  $u^- = 0$  (віртуальний нуль). Тоді струми галуздов  $i_1$  і  $i_2$  відповідно дорівнюють:  $i_1 = G_1 u_{ВХ}$ ,  $i_2 = G_2 u_{ВІХ}$ . Оскільки їхня сума дорівнює нулю, то маємо

$$G_1 u_{ВХ} + G_2 u_{ВІХ} = 0,$$

відкіля випливає формула (5.8).

*Вихідний опір каскаду  $R_{ВІХ.К}$* , як і в попередньому випадку, визначимо як відношення вихідної напруги в режимі *холостого ходу*  $u_{ВІХ.ХХ}$  до вихідного струму режиму *короткого замикання*  $i_{ВІХ.КЗ}$ .

Напруга в режимі *холостого ходу* визначається виразом

$$u_{ВІХ.ХХ} = -u_{ВХ} R_2 / R_1.$$

Струм *короткого замикання*  $i_{ВІХ.КЗ}$  знаходимо зі схеми рис.5.2в

$$i_{ВІХ.КЗ} = - (k_0 R_2 / (R_1 + R_2)) u_{ВХ} / R_{ВІХ.ОП}.$$

Таким чином, одержуємо

$$R_{\hat{A} \hat{U} \hat{O} \hat{E}} = R_{\hat{A} \hat{U} \hat{O} \hat{I}} \circ \frac{|k| + 1}{k_0}. \quad (5.9)$$

З цієї формули випливає, що й у цього каскаду через глибокий негативний зворотний зв'язок його **вихідний опір істотно зменшується** в порівнянні з вихідним опором  $R_{ВІХ.ОП}$  самого операційного підсилювача.

### 5.3. Логарифмуюча та потенціююча схеми

Заміна в схемі інвертуючого підсилювача (рис.5.2) одного з резисторів нелінійним елементом призводить до нелінійного зв'язку вхідної і вихідної напруг. Зокрема, якщо в схемі використовувати напівпровідниковий діод або транзистор, то експонентна залежність вольт-амперної характеристики  $p-n$  переходу проявиться в передатній характеристиці каскаду.

На рис.5.3 представлені схеми каскадів, що здійснюють логарифмування (рис.5.3.а) і потенціювання (рис.5.3.б). У них використана вольт-амперна характеристика діода

$$i_{\bar{A}} \cong I_0 \exp \frac{U_{\bar{A}}}{U_0}, \quad (5.10)$$

де  $I_0$  – зворотний струм насичення,  $U_T$  – температурний потенціал, який при кімнатній температурі приблизно дорівнює 25мВ.

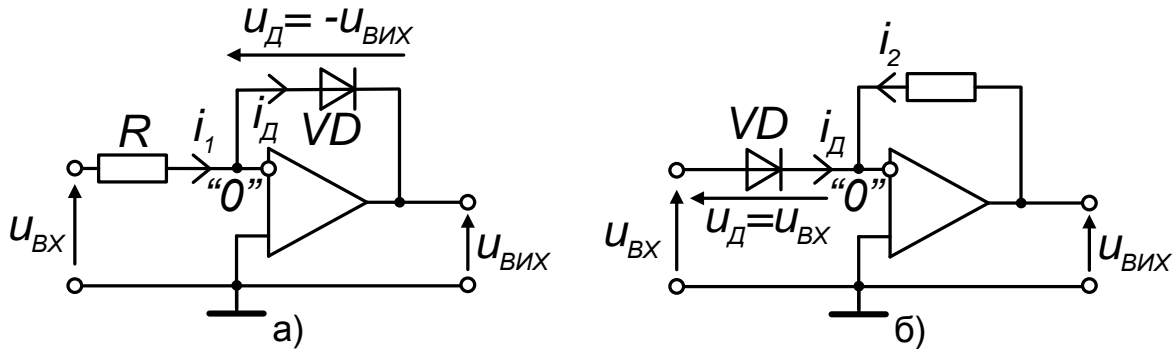


Рис.5.3. Принципові схеми:

а) підсилювача, що логарифмує вхідні сигнали,

б) підсилювача, що потенціює вхідні сигнали

Розглянемо схему, що логарифмує, (рис.5.3.а). Використовуючи модель *ідеального операційного підсилювача*, маємо:  $u^+ = 0$ , і, отже,  $u^- = 0$  (віртуальний нуль); струм  $i_1 = G U_{BX}$ ; струм діода, за умови  $U_{BX} > 0$ , з урахуванням співвідношення  $U_D = -U_{VИX}$  і (5.10), визначається виразом

$$i_{\bar{A}} \cong I_0 \exp \frac{-U_{\bar{A}0}}{U_0}.$$

Струм  $i_1$  і  $i_D$  рівні, тобто  $i_1 = i_D$ , отже,

$$G U_{\bar{A}0} \cong I_0 \exp \frac{-U_{\bar{A}0}}{U_0},$$

відкіля знаходимо формулу для передатної характеристики каскаду

$$u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} \cong -U_T \ln \frac{u_{\hat{A}\hat{O}}}{R I_0}, \quad (5.11)$$

яка вказує на те, що розглянута схема **логарифмує вхідну напругу**.

Застосовуючи той же підхід до схеми, наведеної на рис.5.3б, одержимо вираз, що описує передатну характеристику цього каскаду

$$u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} \cong -R I_0 \exp \frac{u_{\hat{A}\hat{O}}}{U_T}, \quad (5.12)$$

з якого видно, що розглянута схема **потенціює вхідну напругу**.

Відмітимо, що, як і в попередньому пункті, розглянутим схемам властивий глибокий негативний зворотний зв'язок, що забезпечує **низький вихідний опір каскадів**.

#### 5.4. Інтегруюча та диференціююча схеми

Заміна в схемі інвертуючого підсилювача (рис.5.2) одного з резисторів ємністю, як це показано на рис.5.4, призводить до диференціального зв'язку вхідної і вихідної напруг. Покажемо, що перша схема (рис.5.4а) здійснює інтегрування, а друга (рис.5.4б) – диференціювання вхідної напруги.

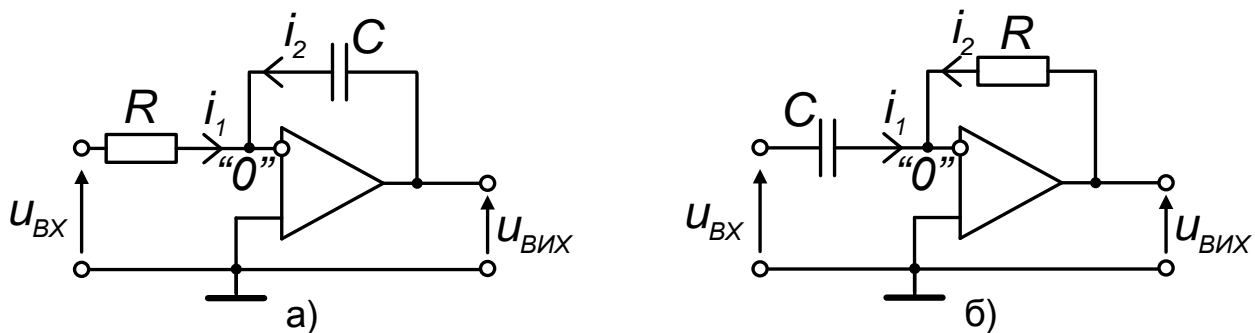


Рис5.4. Принципові схеми:  
а) інтегруючого підсилювача,  
б) диференціюючого підсилювача

При аналізі схем скористаємось властивим для конденсатора зв'язком змінної напруги  $u_c$  і струму  $i_c$ . Для лінійної постійної ємності  $C$  цей зв'язок визначається співвідношеннями:

$$i_c(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \Leftrightarrow u_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_c(\tau) d\tau + u_c(t_0). \quad (5.13)$$

Розглянемо схему інтегратора (рис.5.4а). Використовуючи модель *ідеального операційного підсилювача*, маємо:  $u^+ = 0$ , і, отже,  $u^- = 0$  (віртуальний

нуль). З урахуванням співвідношень у (5.13)  $u=u_{ВХ}$ ,  $i_C=i_2$ , струми  $i_1$  і  $i_2$  визначаються як

$$i_1 = Gu_{\hat{A}\hat{O}}, \quad i_2 = C \frac{du_{\hat{A}\hat{O}}}{dt}. \quad (5.14)$$

Їхня сума дорівнює нулю, отже,

$$\frac{du_{\hat{A}\hat{O}}}{dt} = -\frac{1}{RC} u_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (5.15)$$

Після інтегрування обох частин цього виразу за часом від  $t_0$  до  $t$  одержимо формулу

$$u_{\hat{A}\hat{O}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t u_{\hat{A}\hat{O}}(\tau) d\tau + u_{\hat{A}\hat{O}}(t_0). \quad (5.16)$$

З цієї формули випливає, що розглянута схема (рис.5.4а) здійснює інтегрування вхідної напруги та інверсію результату цього процесу з коефіцієнтом  $1/RC$ .

Застосовуючи той же підхід до наведеної на рис.5.4б схеми, маємо:

$$u=u_{ВХ}, \quad i_C=i_1;$$

$$i_1 = C \frac{du_{\hat{A}\hat{O}}}{dt}, \quad i_2 = Gu_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (5.17)$$

Прирівнювання нулю суми цих струмів дає остаточний вираз

$$u_{\hat{A}\hat{O}} = -RC \frac{du_{\hat{A}\hat{O}}}{dt}. \quad (5.18)$$

З цієї формули випливає, що розглянута схема (рис.5.4а) здійснює диференціювання вхідної напруги та інверсію результату цього процесу з коефіцієнтом  $1/RC$ .

Таким чином, формули (5.16) і (5.18) показують, що розглянуті каскади крім інверсії вихідних сигналів здійснюють **інтегрування і диференціювання вхідних напруг**. Тому що цим схемам властивий *глибокий негативний зворотний зв'язок*, вони мають **низький вихідний опір**.

## 5.5. Схеми, що виконують додавання та віднімання

«Віртуальне» вирівнювання напруг  $u^+$  і  $u^-$  на входних клеммах ідеального операційного підсилювача, яке підтримується завдяки глибокому негативному зворотному зв'язку, дозволяє підключати до його клем декілька джерел і здійснювати поряд з підсиленням додавання і віднімання входних сигналів.

Розглянемо підсилювальний каскад, схема якого наведена на рис.5.5а.

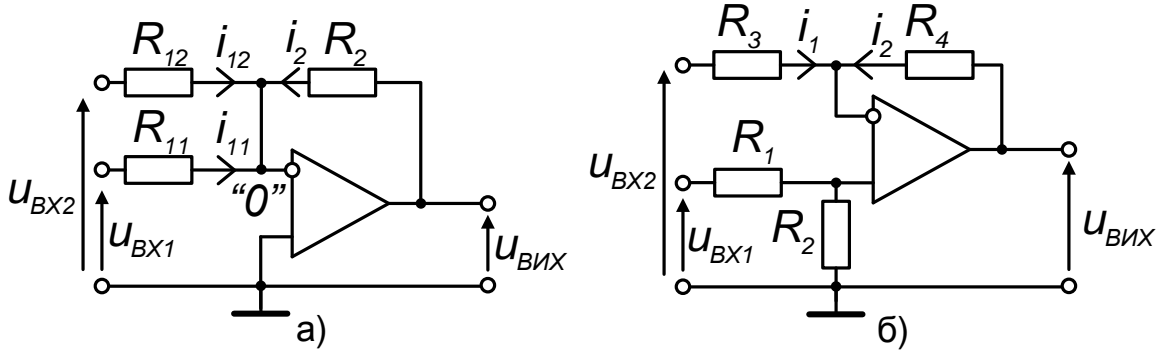


Рис.5.5. Принципові схеми:  
а) інвертуючого суматора сигналів,  
б) підсилювача, що віднімає сигнали

Зі схеми, представленої на рис.5.5а, видно, що  $u^+=0$ , тоді і  $u^-=0$  (віртуальний нуль); а струми галуздок визначаються співвідношеннями:  $i_{11} = G_{11}u_{\hat{A}\tilde{O}1}$ ,  $i_{12} = G_{12}u_{\hat{A}\tilde{O}2}$ ,  $i_2 = G_2u_{\hat{A}\tilde{U}\tilde{O}}$ ; сума цих струмів дорівнює нулю, отже,

$$G_{11}u_{\hat{A}\tilde{O}1} + G_{12}u_{\hat{A}\tilde{O}2} + G_2u_{\hat{A}\tilde{U}\tilde{O}} = 0, \quad (5.19)$$

звідкіля знаходимо вираз

$$u_{\hat{A}\tilde{U}\tilde{O}} = -R_2(G_{11}u_{\hat{A}\tilde{O}1} + G_{12}u_{\hat{A}\tilde{O}2}), \quad (5.20)$$

який показує, що розглянута схема підсумовує напруги в потрібній пропорції й інвертує цю суму, тобто є інвертуючим суматором сигналів.

Розглянемо підсилювальний каскад, схема якого подана на рис.5.5б. Використовуючи модель ідеального операційного підсилювача, маємо співвідношення:

$$u^+ = u^- = u_{\hat{A}\tilde{O}} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$i_1 = G_3(u_{\hat{A}\tilde{O}2} - u^-) = G_3 \left( u_{\hat{A}\tilde{O}2} - u_{\hat{A}\tilde{O}1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right), \quad (5.21)$$

$$i_2 = G_4(u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} - u^-) = G_4\left(u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} - u_{\hat{A}\hat{O}1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right), \quad (5.22)$$

$$i_1 + i_2 = 0.$$

Підставляючи (5.21) і (5.22) в останню суму й обмежуючись тут випадком рівності опорів всіх резисторів  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ , одержуємо вираз

$$u_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = u_{\hat{A}\hat{O}1} - u_{\hat{A}\hat{O}2}, \quad (5.23)$$

З якого видно, що розглянута схема формує **різницю вхідних напруг**, тобто ця схема виконує математичну операцію *віднімання сигналів*. Як і у всіх розглянутих вище прикладах, цим схемам властивий *глибокий негативний зворотний зв'язок*, тому вони мають **низький вихідний опір**.

## 5.6. Активні RC-фільтри

Високий вхідний і низький вихідний опір, а також глибокий негативний зворотний зв'язок, властивий схемам з операційними підсилювачами, визначили їхнє широке використання при конструюванні *активних RC-фільтрів*. Розглянемо представлену на рис.5.6а схему *активного фільтра* з двохпетльовим зворотним зв'язком. При відповідному виборі елементів  $Z_1-Z_5$  ця схема може використовуватися як *фільтр* другого порядку *нижніх* чи *верхніх* частот.

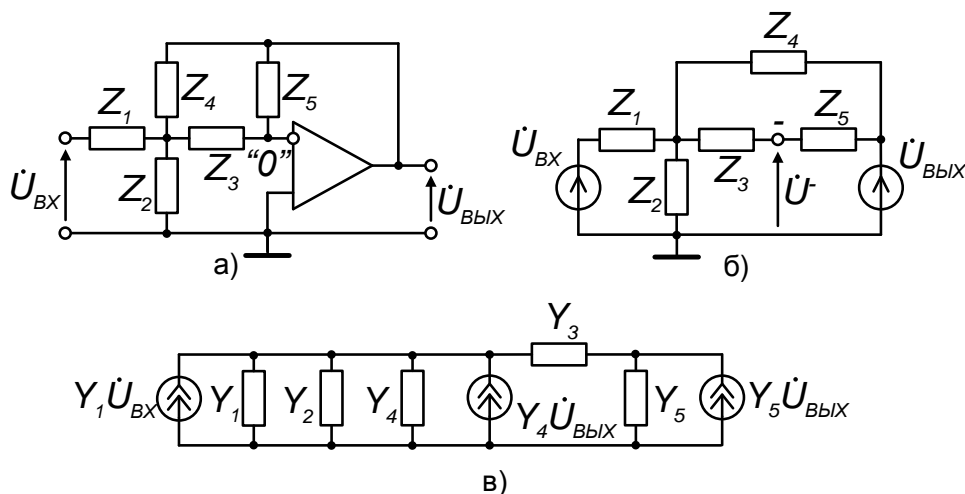


Рис.5.6. Активний RC-фільтр:

- а) принципова схема,  
б), в) еквівалентні схеми

Для аналізу активного фільтра здійснимо перехід до його еквівалентної схеми, що ілюструють рис.5.6б і рис.5.6в. Тут операційний підсилювач представлений ідеальною схемою заміщення. Для останньої схеми методом

вузлових напруг у комплексній формі запишемо рівняння для комплексних амплітуд напруг вузлів  $\dot{U}_1$  і  $\dot{U}_2$ :

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_3 + Y_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} + Y_4 \dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} \\ Y_5 \dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} \end{bmatrix}. \quad (5.24)$$

Вирішуючи цю систему рівнянь, знаходимо  $\dot{U}_2$ . З огляду на те, що  $\dot{U}_2 = \dot{U}^-$ , підставляємо результат у формулу

$$\dot{U}_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = k_0 (\dot{U}^+ + \dot{U}^-) = -k_0 \dot{U}_2,$$

відкіля одержимо вираз, що визначає комплексну передатну функцію активного RC-фільтра у загальному вигляді:

$$K(\omega) = \frac{-Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_3 Y_4}. \quad (5.25)$$

Подальший розрахунок елементів конкретних фільтрів здійснюють методами теорії синтезу електричних кіл, що тут не розглядаються.

### ***Завдання для самостійної роботи***

1. У робочому зошиті для самостійної роботи повторити послідовність дій, яка була використана при аналізі схеми підсилювача, що не інвертує, даної на рис.5.1:

1.1. використовуючи схему заміщення операційного підсилювача, яка наведена на рис.5.1в, одержати формули (5.2) і (5.3), що визначають коефіцієнт передачі напруги каскаду  $k$ , запропонувати значення опорів резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , що забезпечують величину  $k=20$ ;

1.2. використовуючи схему, наведену на рис.5.1г, одержати формулу (5.4), що визначає вихідний опір каскаду  $R_{вих.к}$ , розрахувати його величину, якщо:  $k_0=10^5$ ,  $k=20$ ,  $R_{вих.оп}=50$  Ом.

2. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі схеми підсилювача, що інвертує, даної на рис.5.2:

2.1. використовуючи схему заміщення операційного підсилювача, наведену на рис.1.5в, і еквівалентну схему каскаду, приведену на рис.5.2б, одержати формули (5.7) і (5.8), що визначають коефіцієнт передачі напруги каскаду  $k$ , запропонувати значення опорів резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , що забезпечують величину  $k = -15$ ;

2.2. одержати формулу (5.8) за допомогою моделі ідеального операційного підсилювача та поняття «віртуальний нуль»;

2.3. використовуючи схему, наведену на рис.5.2в, одержати формулу (5.9), що визначає вихідний опір каскаду  $R_{вих.к}$ , розрахувати його величину, якщо:  $k_0 = 2 \times 10^5$ ,  $k = -15$ ,  $R_{вих.оп} = 50 \text{ Ом}$ .

3. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі схеми підсилювача, що логарифмує, даної на рис.5.3а. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу (5.11), що визначає передатну характеристику каскаду.

4. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі схеми підсилювача, що потенціює, даної на рис.5.3б. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу (5.12), що визначає передатну характеристику каскаду.

5. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі інтегруючої схеми підсилювача, даної на рис.5.4а. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу (5.16), що визначає  $U_{вих}$ .

6. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі схеми підсилювача, що диференціює, даної на рис.5.4б. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу (5.16), що визначає  $U_{вих}$ .

7. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі підсумовуючої схеми підсилювача, даної на рис.5.5а. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу (5.20), що визначає  $U_{вих}$ . Запропонувати значення опорів резисторів  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  і  $R_2$ , що забезпечують величину  $U_{вих} = -(3U_{вх1} + 5U_{вх2})$ .

8. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі даної на рис.5.5б схеми підсилювача, що віднімає. За допомогою моделі ідеального операційного підсилювача і поняття «віртуальний нуль» одержати формулу, що визначає  $U_{вих}$  у загальному випадку і формулу (5.20), що визначає  $U_{вих}$  в окремому випадку.

9. Повторити послідовність дій, використаних при аналізі активного RC-фільтра, схема якого дана на рис.5.5б:

9.1. здійснити перехід від принципової схеми фільтра (рис.5.6а) до еквівалентної схеми (рис.5.6в);

9.2. методом вузлових напруг у комплексній формі записати систему рівнянь (5.24) для комплексних амплітуд напруг вузлів  $\dot{U}_1$  і  $\dot{U}_2$ . З розв'язку цієї системи, одержати вираз, що визначає комплексну передатну функцію активного RC-фільтра в загальному вигляді.



### ***Контрольні питання***

1. Що являє собою операційний підсилювач? Якими параметрами він характеризується? Які значення цих параметрів?
2. Чому підсилювач називається «операційним»? Які математичні операції можна здійснювати за допомогою схем, виконаних на його основі?
3. Яке явище полягає в основі схемотехніки каскадів з операційними підсилювачами?
4. Який вихідний опір схем з операційними підсилювачами? З якої причини він малий?
5. Як використовується модель ідеального операційного підсилювача при аналізі схем з операційним підсилювачем?

## Список літератури

1. Чеботарев В. И. і ін. Підсилювачі. Схемотехника каскадів: Учбово-методичний посібник. – Х.: ХНУ, 2001. – 26 с.
2. Чеботарев В. И. Теоретичні основи радіотехніки. Частина 1: Навчальний посібник. – Харків: ХГУ, 1989. – 100 с.
3. Чеботарев В. И. Теоретичні основи радіотехніки. Частина 2: Навчальний посібник. – Х.: ХГУ, 1990. – 104 с.
4. Титце У., Шенк К. Напівпровідникова схемотехника: Довідкове керівництво / Пер. с ньому. – М.: Світ, 1983. – 512 с.
5. Шкритек П. Довідковий посібник зі звукового схемотехніки / Пер. с ньому. – М.: Світ, 1981. – 446 с.
6. Хоровиц П., Хилл У. Мистецтво схемотехніки: У 2-х томах / Пер. с англ. – М.: Світ, 1983. – Т1. – 598 с.
7. Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналогова і цифрова електроніка (повний курс): Підручник для вузів. – М.: Гаряча линия-телеком, 1999. – 768 с.
8. Манаев Е. И. Основи радіоелектроніки. – М.: Радіо і зв'язок, 1990. – 512 с.
9. Хотунцев Ю. Л., Лобарев А. С. Основи радіоелектроніки: Підручник. – М.: Агат, 1998. – 288 с.
10. Ворсин Н. Н., Ляшко М. Н. Основи радіоелектроніки. – Мінськ: Выш. шк., 1992. – 381 с.
11. Алексеев А. Г., Войшвилло Г. В. Операційні підсилювачі і їхнє застосування. – М.: Радіо і зв'язок, 1989. – 120 с.
12. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник / За ред. Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачуського, В. І. Правди. – К.: Вища шк., 1999.

## Зміст

	стор.
<b>1. Малосигнальні схеми заміщення підсилювальних елементів .....</b>	<b>3</b>
1.1. Схеми заміщення електронних приладів .....	3
1.2. Схеми заміщення операційних підсилювачів .....	6
<b>2. Аналіз резисторних каскадів на електронних приладах у режимі підсилення малих сигналів .....</b>	<b>7</b>
2.1. Каскад із спільним емітуючим електродам .....	8
2.2. Каскад із спільним збиральним електродам .....	10
2.3. Повторювач з високим входнім опором .....	13
2.4. Каскад із спільним керуючим електродам .....	16
2.5. Каскодний підсилювач .....	18
2.6. Аналіз каскаду з розділеним навантаженням .....	20
2.7. Диференціальні підсилювачі .....	22
2.7.1. Симетричний диференціальний підсилювач .....	22
2.7.2. Несиметричний диференціальний підсилювач .....	24
<b>3. Аналіз резисторних каскадів з урахуванням ємностей .....</b>	<b>26</b>
3.1. Вплив ємностей, шунтуючих сигнали .....	26
3.2. Вплив ємностей розділових конденсаторів .....	29
3.3. Вплив прохідних ємностей .....	31
<b>4. Аналіз селективних підсилювачів .....</b>	<b>35</b>
4.1. Каскади з одиночними контурами .....	35
4.1.1. Резонансний підсилювальний каскад із спільним емітером .....	35
4.1.2. Резонансний підсилювальний каскад із спільною базою .....	37
4.1.3. Резонансний каскодний підсилювач .....	38
4.1.4. Резонансний підсилювач з автотрансформаторним зв'язком контуру з ЕП і навантаженням каскаду .....	40
4.2. Каскади зі зв'язаними контурами .....	41
<b>5. Аналіз схем на операційних підсилювачах .....</b>	<b>46</b>
5.1. Неінвертуюча схема підсилювача.....	46
5.2. Інвертуюча схема підсилювача.....	48
5.3. Логарифмуюча та потенціююча схеми .....	50
5.4. Інтегруюча та диференціююча схеми .....	51
5.5. Схеми, що виконують додавання та віднімання .....	53
5.6. Активні RC-фільтри .....	54
<b>Список літератури .....</b>	<b>58</b>

Навчальне видання

Чеботарьов Вадим Іванович  
Ляховський Анатолій Федорович  
Думін Олександр Миколайович

Підсилювачі. Аналіз  
режиму підсилення сигналів

Редактор І. Ю. Агаркова  
Коректор О. В. Гавриленко  
Комп'ютерна верстка Н. В. Аксьонова  
Макет обкладинки І. М. Дончик

Підписано до друку 15.01.04. Формат 60x84/16  
Обл.-вид. 3,75. Розумів. друк. арк. 3,49. Тираж 300 прим.

61077, Харків, майдан Свободи, 4, Харківський національний університет  
імені В. Н. Каразіна, організаційно-видавничий відділ НМЦ

Надруковано ПП Азамаєв В. Р.  
Харків, вул. Героїв праці, 17