

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ПОЛІСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Гончаренко Ю.П.  
Денисюк А.Ю.  
Соколовський О.Ф.  
Полещук І.І.

**ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**  
**НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК**

**ЧАСТИНА 2**

**АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ**

Житомир

2025

*Затверджено Вченою радою Поліського національного університету як навчальний посібник для здобувачів освітнього ступеня бакалавра галузей знань 14 «Електрична інженерія»*

*Гриф надано Вченою Радою Поліського національного університету(протокол №7 від 26.02.2025)*

УДК 621.317.08

Е-50

Рецензенти: Пількевич Ігор Анатолійович, д-р. техн. наук, професор, Житомирський  
військовий інститут  
Дубина Олександр Федорович, канд. техн. наук, доцент,  
Державний університет “Житомирська політехніка”  
Журавльов Валерій Пилипович, д-р фіз.- мат. наук, професор, Поліський  
національний університет

Автори: Гончаренко Юрій Павлович, канд. техн. наук, доц.  
Денисюк Анатолій Юрійович, канд. техн. наук, доц.  
Соколовський Олег Феліксович, канд. техн. наук, доц.  
та інші

Е-50

**Електроніка та мікросхемотехніка. Частина 2. Аналогові електронні пристрої.:**  
навч. посібник для студентів, галузі знань 14 «Електрична інженерія»  
/ Ю. П. Гончаренко, А. Ю. Денисюк, О.Ф. Соколовський та ін. Житомир :  
Поліський нац. університет, 2025. 219 с

Навчальний посібник підготовлено відповідно до освітніх навчальних програм бакалаврів галузей знань 14 «Електрична інженерія» за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», а також навчального курсу «Електроніка та мікросхемотехніка». В посібнику розглянуто основи побудови, схемотехніка та принципи функціонування транзисторних підсилювачів електричних сигналів, операційних підсилювачів та електронних вузлів на їх базі.

Для студентів, бакалаврів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», фахівців даної галузі.

© Ю. П. Гончаренко,  
© А.Ю. Денисюк,  
© О.Ф. Соколовський,  
© І.І. Полещук,  
© Поліський національний університет, 2025

# ЗМІСТ

<b>Список умовних скорочень</b> .....	5
<b>Основні позначення</b> .....	6
<b>Вступ</b> .....	10
<b>Частина 2. Аналогові електронні пристрої</b> .....	12
<b>Розділ 2.1. Підсилювачі електричних сигналів на дискретних радіокомпонентах</b> .....	12
2.1.1. Загальна характеристика підсилювачів електричних сигналів .....	12
2.1.2. Загальні положення теорії зворотного зв'язку підсилювачів електричних сигналів .....	21
2.1.3. Режими роботи підсилювачів електричних сигналів.....	31
2.1.4. Навантажувальні характеристики підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером .....	33
2.1.5. Принцип підсилення електричних сигналів у транзисторному підсилювачі.....	38
2.1.6. Термостабілізація режиму роботи підсилювачів електричних сигналів. ....	42
2.1.7. Підсилювачі електричних сигналів на польових транзисторах .....	47
2.1.8. Підсилювачі електричних сигналів на біполярних транзисторах.....	56
2.1.9. Диференціальні каскади підсилення електричних сигналів на біполярних транзисторах .....	70
2.1.10. Транзисторні струмові «дзеркала» та підсилювальні каскади на їх основі .....	80
2.1.11. Підсилювачі електричних сигналів із динамічним навантаженням.....	88
2.1.12. Каскодний підсилювач електричних сигналів на біполярних транзисторах .....	93
2.1.13. Підсилювачі потужності .....	98
<b>Розділ 2.2. Підсилювачі електричних сигналів в інтегральному виконанні</b> .....	117
2.2.1. Загальна характеристика багатокаскадних підсилювачів електричних сигналів .....	117
2.2.2. Аналогові інтегральні мікросхеми .....	122
2.2.3. Загальна характеристика операційних підсилювачів .....	128
2.2.4. Операційні підсилювачі, охоплені негативним зворотним зв'язком за напругою з інверсним та прямим входами .....	136
2.2.5. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики операційних підсилювачів, охоплених негативним зворотним зв'язком .....	142
2.2.6. Стійкість підсилювачів зі зворотними зв'язками та корегування їх характеристик .....	143
<b>Розділ 2.3. Аналогові перетворювачі електричних сигналів</b> .....	156
2.3.1. Масштабні підсилювачі. Пристрої виконання арифметичних операцій над аналоговими сигналами .....	156
2.3.2. Лінійні перетворювачі електричних сигналів .....	164

2.3.3. Інтегрувальні пристрої.....	173
2.3.4. Диференціювальні пристрої.....	182
2.3.5. Активні фільтри .....	190
2.3.6. Нелінійні перетворювачі електричних сигналів.....	197
2.3.7. Детектори електричних сигналів.....	201
<b>Список літератури.....</b>	<b>215</b>
<b>Предметний покажчик .....</b>	<b>216</b>

# СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

## Частина 2

АЕП	– аналоговий електронний пристрій
АП	– активний прилад
АХ	– амплітудна характеристика
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
БТІЗ	– біполярний транзистор з ізольованим затвором
ВАХ	– вольт-амперна характеристика
ВЧ	– висока частота
ДВЧ	– дросель високої частоти
ДЖ	– джерела живлення
ДС	– джерело сигналу
ЕВЛ	– електровакуумна лампа
ЕЗ	– елемент зв'язку
ЕРС	– електрорушійна сила
ЗЗ	– зворотний зв'язок
ЗП	– зворотний перетворювач
ІМС	– інтегральні мікросхеми
КК	– кінцевий каскад
ККД	– коефіцієнт корисної дії
ЛАЧХ	– логарифмічна амплітудно-частотна характеристика
ЛФЧХ	– логарифмічна фазо-частотна характеристика
МЕК	– Міжнародна електротехнічна комісія
Н	– навантаження
НВЧ	– надвисока частота
НЧ	– низька частота
ОПФ	– операторна передаточна функція
ПЕ	– підсилювальний елемент
ПЗС	– підсилювач змінного струму
ПЗЧ	– підсилювач звукової частоти
ПкП	– передкінцевий підсилювач
ПП	– попередній підсилювач
ПпК	– попередній каскад
ППС	– підсилювач постійного струму
ППт	– підсилювач потужності
ППЧ	– підсилювач проміжної частоти
ПрК	– проміжний каскад
ПРЧ	– підсилювач радіочастот
ПХ	– перехідна характеристика
РЕА	– радіоелектронна апаратура
СФ	– смуговий фільтр
ТПР	– точка початкового режиму
УГЗ	– умовне графічне зображення
ФВЧ	– фільтр верхніх частот

ФНЧ	– фільтр нижніх частот
ФЧХ	– фазо-частотна характеристика
ЦП	– цифровий пристрій

## ОСНОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

### Частина 2

$i, i(t)$	– миттєві значення змінного електричного струму;
$I_m, \dot{I}_m$	– амплітудне та комплексне амплітудне значення гармонічного електричного струму;
$I, \dot{I}$	– діюче та комплексне діюче значення гармонічного електричного струму;
$u, u(t)$	– миттєві значення змінної електричної напруги;
$U_m, \dot{U}_m$	– амплітудне та комплексне амплітудне значення гармонічної електричної напруги;
$U, \dot{U}$	– діюче та комплексне діюче значення гармонічної електричної напруги;
$\varphi$	– потенціал;
$R$	– омичний опір постійному струму;
$r$	– активний опір змінному струму;
$R_{\text{диф}}$	– диференціальний опір змінному струму;
$Z$	– комплексний опір;
$z$	– модуль комплексного опору;
$\varphi_Z$	– аргумент комплексного опору;
$I_0, U_0$	– постійні початкові струм та напруга;
$\Delta U, \Delta I$	– прирости змінних напруги та струму;
$Z_{\text{ВХ}}$	– комплексний вхідний опір підсилювача електричних сигналів;
$R_{\text{ВХ}}$	– вхідний опір підсилювача електричних сигналів;
$Z_{\text{ВИХ}}$	– комплексний вихідний опір підсилювача електричних сигналів;
$R_{\text{ВИХ}}$	– вихідний опір підсилювача електричних сигналів;
$P_0$	– потужність, що споживається підсилювачем електричних сигналів від джерела постійної електрорушійної сили;
$P_{\text{ВХ}}$	– потужність електричного сигналу на вході підсилювача;
$P_{\text{ВИХ}}$	– потужність електричного сигналу на виході підсилювача (на навантаженні);
$P_T$	– частина потужності, що споживається підсилювачем електричних сигналів від джерела постійної ЕРС та неминуче витрачається на нагрівання активних приладіві пасивних електрорадіокомпонентів, що знижує коефіцієнт корисної дії (ККД) $\eta$ ;

$\eta$	– коефіцієнт корисної дії (ККД) підсилювача електричних сигналів;
$K_U$	– коефіцієнт підсилення напруги підсилювача електричних сигналів;
$K_I$	– коефіцієнт підсилення струму підсилювача електричних сигналів;
$K_P$	– коефіцієнт підсилення потужності підсилювача електричних сигналів;
$K_{U\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення напруги підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$K_{I\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення струму підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$K_{P\text{ дБ}}$	– коефіцієнт підсилення потужності підсилювача електричних сигналів, поданий у логарифмічному масштабі;
$P_{0,7}$	– діапазон робочих частот підсилювача електричних сигналів;
$f_H$	– нижня гранична частота амплітудно-частотної характеристики підсилювача електричних сигналів;
$f_B$	– верхня гранична частота амплітудно-частотної характеристики підсилювача електричних сигналів;
$f_0$	– середня частота робочого діапазону підсилювача електричних сигналів;
$D$	– динамічний діапазон аналогового електронного пристрою;
$H\%$	– відносне відхилення модуля коефіцієнта підсилення підсилювача електричних сигналів у діапазоні робочих частот;
$\Delta K_{\text{max}}$	– максимальне відхилення модуля коефіцієнта підсилення від його середнього значення;
$K_{\text{max}}, K_{\text{min}}$	– максимальне й мінімальне значення модуля коефіцієнта підсилення в діапазоні робочих частот відповідно;
$K_{\text{НС}}$	– коефіцієнт нелінійних спотворень;
$K_{\Gamma}$	– коефіцієнт гармонік;
$K_{\text{Ш}}$	– коефіцієнт шуму;
$\theta$	– кут відсічки – набіг фази, що відповідає інтервалу часу, протягом якого через активний електронний прилад протікає струм керування;
$M_B$	– коефіцієнт частотних спотворень;
$I_{B0}$	– керований початковий постійний струм бази біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{K0}$	– керований початковий постійний струм колектора біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{E0}$	– керований початковий постійний струм емітера біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{\text{КБ ЗВОР}}$	– некерований, залежний від температури, постійний зворотний струм закритого переходу колектор-база біполярного транзистора;

$I_{\text{ЕБ ЗВОР}}$	– некерований, залежний від температури, постійний зворотний струм закритого переходу емітер-база біполярного транзистора;
$U_{\text{БЕ0}}$	– постійна початкова напруга на переході база-емітер біполярного транзистора в режимі спокою;
$U_{\text{КБ0}}$	– постійна початкова напруга на переході колектор-база біполярного транзистора в режимі спокою;
$U_{\text{КЕ0}}$	– постійна початкова напруга між колектором та емітером біполярного транзистора в режимі спокою;
$I_{\text{С0}}$	– керований постійний струм стоку польового транзистора в режимі спокою;
$U_{\text{ЗВ0}}$	– постійна початкова напруга між затвором та витокком польового транзистора в режимі спокою;
$U_{\text{СВ0}}$	– постійна початкова напруга між затвором та витокком польового транзистора в режимі спокою;
$S_i$	– коефіцієнт температурної нестабільності;
$\beta \approx h_{21\text{Е}} \gg 1$	– коефіцієнти передачі постійного ( $\beta$ ) та змінного ( $h_{21\text{Е}}$ ) струмів бази в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером (коефіцієнти підсилення постійного та змінного струмів біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером);
$\alpha \approx h_{21\text{А}} < 1$	– коефіцієнти передачі постійного ( $\alpha$ ) та змінного ( $h_{21\text{Б}}$ ) струмів емітера в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою;
$n$	– коефіцієнт трансформації;
$K_{\text{ОП}}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку в області середніх частот;
$Z_{\text{ВХ ОП}}$ , $R_{\text{ВХ ОП}}$	– комплексний та омичний вхідні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$Z_{\text{ВИХ ОП}}$ , $R_{\text{ВИХ ОП}}$	– комплексний та омичний вихідні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$R_{\text{ВХ ОП ДИФ}}$ , $R_{\text{ВХ ОП СФ}}$	– омичні вхідні опори операційного підсилювача без зворотного зв'язку відповідно до диференціального та синфазного сигналів між його входами;
$K_{\text{ПОСЛ СФ}}$	– коефіцієнт послаблення синфазного сигналу;
$K_{U \text{ НЗЗ ПР}}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$K_{U \text{ НЗЗ ІНВ}}$	– коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;
$Z_{\text{ВХ НЗЗ ПР}}$	– вхідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$Z_{\text{ВХ НЗЗ ІНВ}}$	– вхідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;



$Z_{\text{вих НЗЗ ПР}}$	– вихідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та прямим входом;
$Z_{\text{вих НЗЗ ІНВ}}$	– вихідний опір операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком та інверсним входом;
$K_{\text{оп}}(j\omega),$ $K_{\text{оп}}(jf)$	– комплексна передаточна функція (комплексний коефіцієнт передачі) операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$/K_{\text{оп}}(j\omega)/,$ $/K_{\text{оп}}(jf)/,$	– модуль комплексної передаточної функції (модуль комплексного коефіцієнта передачі) операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$K_{\text{оп}}(\omega),$ $K_{\text{оп}}(f)$	
$K_{U\text{НЗЗ}}(j\omega),$ $K_{U\text{НЗЗ}}(jf)$	– комплексна передаточна функція (комплексний коефіцієнт передачі) операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком;
$/K_{U\text{НЗЗ}}(j\omega)/,$ $/K_{U\text{НЗЗ}}(jf)/,$	– модуль комплексної передаточної функції (модуль комплексного коефіцієнта передачі) операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком;
$K_{U\text{НЗЗ}}(\omega),$ $K_{U\text{НЗЗ}}(f)$	
$\omega_c, f_c$	– кутова та лінійна частоти спряження асимптот логарифмічної амплітудно-частотної характеристики операційного підсилювача без зворотного зв'язку;
$\omega_1, f_1$	– кутова та лінійна частоти одиничного підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку.

## ВСТУП

Перші експерименти з електрикою люди провели в XVII ст. Перша дротяна лінія зв'язку довжиною 50 м випробувана іспанським дослідником Ф. Сальва в 1795 р. Однак історія розвитку електроніки зародилась фактично пізніше з винаходом радіо російським вченим О. С.Поповим 7 травня 1895 р. Уже в 1904 р. було створено першу двохелектродну електронну лампу (діод), а через три роки – трьохелектродну. У перше десятиліття радіо інтенсивно розвивалось, що викликало потребу створення більш досконалих електронних ламп із двома, трьома сітками. У тридцятих роках XX ст. зародились телебачення й радіолокація, що також викликало потребу розвитку електроніки. Перший напівпровідниковий прилад був запропонований у 1926 р. 1948 р. американськими вченими Бардіним та Браттейном створено перший напівпровідниковий транзистор. Із середини XX ст. бурхливо розвивається напівпровідникова техніка, витісняючи зі складу радіотехнічних пристроїв електровакуумні лампи. Цьому сприяли потреби інтенсивного розвитку електронно-обчислювальних машин. У 60-х рр. XX ст. з'явилися інтегральні мікросхеми, що дало можливість створювати електронні вузли з високою щільністю радіоелементів.

Вивчення дисципліни «Комп'ютерна електроніка» базується на знаннях основ вищої математики, фізики й теорії електричних та магнітних кіл. Навчальний посібник призначений для вивчення електроніки та мікросхемотехніки самостійно або під керівництвом викладачів. Проте слід пам'ятати відомий вислів знаменитого А. Ейнштейна, що «Нічому не можна навчити, можна лише навчатися». Навчальна дисципліна «Комп'ютерна електроніка» належить до групи професійно-орієнтованих дисциплін і забезпечує підготовку бакалаврів та інженерів за напрямом «Системна інженерія». Спрощено комп'ютеризована система складається з комп'ютера, ліній інформаційного зв'язку та радіо-електронних пристроїв (рис. В.1).

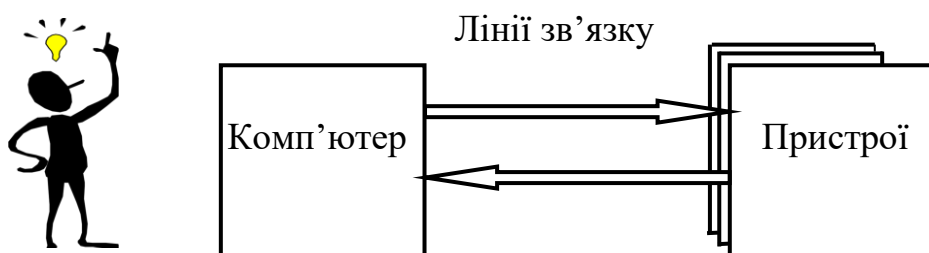


Рис. В.1. Комп'ютеризована система

При експлуатації такої системи роль людини зводиться до використання системи шляхом її контролю й управління за допомогою комп'ютера, що потребує знань та умінь роботи з його програмним забезпеченням; профілактичного обслуговування та ремонту технічних засобів системи, що потребує знання принципів їх дії та будови. Останнє є предметом вивчення дисципліни «Комп'ютерна електроніка».

Усі технічні засоби комп'ютеризованих систем створюються з радіокомпонентів. **Радіокомпонент або електрорадіокомпонент** – це виріб електронної промисловості, призначений для створення радіоелектронних пристроїв шляхом їх електричного

монтажу. Тобто, електрорадіокомпоненти є «будівельними напівфабрикатами» радіоелектронних пристроїв.

**Електроніка** – науково-технічна галузь дослідження законів взаємодії електронів та інших носіїв електричного заряду з електромагнітними полями та створення електронних приладів, у яких ця взаємодія використовується для передавання, оброблення та зберігання інформації. Інакше кажучи, електроніка – це галузь науки й техніки, що розробляє теорію і практику виробництва та використання електронних приладів – електронних ламп, електронно-променевої трубок, напівпровідникових компонентів та інше.

**Мікросхемотехніка** – це розділ електроніки, який присвячений розробці, виробництву та експлуатації мікросхем.

**Мікросхема** – це цілісний конструктивно та функціонально закінчений малогабаритний електронний пристрій із високою щільністю елементів, виготовлений за високоточними технологіями в єдиному технологічному циклі. Вона може містити сотні тисяч і більше радіокомпонентів.

Отже, навчальна дисципліна «Електроніка та мікросхемотехніка» передбачає вивчення принципів дії і побудови електронних приладів та простіших електронних пристроїв на їх базі.

Компоненти радіоелектронної апаратури (РЕА) можна поділити на два класи:

1. Пасивні елементи, які функціонують без додаткових джерел напруги живлення й не збільшують енергії вхідних електричних сигналів. До них належать резистори ( $R$ ), конденсатори ( $C$ ), котушки індуктивності ( $L$ ), діоди ( $VD$ ) та інші.

2. Активні радіокомпоненти – це компоненти, для функціонування яких потрібне зовнішнє джерело напруги живлення. Вони здатні підсилювати електричні сигнали. Активні елементи – це різноманітні електронні прилади, що відрізняються принципом дії, призначенням та конструкцією. До них належать: електровакуумні прилади, газорозрядні прилади, напівпровідникові прилади, інтегральні мікросхеми.

## ЧАСТИНА 2

### АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

#### РОЗДІЛ 2.1. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ НА ДИСКРЕТНИХ РАДІОКОМПОНЕНТАХ

##### 2.1.1. Загальна характеристика підсилювачів електричних сигналів

###### 2.1.1.1. Основні поняття

**Сигнал** (лат. *signum* – знак) – це фізичний процес (явище), що несе інформацію про будь-які події, стан об'єкта або команду керування.

Розрізняють аналогові та цифрові сигнали.

*Аналоговим* називається сигнал, значення якого можна визначити на всьому періоді його існування, тобто в заданому часовому інтервалі він може набувати будь-якого значення.

*Цифровим (дискретним)* називається сигнал, значення якого можна визначити тільки в окремі моменти часу. Для нього є характерними фіксовані рівні напруги – логічного нуля «0» або логічної одиниці «1».

За видом сигналу, що використовується в тому або іншому пристрої, розрізняють аналогові електронні (АЕП) та цифрові (ЦП) пристрої.

Під *аналоговими* розуміють пристрої, які під час робочого циклу виконують свою функцію безперервно в часі завдяки використанню аналогових сигналів.

Під *цифровими* розуміють пристрої, які свою функцію реалізують як суму виконання послідовних, окремих дій завдяки використанню цифрових сигналів.

За функціональним призначенням АЕП поділяються на підсилювачі та перетворювачі аналогових електричних сигналів.

Розвиток підсилювачів тісно пов'язаний зі створенням та вдосконаленням активних електронних приладів (електровакуумних ламп (ЕВЛ), напівпровідникових приладів тощо).

**Підсилення** – це процес збільшення потужності на виході активного електронного приладу, завдяки енергії джерела живлення (ДЖ), при дії на вході приладу малопотужного сигналу керування. Пристрій, у якому відбувається процес підсилення, називається **підсилювачем**.

До складу підсилювача (рис. 2.1.1) обов'язково повинні входити активний прилад (АП), що здатний перетворювати потужність  $P_0$ , яка споживається від ДЖ, у вихідну потужність  $P_{\text{вих}}$ , що надходить до навантаження (Н). При цьому частина  $P_{\text{т}}$  споживаної потужності неминуче витрачається на нагрівання активних приладів і пасивних електрорадіокомпонентів, що знижує коефіцієнт корисної дії (ККД) підсилювача  $\eta$ .

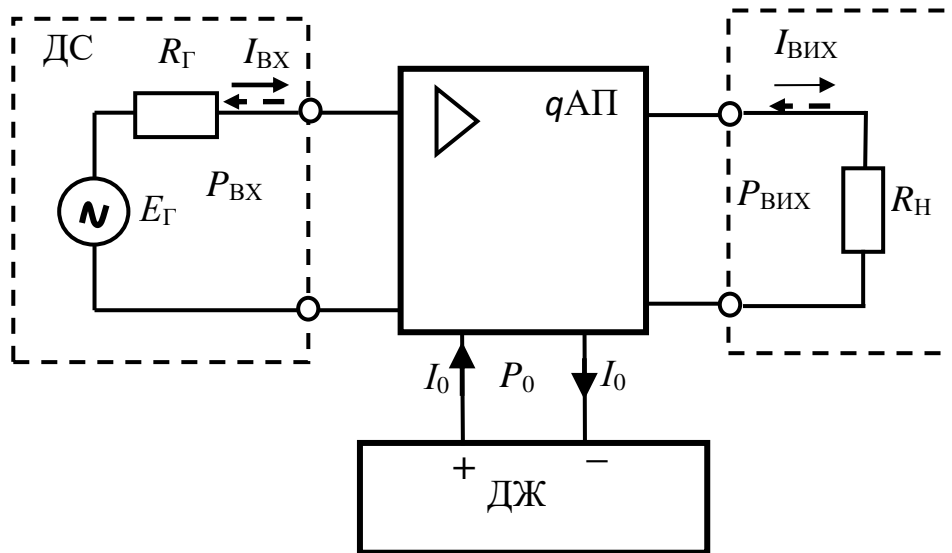


Рис. 2.1.1. Модель підсилювача

Керування процесом перетворення потужності  $P_0$  ДЖ у вихідну потужність  $P_{\text{вих}}$  здійснюється джерелом сигналу (ДС), яке витрачає на це потужність  $P_{\text{вх}}$ , що називається *вхідною потужністю*.

Підсилення, як і будь-яке перетворення сигналу, супроводжується спотвореннями, які, однак, не повинні перевищувати допустимих величин, тобто підсилений сигнал повинен достатньо точно відтворювати форму сигналу, що підсилюється.

Залежно від виду енергії ДЖ підсилювачі бувають електричними, магнітними, гідравлічними, пневматичними тощо.

*Електронні* підсилювачі є різновидом електричних. У них керування перетворенням енергії ДЖ відбувається за допомогою електронних активних приладів: електронних ламп, транзисторів, деяких видів інтегральних мікросхем (ІМС), транзисторних оптичних пар (оптопар) тощо. Для підсилення електричних сигналів застосовують переважно електронні підсилювачі на транзисторах та ІМС з ДЖ постійного струму.

Найпростіший підсилювач містить один активний прилад. Для збільшення підсилення застосовують декілька активних приладів із пасивними елементами зв'язку (ЕЗ) між ними й спільним ДЖ. Активні прилади вмикаються таким чином, щоб сигнал, підсилений попереднім активним приладом, надходив до входу наступного. Одиактивний прилад з ЕЗ створює підсилювальний каскад, тобто мінімальну частину підсилювача, яка ще зберігає його підсилювальні властивості. Як правило, підсилювач – це багатокаскадний пристрій. Він, як і окремий каскад, збільшує потужність від входу до виходу, тобто є пристроєм спрямованої дії.

Отже, **електричним підсилювачем** називається пристрій, що призначений для підвищення потужності вхідного електричного сигналу з мінімальним спотворенням його форми внаслідок перетворення енергії зовнішнього ДЖ.

### 2.1.1.2. Класифікація підсилювачів

Підсилювачі класифікуються:

- за призначенням;
- за характером сигналів, що підсилюються;
- за місцем у структурній схемі пристрою;
- за частотним діапазоном;
- за елементною базою;
- за типом активних приладів;
- за характером навантаження;
- за потужністю навантаження;
- за діапазоном робочих частот;
- за наявністю зворотного зв'язку;
- за характером залежності між параметрами вхідного та вихідного сигналів (ступенем спотворення сигналу, що підсилюється);
- за схемою живлення тощо.

За *призначенням* розрізняють вимірювальні, радіозв'язкові, радіо- та телевізійні, радіо- та гідролокаційні слідкуючі системи тощо.

За *характером сигналів, що підсилюються*, розрізняють підсилювачі постійного струму (ППС), підсилювачі змінного струму (ПЗС).

За *місцем у структурній схемі* пристрою розрізняють попередні підсилювачі (ПП), зокрема, підсилювач радіочастоти (ПРЧ), підсилювач проміжної частоти (ППЧ), підсилювач звукової частоти (ПЗЧ); передкінцевий підсилювач (ПкП) і підсилювач потужності (ППт). Останній називають ще кінцевим або вихідним підсилювачем.

За *частотним діапазоном* розрізняють підсилювачі низької частоти (НЧ), підсилювачі високої частоти (ВЧ) і підсилювачі надвисокої частоти (НВЧ).

За *елементною базою* розрізняють підсилювачі на дискретних радіокомпонентах та на ІМС.

За *типом активних приладів, що в них застосовуються*, розрізняють лампові, напівпровідникові, квантові та інші підсилювачі.

За *характером навантаження* розрізняють селективні (резонансні та смугові) підсилювачі та аперіодичні підсилювачі. *Аперіодичні* підсилювачі – підсилювачі з активно-ємнісним навантаженням. *Селективні* підсилювачі застосовуються в радіопередавальних та радіоприймальних пристроях.

За *потужністю навантаження* розрізняють підсилювачі малої, середньої та великої потужності.

Залежно від *ширини смуги пропускання* розрізняють вузькосмугові ( $\bar{I}_{0,7} \leq 2,5 \text{ дБ}$ ), середньосмугові ( $20 \text{ дБ} > \bar{I}_{0,7} > 2,5 \text{ дБ}$ ) та широкосмугові ( $\bar{I}_{0,7} \geq 20 \text{ дБ}$ ) підсилювачі. Іноді цей поділ пов'язують з відношенням граничних частот смуги пропускання й характером сигналів, що підсилюються.

За *наявністю зворотного зв'язку* розрізняють підсилювачі без зворотного зв'язку та зі зворотним зв'язком (негативним, позитивним, комплексним або реактивним).

За характером залежності між амплітудами вихідного та вхідного сигналів (за ступенем спотворення сигналу, що підсилюється) розрізняють підсилювачі з лінійною та нелінійною залежностями.

За схемою живлення розрізняють підсилювачі:

з послідовним живленням, коли ДЖ, активний прилад і навантаження увімкнено послідовно;

з паралельним живленням, коли активний прилад і навантаження під'єднано до ДЖ паралельно;

з комбінованим живленням.

### 2.1.1.3. Основні параметри підсилювачів

Підсилювач є нелінійним пристроєм, але за умов правильного вибору його режиму роботи й засобів стабілізації даною нелінійністю можна знехтувати. Завдяки цьому можна застосувати принцип суперпозиції, згідно з яким сигнал на виході підсилювача можна уявити як сумупідсиленних елементарних складових вхідного сигналу. У зв'язку із цим основними характеристиками підсилювача є: коефіцієнт підсилення елементарної складової вхідного сигналу, показники лінійних і нелінійних спотворень та шумові характеристики.

Оскільки в електроніці елементарною складовою є гармонічне коливання, то потрібно аналізувати залежність коефіцієнта підсилення від частоти гармонічних коливань.

#### Коефіцієнт підсилення

У підсилювачі підсилюється потужність, але залежно від типу навантаження розрізняють підсилювачі струму, напруги та потужності.

Спрощену структуру підсилювача зображено на рис. 2.1.2.

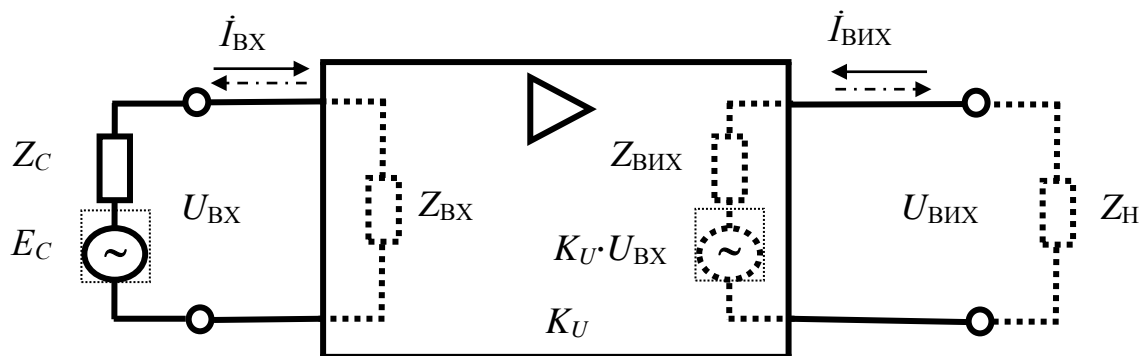


Рис. 2.1.2. Структура підсилювача

Відношення вихідного сигналу АЕП  $A_{ВІХ}$  до вхідного сигналу  $B_{ВХ}$  називається його коефіцієнтом перетворення

$$K_{\hat{A}\hat{B}} = \frac{A_{\hat{A}\hat{B}}}{B_{\hat{A}\hat{B}}}. \quad (2.1.1)$$

В окремих випадках, коли вхідні та вихідні сигнали однорідні, коефіцієнт перетворення називають коефіцієнтом підсилення.

Тут  $I_{\hat{A}\tilde{O}}$ ,  $U_{\hat{A}\tilde{O}}$ ,  $Z_{\hat{A}\tilde{O}}$  – вхідні струм, напруга та опір ( $Z_{\hat{A}\tilde{O}} = U_{\hat{A}\tilde{O}} / I_{\hat{A}\tilde{O}}$ );  
 $I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$ ,  $U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$ ,  $Z_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$  – вихідні струм, напруга та опір ( $Z_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} = U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$ ).

Залежно від характеру вхідного та вихідного сигналу розрізняють коефіцієнти підсилення:

за напругою –  $K_U = \dot{U}_{\text{вих}} / \dot{U}_{\text{вх}}$ ;

за струмом –  $K_I = \dot{I}_{\text{вих}} / \dot{I}_{\text{вх}}$ ;

за потужністю –  $K_P = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}$ .

Коефіцієнти підсилення за напругою й струмом у загальному випадку величини комплексні, які характеризуються модулем та фазовим зсувом.

Іноді зручно використовувати для оцінювання модуля коефіцієнта підсилення логарифмічні одиниці – децибелі (ДБ).

Вони пов'язані з лінійними одиницями такими співвідношеннями:

$$\begin{aligned} K_{P \text{ дБ}} &= 10 \cdot \lg K_P = 10 \cdot \lg(P_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / P_{\hat{A}\tilde{O}}) = 10 \cdot \lg(I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} \cdot U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / (I_{\hat{A}\tilde{O}} \cdot U_{\hat{A}\tilde{O}})) = \\ &= 10 \cdot \lg \frac{(U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / R_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}) \cdot U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}}{(U_{\hat{A}\tilde{O}} / R_{\hat{A}\tilde{O}}) \cdot U_{\hat{A}\tilde{O}}} = 10 \cdot \lg(U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / U_{\hat{A}\tilde{O}})^2 = \\ &= 20 \cdot \lg(U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / U_{\hat{A}\tilde{O}}) = 20 \cdot \lg K_U. \end{aligned}$$

Звідки випливає

$$K_{U \text{ дБ}} = 20 \cdot \lg K_U; \quad K_{I \text{ дБ}} = 20 \cdot \lg K_I. \quad (2.1.2)$$

Проаналізувавши вирази 2.1.1 та 2.1.2, можна зробити такі висновки:

1. Коефіцієнт підсилення істотно залежить від відношення опорів  $Z_{\hat{I}} / Z_{\hat{A}\tilde{O}}$ , яке при узгоджених імпедансах можна замінити відношеннями

$$\frac{Z_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}}{Z_{\hat{A}\tilde{O}}} = \frac{Z_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}}{Z_{\tilde{N}}} = \frac{Z_{\hat{I}}}{Z_{\tilde{N}}}.$$

2. Залежно від відношення імпедансів  $Z_{\hat{I}} / Z_{\hat{A}\tilde{O}}$ :

можливе підсилення напруги та потужності за відсутності підсилення струму, що спостерігається в підсилювачах зі спільною базою, спільним затвором і спільною сіткою;

можливе підсилення струму та потужності за відсутності підсилення напруги, що спостерігається в підсилювачах зі спільним колектором, спільним стоком і спільним анодом;

можливе підсилення струму, напруги та потужності, що спостерігається в підсилювачах зі спільним емітером, спільним витоком і спільним катодом;

неможливе підсилення потужності за відсутності підсилення і напруги, і струму.



Динамічний діапазон електронного пристрою визначає відношення максимально допустимого значення вхідного сигналу до його найменшого допустимого значення

$$D = U_{\text{BX max}} / U_{\text{BX min}}; \quad (2.1.3)$$

$$D_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg(U_{\text{BX max}} / U_{\text{BX min}}) = 20 \cdot \lg D.$$

За максимально допустимий вхідний сигнал беруть таке його значення, за якого починається спотворення вихідного сигналу, внаслідок виходу робочих точок підсилювальних елементів за межі лінійної ділянки характеристики. За мінімально допустимий сигнал приймають найменший сигнал, який ще можна виділити на фоні внутрішніх шумів.

ККД підсилювача вказує, яка частина витраченої потужності (енергії) перетворюється в корисний (вихідний) сигнал і являє собою відношення потужності, відданої навантаженню  $P_{\text{АЕО}}$ , до суми потужності споживаної від ДЖ  $P_0$  та вхідного сигналу  $P_{\text{АО}}$

$$\eta = P_{\text{АЕО}} / (P_0 + P_{\text{АО}}). \quad (2.1.4)$$

#### 2.1.1.4. Характеристики та параметри лінійних спотворень

Характеристики перетворення підсилювача показують, як в ньому перетворюється вхідний сигнал.

*Лінійними* називаються спотворення, за яких у спектрі вихідного сигналу нові складові не з'являються, але змінюються співвідношення амплітуд та відбувається розходження в часі (або за фазою) існуючих складових сигналу. Причиною появи лінійних спотворень є наявність реактивних елементів у схемі.

*Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ)* підсилювача – незалежність модуля його коефіцієнта підсилення від частоти вхідного сигналу (рис. 2.1.3).

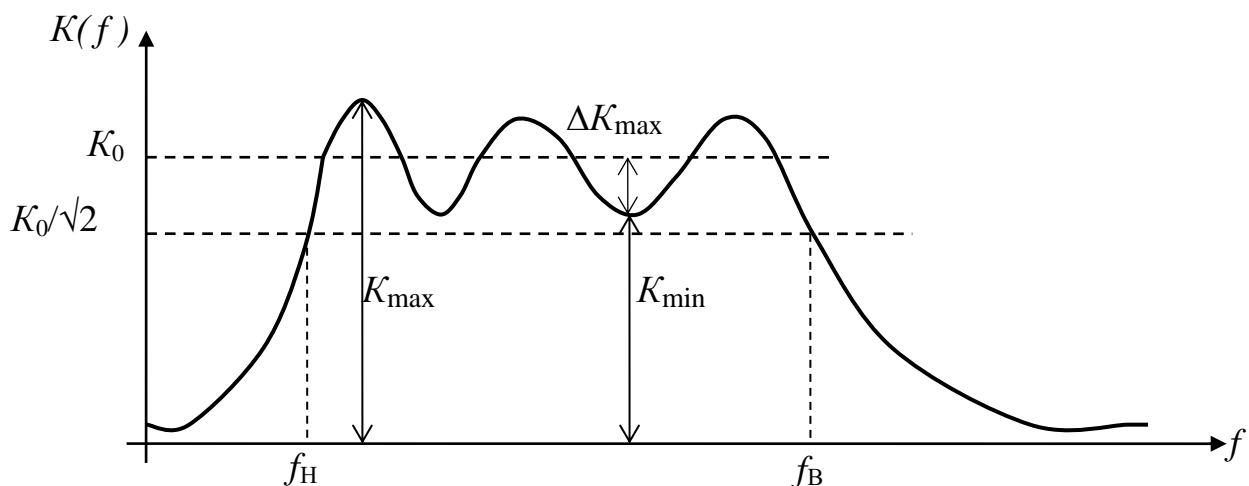


Рис. 2.1.3. АЧХ підсилювача

Робочий діапазон частот підсилювача – це смуга частот  $f_{0,7} = f_{\hat{A}} - f_{\hat{I}}$  від нижньої  $f_{\hat{I}}$  до верхньої  $f_{\hat{A}}$ , у якій модуль коефіцієнта підсилення не виходить за межі допустимого. За нижню або верхню приймають частоти, на яких модуль коефіцієнта підсилення зменшується у  $\sqrt{2}$  разів (на 3 ДБ) відносно його середнього значення  $K_0$  в діапазоні робочих частот.

Середню частоту робочого діапазону знаходять як середнє геометричне від нижньої та верхньої частот

$$f_0 = 0,5 \cdot (f_H + f_B) \approx \sqrt{f_H \cdot f_B}. \quad (2.1.5)$$

Відносне відхилення модуля коефіцієнта підсилення в смузі робочих частот оцінюється параметром – нерівномірністю АЧХ:

$$H\% = \frac{\Delta K_{\max}}{K_0} \cdot 100\% \cong \frac{K_{\max} - K_{\min}}{K_{\max} + K_{\min}} \cdot 100\%, \quad (2.1.6)$$

де  $\Delta K_{\max}$  – максимальне відхилення модуля коефіцієнта підсилення від його середнього значення;  $K_{\max}$ ,  $K_{\min}$  – максимальне й мінімальне значення модуля коефіцієнта підсилення в смузі робочих частот відповідно.

**Фазочастотна характеристика (ФЧХ)** – це залежність зсуву фази між вихідним й вхідним сигналами підсилювача від частоти.

### 2.1.1.5. Характеристики та параметри нелінійних спотворень

Нелінійними називають спотворення, за яких у спектрі вихідного сигналу з'являються нові складові. Причинами появи нелінійних спотворень можуть бути нелінійність вольт-амперної характеристики (ВАХ) активного приладу, неправильний вибір режиму роботи та його нестабільність.

**Амплітудна характеристика (АХ)** – це залежність амплітуди першої гармоніки вихідної напруги підсилювача від амплітуди вхідної синусоїдальної напруги (рис. 2.1.4).

**Перехідна характеристика (ПХ)  $\hat{I}(t)$**  характеризує відгук підсилювача (сигнал на його виході) при подачі на його вхід сигналу у вигляді одиничної функції (рис. 2.1.5).

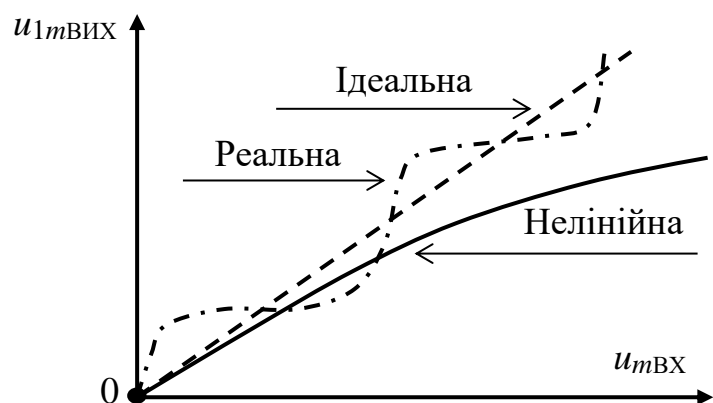


Рис. 2.1.4. АХ підсилювача

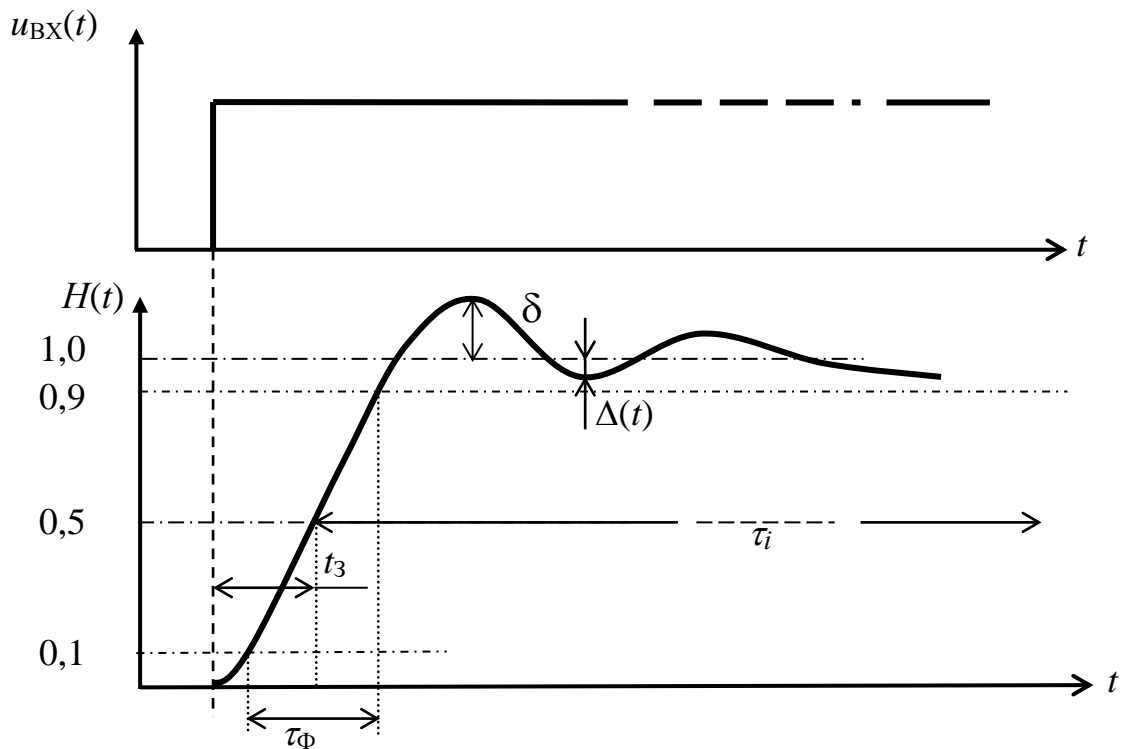


Рис. 2.1.5. Нормована ПХ підсилювача

Використовуюючи ПХ, зручно визначати характеристики спотворень імпульсних сигналів, а саме:

$t_3$  – час затримки (запізнення), тобто час, за який нормована ПХ зростає до рівня 0,5;

$t_0$  – тривалість фронту – час, за який нормована ПХ зростає від рівня 0,1 до рівня 0,9;

$\delta$  – викид на вершині – найбільше перевищення (у відсотках) нормованою ПХ рівня 1,0;

$\Delta(t)$  – завал вершини – залежний від часу спад нормованої ПХ (у відсотках) нижче рівня 1,0.

Присутність в електричних колах реактивних елементів призводить до фазових зсувів вихідних сигналів відносно вхідних, причому сигнали різних частот (спектральних складових) одержують різні фазові зсуви (рис. 2.1.6, б), що призводить до їх фазових спотворень (рис. 2.1.6, а).

На рис. 2.1.6 позначено:  $u_{1\tilde{A}}(t)$ ,  $f_{1\tilde{A}}$  – напруга та частота першої гармоніки;  $u_{2\tilde{A}}(t)$ ,  $f_{2\tilde{A}}$  – напруга та частота другої гармоніки. Якщо вхідний сигнал  $u_{\tilde{A}\tilde{O}}(t)$  подати як суму двох гармонік ( $u_{1\tilde{A}}(t)$ ,  $u_{2\tilde{A}}(t)$ ) – показано пунктиром,  $f_{2\tilde{A}} = 2 \cdot f_{1\tilde{A}}$ , можна побачити, що внаслідок різних фазових зміщень першої та другої гармонік сумарний вихідний сигнал одержить фазові спотворення. Сигнал не буде спотворюватися в підсилювачі, якщо фазовий зсув гармонік буде пропорційний до їх частоти.

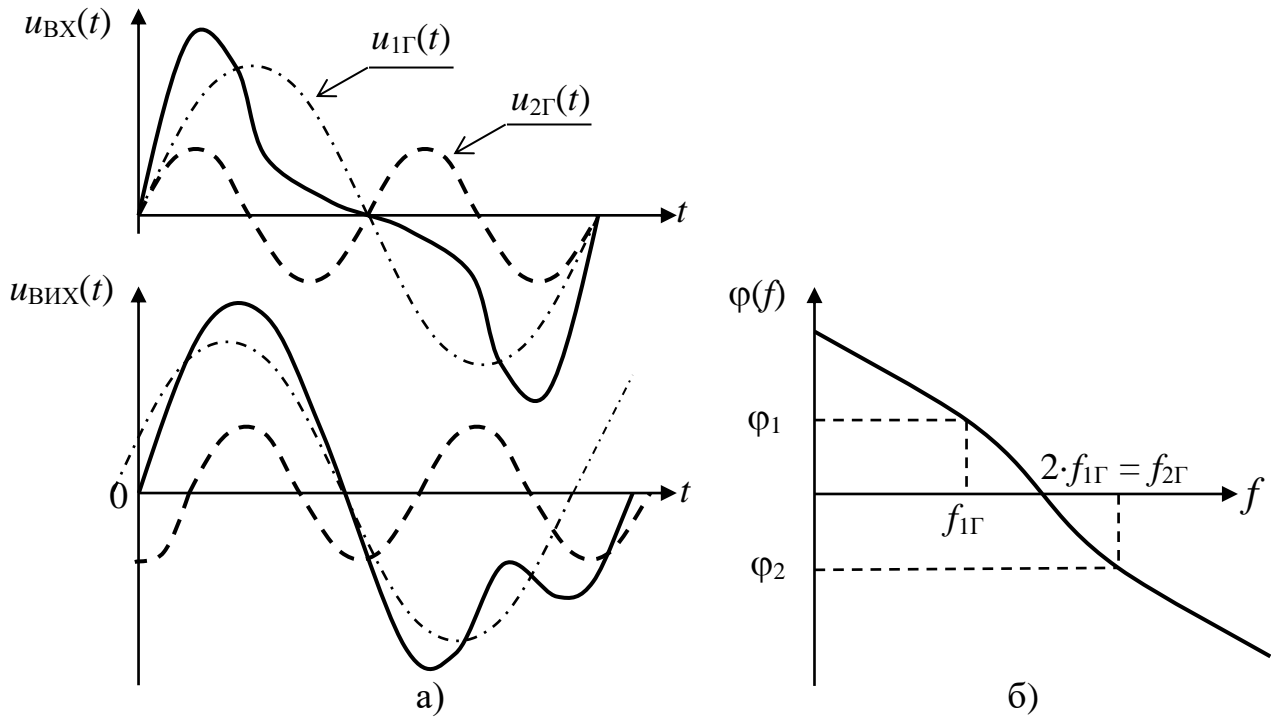


Рис. 2.1.6. Епюри фазових спотворень напруги в підсилювачі (а) та графік його ФЧХ (б)

Нелінійність АХ підсилювача призводить до появи в спектрі його вихідного сигналу вищих гармонік при подачі на його вхід гармонічного сигналу. На рис. 2.1.7 проілюстровано виникнення нелінійних спотворень гармонічного сигналу через нелінійність вхідної характеристики транзистора. Пунктирною лінією показано епюру струму бази  $i_A(t)$  при лінійній характеристиці біполярного транзистора.

Кількісно нелінійні характеристики (спотворення) оцінюють коефіцієнтом нелінійних спотворень ( $K_{НС}$ ) та коефіцієнтом гармонік ( $K_{Г}$ ):

$$K_{\text{НН}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + \dots + P_n}} = \sqrt{\frac{U^2_2 + U^2_3 + \dots + U^2_n}{U^2_1 + U^2_2 + \dots + U^2_n}} = \sqrt{\frac{I^2_2 + I^2_3 + \dots + I^2_n}{I^2_1 + I^2_2 + \dots + I^2_n}}; \quad (2.1.7)$$

$$K_{\text{А}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{U^2_2 + U^2_3 + \dots + U^2_n}{U^2_1}} = \sqrt{\frac{I^2_2 + I^2_3 + \dots + I^2_n}{I^2_1}},$$

де  $P_i (i = 1 \dots n)$  – потужність  $i$ -ї гармоніки вихідного сигналу;  $I_i$ ,  $U_i$  – амплітуда струму та напруги  $i$ -ї гармонічної складової вихідного сигналу.

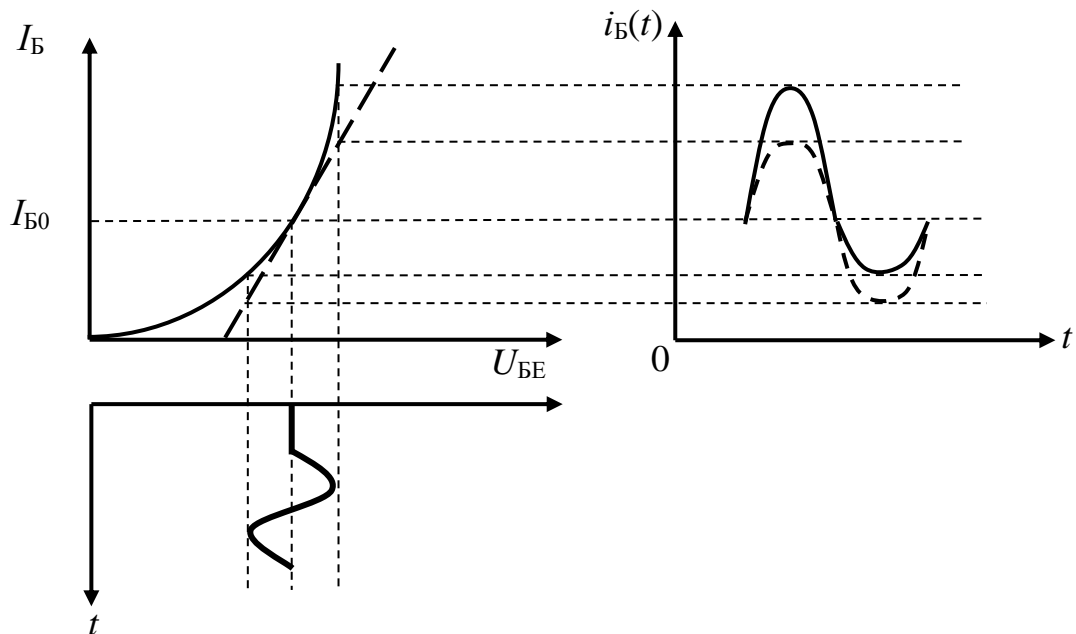


Рис. 2.1.7. Ілюстрація виникнення нелінійних спотворень у базовому колі транзистора

Важливим параметром електронних пристроїв, особливо тих, що використовуються в приймальних каналах, є коефіцієнт шуму ( $K_{\text{ш}}$ ). Він показує, у скільки разів відношення сигнал/шум на вході пристрою ( $D_{\text{ш}}^{\text{вх}} / D_{\text{ш}}^{\text{вх}}$ ) більше відношення сигнал/шум на його виході ( $D_{\text{ш}}^{\text{вих}} / D_{\text{ш}}^{\text{вих}}$ )

$$\hat{E}_{\text{ш}} = \frac{D_{\text{ш}}^{\text{вх}} / D_{\text{ш}}^{\text{вх}}}{D_{\text{ш}}^{\text{вих}} / D_{\text{ш}}^{\text{вих}}} = \frac{D_{\text{ш}}^{\text{вих}}}{K_P \cdot D_{\text{ш}}^{\text{вх}}}. \quad (2.1.8)$$

Будь-який реальний електронний пристрій є джерелом власного шуму. Це означає, що його вихідний шум складається з вхідного перетвореного (підсиленого) та власного шуму. Тобто знаменник виразу (2.1.8) завжди менше чисельника, це означає, що коефіцієнт шуму реального електронного пристрою завжди більше одиниці ( $K_{\text{ш}} > 1$ ).

Отже, електронні підсилювачі – це великий клас приладів, які широко застосовуються майже у всіх технічних галузях народного господарства. Вони характеризуються великою кількістю характеристик та параметрів, але для оцінювання конкретних приладів за певних умов вибирають ті з них, що є найважливішими за даних обставин.

### 2.1.2. Загальні положення теорії зворотного зв'язку підсилювачів електричних сигналів

Для покращання характеристик підсилювачів електричних сигналів або надання їм специфічних властивостей вводиться зворотний зв'язок (33). У загальному вигляді поняття зворотного зв'язку означає наявність зв'язку виходу електронного підсилювача з його входом.

**Зворотним** називається зв'язок, який забезпечує передачу сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне. Електричні кола, які забезпечують таку передачу, називаються *колами зворотного зв'язку*.

Структурну схему підсилювача електричних сигналів, охопленого зворотним зв'язком, наведено на рис. 2.1.8. На ньому позначено: 1 – підсилювач із коефіцієнтом підсилення  $K_{\Pi}$ ; 2 – коло ЗЗ з коефіцієнтом передачі  $\gamma$ ; 3 – схема порівняння.

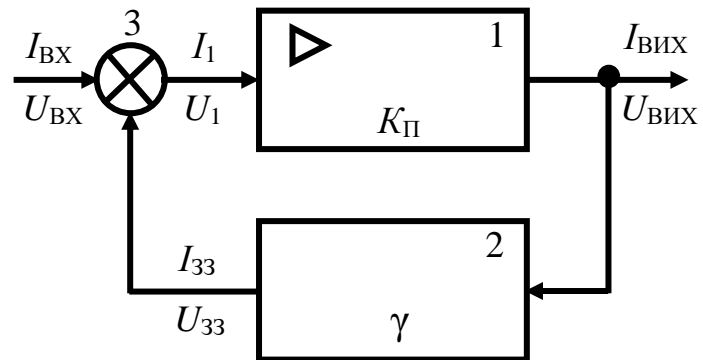


Рис. 2.1.8. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

У наведеному прикладі вихідний сигнал підсилювача  $U_{\text{вих}}$  ( $I_{\text{вих}}$ ) через коло зворотного зв'язку 2 частково або повністю подається на схему порівняння 3. У ній відбувається додавання (або віднімання) вхідного сигналу  $U_{\text{вх}}$  ( $I_{\text{вх}}$ ) і сигналу зворотного зв'язку  $U_{\text{зз}}$  ( $I_{\text{зз}}$ ). Внаслідок цього безпосередньо на вхід підсилювача буде надходити сигнал  $U_1$  ( $I_1$ ), що дорівнює їх сумі або різниці.

Замкнений контур, що має у своєму складі коло зворотного зв'язку й частину підсилювача між точками його під'єднання, називають **петлею зворотного зв'язку**. Зворотний зв'язок, який охоплює окремі каскади або частину підсилювача, називають *місцевим*, а такий, що охоплює весь підсилювач – *загальним*. Зворотний зв'язок називається *позитивним*, якщо його сигнал додається до вхідного сигналу, але якщо його сигнал віднімається від вхідного – *негативним*. Залежно від особливостей кола ЗЗ й підсилювача розрізняють ЗЗ за постійною чи змінною складовими сигналу або комбінований.

Залежно від способу одержання сигналу ЗЗ в підсилювачі розрізняють:

ЗЗ за напругою (рис. 2.1.9, а), якщо сигнал ЗЗ пропорційний до вихідної напруги підсилювача  $U_{\text{вих}}$ ;

ЗЗ за струмом (рис. 2.1.9, б), якщо сигнал ЗЗ пропорційний до вихідного струму підсилювача  $I_{\text{вих}}$ ;

комбінований ЗЗ (рис. 2.1.9, в), якщо сигнал ЗЗ пропорційний до вихідного струму та напруги.

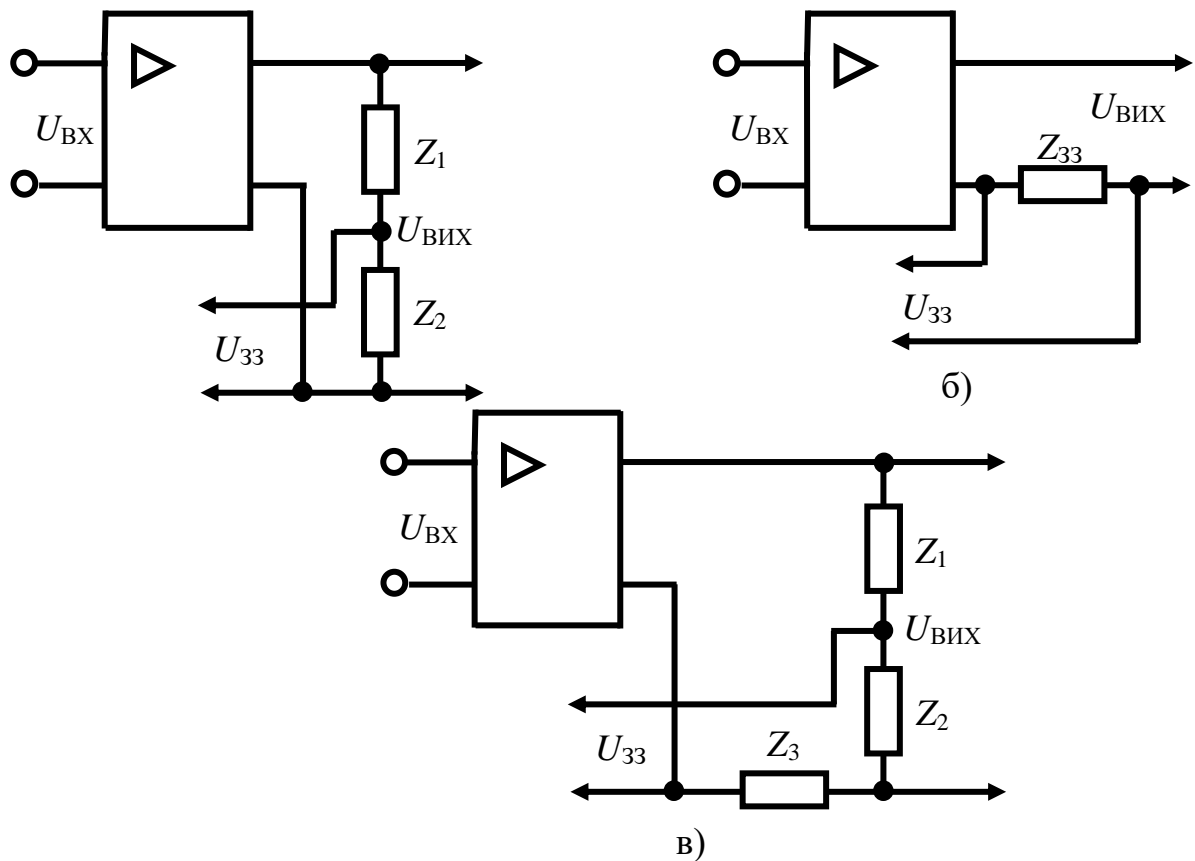


Рис. 2.1.9. Способи виділення сигналу зворотного зв'язку

За способом введення сигналу ЗЗ до входу підсилювача розрізняють: послідовний ЗЗ (рис. 2.1.10, а), коли напруга сигналу зворотного зв'язку додається (або віднімається) до (від) вхідної напруги;

паралельний ЗЗ (рис. 2.1.10, б), коли струм сигналу ЗЗ додається (або віднімається) до (від) вхідного струму;

змішаний зворотний зв'язок (рис. 2.1.10, в), коли вхідний сигнал додається (або віднімається) до (від) струму й напруги сигналу ЗЗ.

Коефіцієнт ЗЗ показує, яка частка вихідного сигналу подається колом зворотного зв'язку на вхід підсилювача

$$\gamma = \frac{P_{ЗЗ}}{P_{ВІХ}}. \quad (2.1.9)$$

Частіше для запису коефіцієнта зворотного зв'язку використовують відношення струмів або напруг

$$\gamma_I = \frac{I_{ЗЗ}}{I_{ВІХ}}; \quad \gamma_U = \frac{U_{ЗЗ}}{U_{ВІХ}} \quad (2.1.10)$$

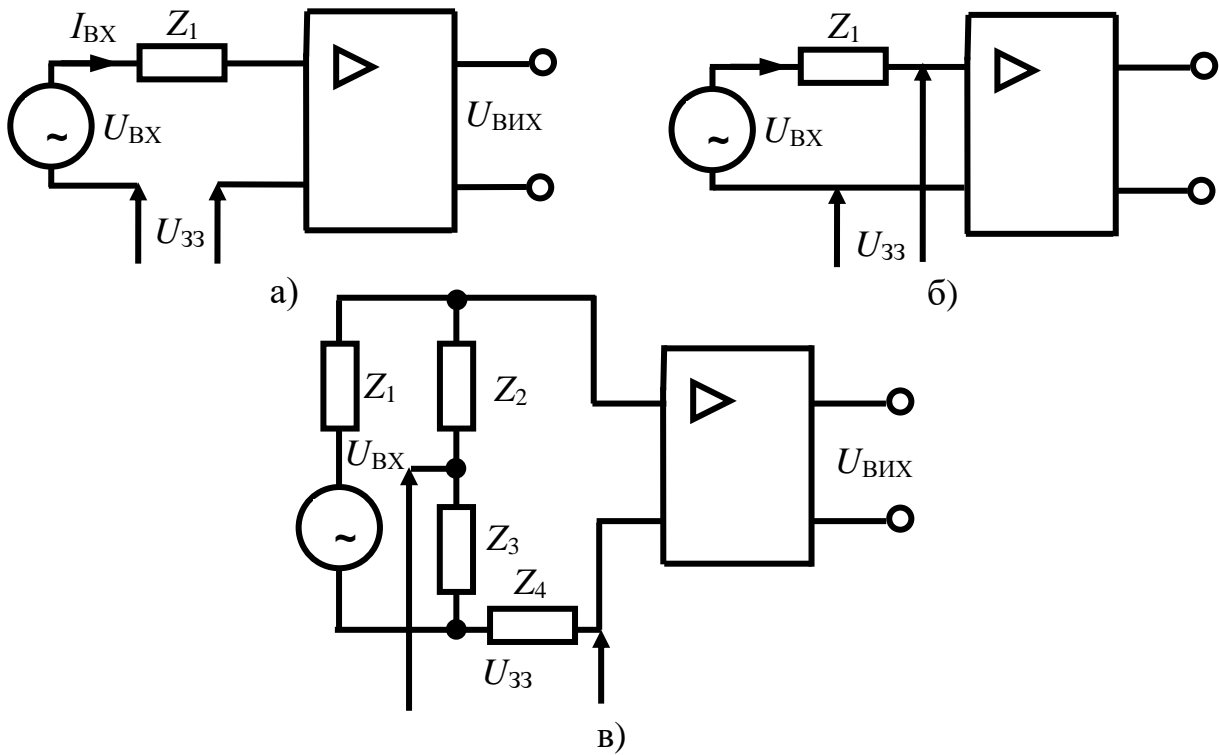


Рис. 2.1.10. Схеми введення сигналу зворотного зв'язку в підсилювач

Далі розглянуто вплив ЗЗ підсилювача на його параметри. Для цього проаналізовано коефіцієнт підсилення підсилювача (рис. 2.1.11) із загальним позитивним ЗЗ за напругою ( $U_{\text{ЗЗ}} \approx U_{\text{АВ}}$ ). При цьому припустили, що петля зворотного зв'язку не вносить фазових зміщень, а  $K_{\text{П}}$  –

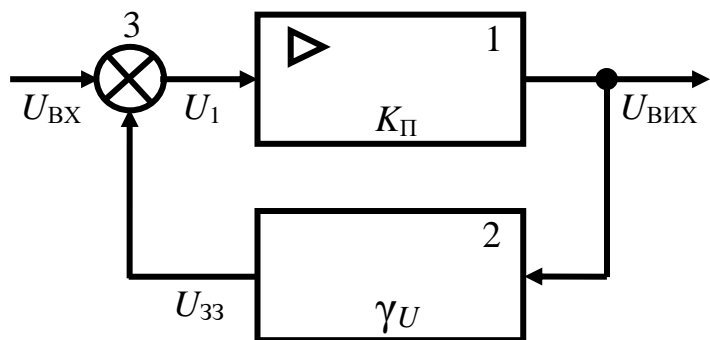


Рис. 2.1.11. Підсилювачі ЗЗ

коефіцієнт підсилення власне підсилювача,  $\gamma_U$  – коефіцієнт ЗЗ за напругою,

$$\gamma_U = \frac{U_{\text{ЗЗ}}}{U_{\text{АВ}}}$$

У підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком за напругою

$$U_1 = U_{\text{АВ}} + U_{\text{ЗЗ}} \quad (2.1.11)$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача з позитивним зворотним зв'язком

$$K_{\text{ПЗЗ}} = U_{\text{АВ}} / U_{\text{АВ}} \quad (2.1.12)$$

Оскільки

$$U_{\text{АВ}} = K_{\text{П}} \cdot U_1,$$

а

$$U_{\text{АВ}} = U_1 - U_{\text{ЗЗ}} = U_1 - \gamma \cdot U_{\text{АВ}} = U_1 - \gamma \cdot K_{\text{П}} \cdot U_1,$$



то

$$K_{i\zeta\zeta} = \frac{K_i \cdot U_1}{U_1 - \gamma \cdot K_i \cdot U_1} = \frac{K_i \cdot U_1}{U_1 \cdot (1 - \gamma \cdot K_i)} = \frac{K_i}{1 - \gamma \cdot K_i}. \quad (2.1.13)$$

Добуток  $\gamma \cdot K_i$ , називають *петльовим підсиленням*, а величину  $1 - \gamma \cdot K_i$  – *глибиною зворотного зв'язку*. Вираз (2.1.13) доречний, коли  $\gamma \cdot K_i \neq 1$ .

Підсилювач зі зворотним зв'язком втратить стійкість, якщо петльове підсилення  $\gamma \cdot K_i > 1$ , а фазовий зсув між вхідним сигналом і сигналом зворотного зв'язку  $\Delta\varphi = 0$ . При цьому не буде однозначного зв'язку між вихідним і вхідним сигналами й можлива поява автоматичних коливань вихідної напруги або тригерних ефектів. Отже, умовами втрати стійкості функціонування підсилювача є

$$\begin{aligned} \gamma \cdot K_i &> 1, \\ \Delta\varphi &= 0. \end{aligned} \quad (2.1.14)$$

Якщо ці умови виконуються на певній частоті, то вихідний сигнал підсилювача буде гармонічним. Якщо вони виконуються в деякій смузі частот, то вихідний сигнал буде мати складну негармонічну форму.

Позитивний зворотний зв'язок приводить до підвищення коефіцієнта підсилення підсилювача, але погіршує стабільність його параметрів й тому використовується рідко.

Якщо петля зворотного зв'язку вносить фазовий зсув  $\Delta\varphi = 180^\circ$ , то сигнал зворотного зв'язку віднімається від вхідного в схемі порівняння  $U_1 = U_{\hat{A}\hat{O}} + U_{\zeta\zeta}$ , а зворотний зв'язок стає негативним й коефіцієнт підсилення для цього випадку обчислюється за формулою

$$K_{i\zeta\zeta} = \frac{K_i}{1 + \gamma \cdot K_i} \quad (2.1.15)$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача при введенні негативного зворотного зв'язку зменшиться, але стабільність його підвищиться. Для оцінювання впливу негативного зворотного зв'язку підсилювача на стабільність коефіцієнта підсилення слід знайти його повний приріст (диференціал)  $dK_{\zeta\zeta}$  залежно від приросту коефіцієнта підсилення власне підсилювача  $\partial K_i$  й приросту коефіцієнта зворотного зв'язку  $\partial\gamma$  через частинні похідні:

$$\begin{aligned} \partial K_{\zeta\zeta} &= \frac{\partial K_{\bar{i}} \cdot (1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}}) - \gamma \cdot K_{\bar{i}} \cdot \partial K_{\bar{i}} - \gamma \cdot K_{\bar{i}} \cdot K_{\bar{i}}}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})^2} = \\ &= \frac{\partial K_{\bar{i}}}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})^2} - \frac{K_{\bar{i}}^2}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})^2} \cdot \partial \gamma. \end{aligned} \quad (2.1.16)$$

Поділивши абсолютний приріст коефіцієнта підсилення (2.1.16) на значення  $K_{\zeta\zeta}$  (вираз (2.1.15)), одержано вираз для оцінювання відносної зміни коефіцієнта підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$\frac{dK_{\zeta\zeta}}{K_{\zeta\zeta}} = \frac{1}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})} \cdot \frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}} - \frac{K_{\bar{i}}}{1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}}} \cdot \partial \gamma. \quad (2.1.17)$$

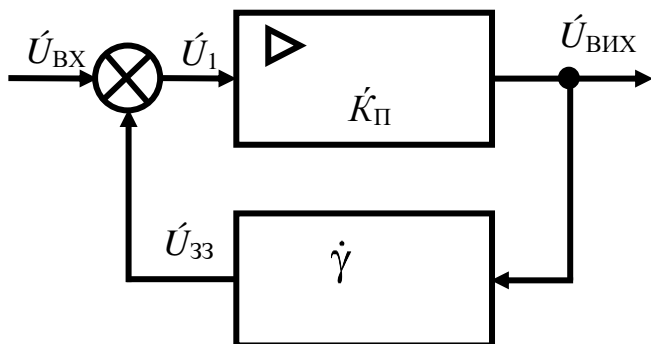
Для підсилювачів із негативним зворотним зв'язком, як правило, виконується умова  $\gamma \cdot K_{\bar{i}} \gg 1$ , тому, нехтуючи одиницею в знаменнику другої складової виразу (2.1.17), можна записати

$$\frac{dK_{\zeta\zeta}}{K_{\zeta\zeta}} \approx \frac{1}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})} \cdot \frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}} - \frac{K_{\bar{i}}}{\gamma \cdot K_{\bar{i}}} \cdot \partial \gamma = \frac{1}{(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})} \cdot \frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}} - \frac{\partial \gamma}{\gamma}. \quad (2.1.18)$$

Звідси видно, що негативний зворотний зв'язок зменшує відносну нестабільність  $\frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}}$  власного коефіцієнта підсилення підсилювача в  $(1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}})$  разів, а відносна нестабільність кола зворотного зв'язку  $\frac{\partial \gamma}{\gamma}$  залишається без змін. Тому, до стабільності параметрів кіл зворотного зв'язку підсилювачів ставлять підвищені вимоги.

Розглянутий вище підсилювач ідеалізований, оскільки в ньому не враховано фазові зсуви петлі зворотного зв'язку. Реальний підсилювач має у своєму складі реактивності (індуктивності та конденсатори) та інерційні активні елементи, що вносить додаткові фазові зсуви. Тому, в загальному випадку коефіцієнт підсилення та коефіцієнт зворотного зв'язку мають комплексний характер й описуються в показниковій або тригонометричній формах:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\bar{i}} &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_1} = K_{\bar{i}} \cdot e^{j\varphi_1} = K_{\bar{i}} \cdot (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1); \\ \dot{\gamma} &= \frac{\dot{U}_{\zeta\zeta}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \gamma \cdot e^{j\varphi_2} = \gamma \cdot (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2) \end{aligned} \quad (2.1.19)$$



Схему такого підсилювача з комплексним ЗЗ зображено на рис. 2.1.12, а його коефіцієнт підсилення описується виразом

Рис. 2.1.12. Схема підсилювача з комплексним ЗЗ

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{ЗЗ}} &= \frac{\dot{U}_{\text{АЕО}}}{\dot{U}_{\text{АО}}} = \frac{\dot{U}_{\text{АЕО}}}{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ЗЗ}}} = \frac{\dot{K}_{\text{І}} \cdot \dot{U}_1}{\dot{U}_1 \cdot \left(1 - \frac{\dot{U}_{\text{ЗЗ}}}{\dot{U}_1}\right)} = \\ &= \frac{\dot{K}_{\text{І}}}{\left(1 - \frac{\dot{U}_{\text{ЗЗ}}}{\dot{U}_{\text{АЕО}}}\right) \cdot \frac{\dot{U}_{\text{АЕО}}}{\dot{U}_1}} = \frac{\dot{K}_{\text{І}}}{1 - \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\text{І}}}. \end{aligned} \quad (2.1.20)$$

Отже, введення в підсилювач зворотного зв'язку змінює його коефіцієнт передачі в  $(1 - \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\text{І}})$  разів. Петльове підсилення в загальному випадку описується виразом

$$\begin{aligned} \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\text{І}} &= \frac{\dot{U}_{\text{ЗЗ}}}{\dot{U}_1} = K_{\text{І}} \cdot e^{j\varphi_1} \cdot \gamma \cdot e^{j\varphi_2} = \\ &= \gamma \cdot K_{\text{І}} \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = \gamma \cdot K_{\text{І}} \cdot e^{j\psi}. \end{aligned} \quad (2.1.21)$$

За  $\psi = 0^\circ$ , тобто коли вхідний сигнал і сигнал зворотного зв'язку співпадуть за фазою, буде діяти позитивний зворотний зв'язок, а петльове підсилення

$$\begin{aligned} \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\text{І}} &= \frac{\dot{U}_{\text{ЗЗ}}}{\dot{U}_1} = \gamma \cdot K_{\text{І}} \cdot (\cos \psi + j \sin \psi) = \\ &= \gamma \cdot K_{\text{І}} \cdot (\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ) = \gamma \cdot K_{\text{І}}. \end{aligned} \quad (2.1.22)$$

Тоді коефіцієнт підсилення підсилювача з позитивним ЗЗ

$$K_{\text{ПЗЗ}} = \frac{K_{\text{П}}}{1 - \gamma \cdot K_{\text{І}}}. \quad (2.1.23)$$

За  $\psi = 180^\circ$ , тобто коли на схему порівняння вхідний сигнал і сигнал ЗЗ надійдуть у протифазі, одержимо негативний ЗЗ, а вирази петльового підсилення й коефіцієнта підсилення підсилювача набудуть такого вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\Pi} &= \frac{\dot{U}_{33}}{\dot{U}_1} = \gamma \cdot K_{\Pi} \cdot (\cos \psi + j \sin \psi) = \\ &= \gamma \cdot K_{\Pi} \cdot (\cos 180^\circ + j \sin 180^\circ) = -\gamma \cdot K_{\Pi}; \end{aligned}$$

$$K_{\text{НЗЗ}} = \frac{K_{\Pi}}{1 + \gamma \cdot K_{\Pi}}. \quad (2.1.24)$$

За допомогою векторних діаграм слід розглянути результуючу напругу  $\dot{U}_1$  на вході підсилювача, залежно від зсуву фаз між вхідною напругою  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  й напругою зворотного зв'язку  $\dot{U}_{\text{CC}}$  (рис. 2.1.13), та при цьому вважати, що кола зворотного зв'язку частотонезалежні й фази вихідної напруги  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  і напруги зворотного зв'язку  $\dot{U}_{\text{CC}}$  збігаються. У загальному випадку напруга на вході підсилювача  $\dot{U}_1$  дорівнює геометричній сумі напруг  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  й  $\dot{U}_{\text{CC}}$ .

На рис. 2.1.13, а показано сигнал зворотного зв'язку  $\dot{U}_{\text{CC}}$  (збігається за фазою з вихідним сигналом  $\dot{U}_{\text{вих}}$ ), протифазний вхідному сигналу  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$ . У цьому випадку напруга  $\dot{U}_1$  буде протифазна напрузі  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  й зсуву фази  $\Delta\varphi = 180^\circ$ , тобто це відповідає негативному зворотному зв'язку. Якщо в підсилювачі вихідний сигнал одержить додатковий фазовий набіг  $\Delta\varphi_{\hat{A}}$ , крім набігу  $180^\circ$ , необхідного для утворення негативного зворотного зв'язку, то результуюча напруга  $\dot{U}_1$  вже не буде збігатися за фазою з напругою  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  (рис. 2.1.13, б, в, г). Зсув фази  $\Delta\varphi$  між вхідною напругою  $\dot{U}_{\hat{A}\tilde{O}}$  й напругою безпосередньо на вході підсилювача  $\dot{U}_1$  буде зменшуватися за  $\Delta\varphi = 0^\circ$ . Такі умови можуть виконуватися для цілого діапазону частот. Для деяких підсилювачів із негативним зворотним зв'язком будуть існувати частоти, на яких додатковий фазовий набіг буде не менше  $90^\circ$  ( $\Delta\varphi_{\hat{A}} > 90^\circ$ ) (рис. 2.1.13, г). При цьому негативний зворотний зв'язок перетвориться в позитивний й підсилювач втратить стійкість функціонування.

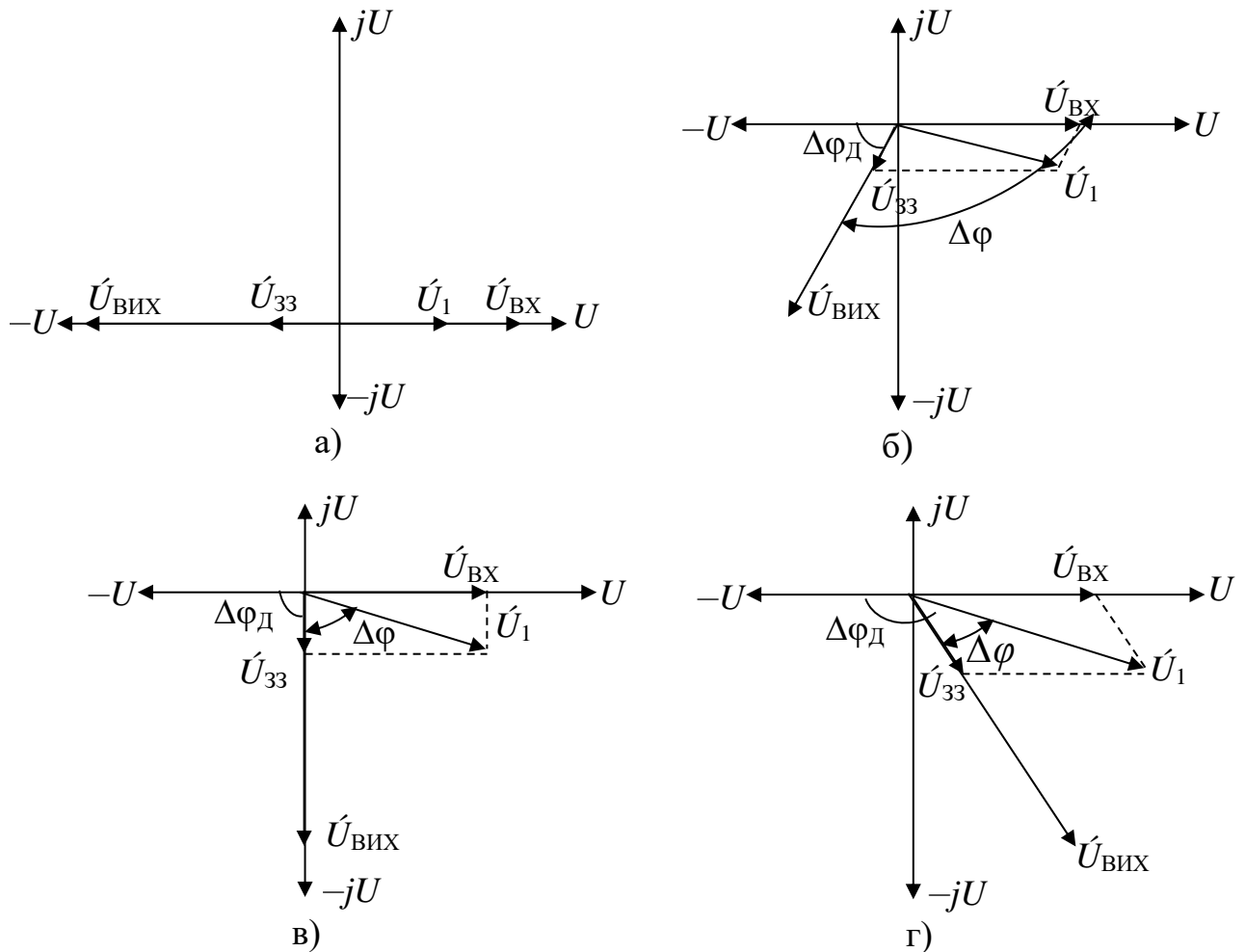


Рис. 2.1.13. Векторні діаграми напруг підсилювача зі зворотним зв'язком

Вхідний опір підсилювача електричних сигналів із послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис. 2.1.12) знаходять за виразом

$$\begin{aligned}
 Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}\hat{C}\hat{C}} &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\hat{C}\hat{C}}}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \cdot \left( 1 - \frac{\dot{U}_{\hat{C}\hat{C}}}{\dot{U}_1} \right) = \\
 &= Z_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \left( 1 - \frac{\dot{U}_{\hat{C}\hat{C}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \cdot \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_1} \right) = Z_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 - \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}}),
 \end{aligned}
 \tag{2.1.25}$$

де  $Z_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$  – власний вхідний опір підсилювача.

Для підсилювача з послідовним негативним зворотним зв'язком за напругою вхідний опір описується виразом

$$Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}\hat{C}\hat{C}} = Z_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 + \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}}).
 \tag{2.1.26}$$

Отже, послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою збільшує вхідний опір підсилювача, а позитивний – зменшує.

Якщо в підсилювачі вводиться паралельний зворотний зв'язок, то це еквівалентно підключенню до його входу додаткового опору. Внаслідок цього при

негативному паралельному зворотному зв'язку вхідний опір підсилювача зменшується, а при позитивному – збільшується.

Вихідний опір підсилювача оцінюється відношенням приросту вихідної напруги  $\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  до приросту вихідного струму  $\Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  й описується формулою

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}. \quad (2.1.27)$$

При ввімкненні кіл зворотного зв'язку напруга на виході підсилювача  $\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta}$  буде змінюватися не тільки від величини вхідного сигналу чи опору навантаження, а й внаслідок зміни напруги зворотного зв'язку  $\Delta U_{\zeta\zeta}$ . Так, якщо зворотний зв'язок за напругою негативний, то зміна вихідної напруги описується виразом

$$\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} = Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} - \Delta \dot{U}_{\zeta\zeta} \cdot \dot{K}_{\hat{I}} = Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} - \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} \cdot \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}}.$$

Виконавши нескладні перетворення

$$\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} (1 + \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}}) = Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}},$$

можна одержати

$$\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{(1 + \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}})}. \quad (2.1.28)$$

Тоді вихідний опір підсилювача з негативним зворотним зв'язком за напругою зменшиться у  $(1 + \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}})$  разів згідно з виразом

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} = \frac{\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta}}{\Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{(1 + \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}})}. \quad (2.1.29)$$

Позитивний зворотний зв'язок за напругою збільшує вихідний опір підсилювача до значення  $Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta}$ , яке оцінюється за формулою

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\zeta} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{(1 - \dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\hat{I}})}. \quad (2.1.30)$$

Негативний зворотний зв'язок за струмом збільшує вихідний опір підсилювача, а позитивний – зменшує.

Отже, використання в підсилювачах зворотного зв'язку забезпечує широке регулювання та стабілізацію його коефіцієнта підсилення, зменшення нерівномірності АЧХ, розширення діапазону робочих частот, зниження рівня нелінійних спотворень вихідних сигналів, великі зміни вхідного та вихідного опорів (від одиниць омів до десятківмегаомів).

### 2.1.3. Режими роботи підсилювачів електричних сигналів

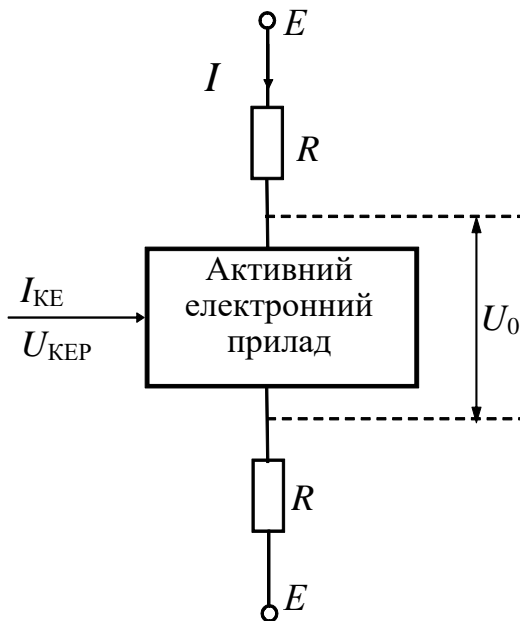


Рис. 2.1.14. Еквівалентна схема підсилювача

У всіх типах підсилювачів електричних сигналів використовуються активні електронні прилади, які мають негативний диференційний опір, тобто за збільшення струму через нього ( $\Delta I > 0$ ) напруга на ньому зменшується ( $\Delta U < 0$ ) й навпаки

$$R_{\text{диф}} = -(\Delta U / \Delta I). \quad (2.1.31)$$

Спрощена еквівалентна схема підсилювача електричних сигналів на базі одного активного електронного приладу може бути подана ввімкненням його послідовно з двома резисторами  $R_1$  і  $R_2$  (рис. 2.1.14).

У ній  $E_1$  та  $E_2$  – джерела ЕРС постійного струму. Початковий постійний струм  $I_0$  та напруга  $U_0$  підсилювача (струм та напруга в

ТПР) залежать від параметрів елементів схеми ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $E_1$ ,  $E_2$ ), активного електронного приладу та початкового постійного значення сигналу керування ( $U_{\text{КЕР}}$ ,  $I_{\text{КЕР}}$ ).

При подачі на вхід керування активного електронного приладу змінного сигналу його диференційний опір буде змінюватися, внаслідок чого буде змінюватися струм послідовного кола ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $E_1$ ,  $E_2$  та активного електронного приладу). Він буде створювати на елементах підсилювача відповідні спади напруг.

Енергії цих напруг, як правило, значно більші за енергію сигналу керування, тому, говорять про його підсилення. До подачі вхідного змінного сигналу активний електронний прилад перебуває в стані спокою, тобто в статичному режимі (на електродах активного електронного приладу діють постійні напруги та протікають постійні струми).

Залежно від величини спаду напруги на активному електронному приладі, а також від величини вхідного сигналу розрізняють такі режими роботи підсилювачів електричних сигналів (рис. 2.1.15):

Режим *A* – режим, при якому струм активного електронного приладу змінюється пропорційно до миттєвого значення вхідного сигналу протягом всього періоду його дії (рис. 2.1.15, б). У цьому режимі амплітуда змінного струму  $I_m$  не повинна перевищувати величини постійного струму  $I_0$  в режимі спокою активного електронного приладу ( $I_m < I_0$ ). Режим *A* використовується для лінійного підсилення аналогових сигналів. У цьому режимі нелінійні спотворення мінімальні, а ККД найменший з усіх можливих,  $\eta < 0,5$ .

Режим *B* – режим, при якому величина струму через активний електронний прилад пропорційна до вхідного сигналу протягом половини періоду дії

останнього (рис. 2.1.15, в). Решту часу дії сигналу активний електронний прилад закритий і струм через нього не протікає.

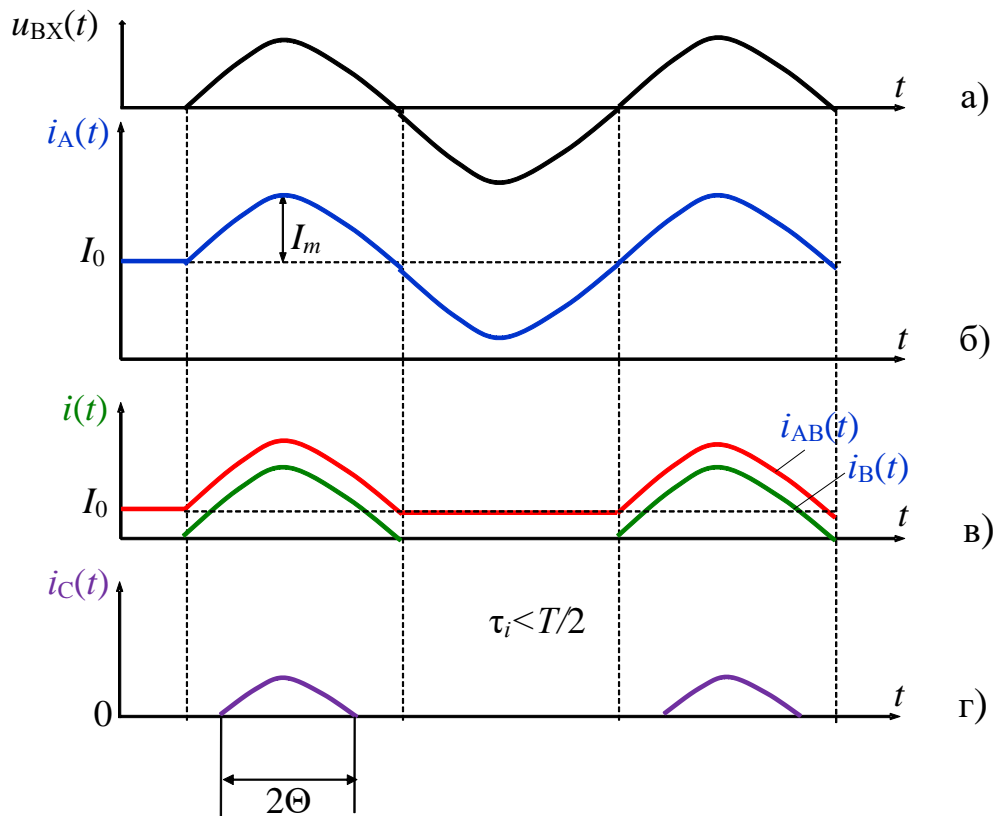


Рис. 2.1.15. Режими роботи підсилювачів

Набіг фази, який відповідає інтервалу часу, протягом якого через активний електронний прилад протікає струм керування, називається *кутом відсічки*  $\theta$ . Чисельно кут відсічки дорівнює половині набігу фази вхідного гармонічного сигналу за час протікання струму керування  $\theta = 0,5\tau_i \cdot 360^\circ / T$  (рис. 2.1.16). Для ідеального режиму *B* кут відсічки становить  $\theta = 90^\circ$ . Режим *B* характеризується високим ККД, але має найбільший рівень нелінійних спотворень. Найчастіше режим *B* використовується у двотактних підсилювачах.

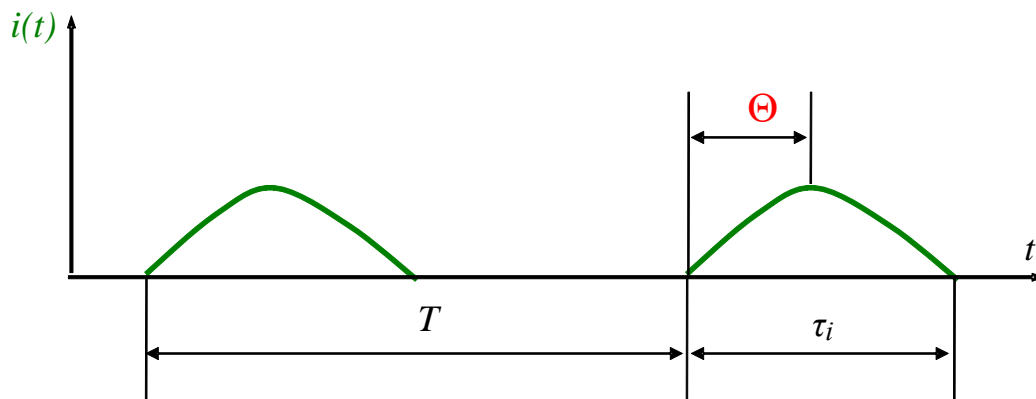


Рис. 2.1.16. Кут відсічки



Проміжним між режимами  $A$  та  $B$  є режим  $AB$ . Для нього вибирається кут відсічки  $\theta > 90^\circ$ . Початковий струм активного електронного приладу  $I_0$  в режимі  $AB$  вибирається в межах  $5 \div 15\%$  від максимального. При цьому в порівнянні з режимом  $B$  зменшуються ККД (+) й нелінійні спотворення сигналів (–).

Режим  $C$  – режим, який використовується переважно, в помножувачах частоти. Струм спокою  $I_0$  в режимі  $C$  відсутній, а кут відсічки  $\theta < 90^\circ$  (див. рис. 2.1.15, г).

Режим  $D$  (ключовий режим) – режим, при якому активний електронний прилад може перебувати у двох стійких станах: закритому – при цьому його опір великий, а струм через нього відсутній (режим відсічки струму), або відкритому – опір активного електронного приладу малий, а струм через нього досягає величини насичення (режим насичення).

Для аналізу режимів роботи активного електронного приладу використовується графоаналітичний метод, з побудовою лінії навантаження на його ВАХ. У загальному випадку цей метод забезпечення режиму роботи активного електронного приладу зводиться до вибору положення ТПР на його ВАХ (забезпечення режиму роботи за постійним струмом).

#### **2.1.4. Навантажувальні характеристики підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером**

Як активні електронні прилади більшості сучасних підсилювачів електричних сигналів виступають транзистори. Залежно від вибраного режиму роботи останні можна використовувати, крім підсилення електричних сигналів, у схемах перетворення та комутації електричних сигналів.

Із вищезазначеного відомо, що процес збільшення потужності електричного сигналу завдяки ДЖ, без помітного спотворення його форми, називається *підсиленням*. Пристрої, які призначені для підсилення електричних сигналів, називаються *підсилювачами*. Далі розглянуто застосування в електронних підсилювачах біполярних транзисторів для лінійного підсилення електричних сигналів (режим  $A$ ). Для забезпечення останнього біполярні транзистори повинні перебувати в активному режимі. Залежно від того, який електрод біполярного транзистора є спільним для вхідного та вихідного кіл, розрізняють три схеми його увімкнення: зі спільним емітером, спільною базою або спільним колектором.

Розглянуто базові схеми найпростіших підсилювачів електричних сигналів, у яких біполярні транзистори увімкнені за схемою зі спільним емітером (рис. 2.1.17).

Такі схеми забезпечують значне підсилення за струмом та напругою та, відповідно, потужністю, але характеризуються значною вихідною ємністю на високих частотах, що обмежує їх можливості підсилувати електричні сигнали на цих частотах. У цьому підсилювачі конденсатори  $C_1$  й  $C_2$  роздільні – вони забезпечують відокремлення постійної складової струму одного кола від іншого. Цим виключається вплив постійної складової вхідної напруги (струму) та кола навантаження на початкові напруги (струми) біполярного транзистора, тобто на положення ТПР.

Початковим станом (режимом спокою) підсилювача електричних сигналів на біполярному транзисторі називаються величини початкових постійних напруг на його електродах та струмів у них, які встановлюються після закінчення перехідних процесів, пов'язаних із увімкненням живлення або дії попереднього сигналу, до подачі вхідного сигналу.

Щоб задати режим спокою підсилювача електричних сигналів, на його вхід необхідно подати певне значення початкової постійної напруги (постійного струму), що має назву *напруги зсуву* (струму зсуву). Електричні кола, які забезпечують подачу цієї напруги (струму), називаються *колами зсуву*.

Існує два способи забезпечити режим спокою підсилювача електричних сигналів: фіксованим струмом бази  $I_{\hat{A}0}$  або фіксованою напругою між базою та емітером  $U_{\hat{A}\hat{A}0}$ .

У початковому стані за відсутності вхідного сигналу в підсилювачі (рис. 2.1.17, а) протікають постійні:

керований струм бази  $I_{\hat{A}0} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow \text{база} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow -E_{\hat{E}}$ ;

керований струм колектора  $I_{\hat{E}0}$  :

$+E_{\hat{E}} \rightarrow R_{\hat{E}} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow \text{колектор} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow -E_{\hat{E}}$ ;

некерований зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}} : \text{емітер} \rightarrow \text{колектор} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow +E_{\hat{E}} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow \text{колектор}$ .

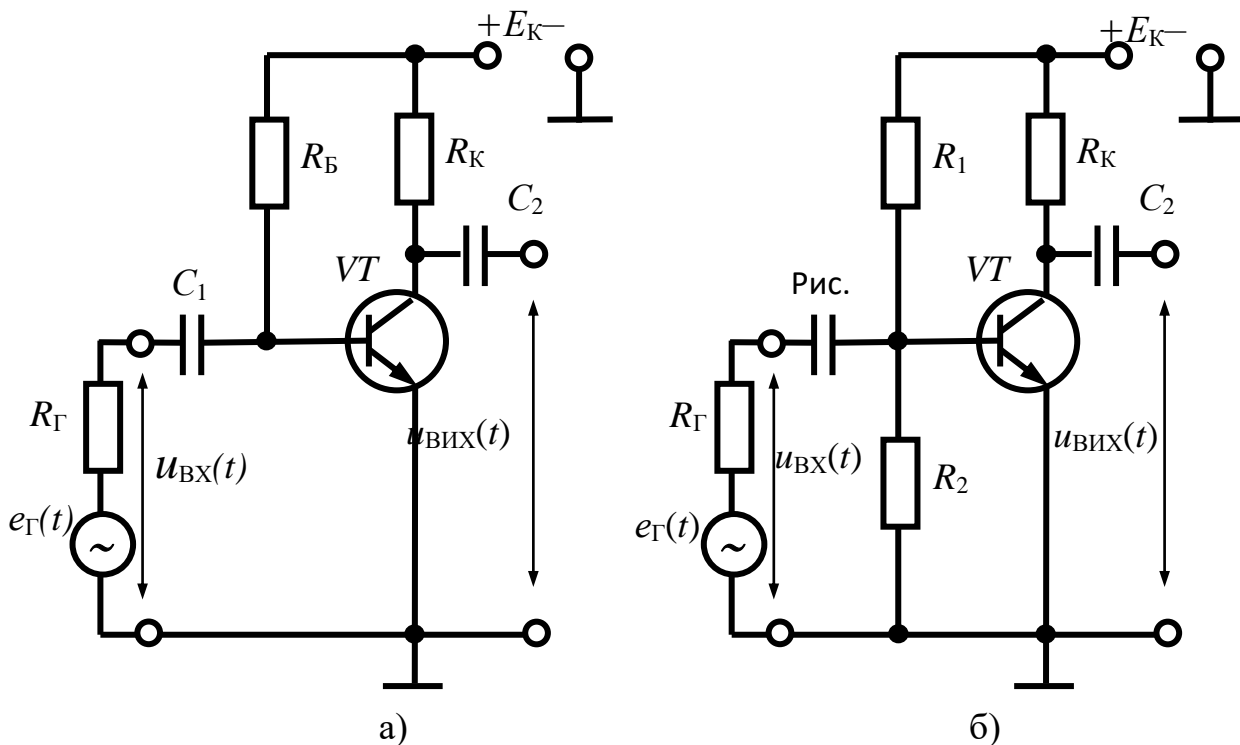


Рис. 2.1.17. Схеми підсилювачів електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером:

а) – з фіксованим струмом бази; б) – з фіксованою напругою між базою та емітером

Причому початковий постійний струм колектора  $I_{\hat{E}0}$  пов'язаний із початковим постійним струмом бази  $I_{\hat{A}0}$  та постійним зворотним струмом колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}$  через статичний коефіцієнт передачі струму  $\beta$  співвідношенням:

$$I_{\hat{E}0} = I_{\hat{A}0} \cdot \beta + (1 + \beta) \cdot I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}. \quad (2.1.32)$$

Зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}$  є некерованим і залежить переважно від якісних властивостей напівпровідникового матеріалу біполярного транзистора та його температури. Для зменшення впливу цього струму на початковий режим біполярного транзистора в підсилювачах вибирають початковий постійний струм бази на підставі співвідношення  $I_{\hat{A}0} \gg I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}$ , тоді

$$I_{\hat{E}0} \approx I_{\hat{A}0} \cdot \beta. \quad (2.1.33)$$

Для кола протікання початкового постійного струму бази  $I_{\hat{A}0}$  рівняння другого закону Кірхгофа буде мати вигляд

$$E_{\hat{E}} = U_{R_{\hat{A}}} + U_{\hat{A}\hat{A}0} = I_{\hat{A}0} \cdot R_{\hat{A}} + U_{\hat{A}\hat{A}0} \quad (2.1.34)$$

Із цього рівняння випливає

$$I_{\hat{A}0} = \frac{E_{\hat{E}} - U_{\hat{A}\hat{A}0}}{R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.35)$$

Зважаючи на те, що  $U_{\hat{A}\hat{A}0} = 0,4 \div 0,9 [B] \ll E_{\hat{E}}$ ,

$$I_{\hat{A}0} \approx \frac{E_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.36)$$

Отже, вибором напруги джерела постійної напруги  $E_K$  та опору резистора  $R_B$  можна забезпечити початковий постійний струм бази біполярного транзистора (величину струму бази в точці початкового стану)  $I_{\hat{A}0} = I_{\hat{A}0\hat{I}\hat{D}}$ .

У початковому стані за відсутності вхідного сигналу в підсилювачі (рис. 3.1.17, б) протікають постійні:

керований струм подільника  $I_{\hat{I}\hat{A}^2\hat{E}0}: +E_{\hat{E}} \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}};$

керований струм бази  $I_{\hat{A}0}: +E_{\hat{E}} \rightarrow R_1 \rightarrow \hat{A}\hat{A}0 \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}};$

керований струм колектора

$I_{\hat{E}0}: +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{\hat{E}} \rightarrow \hat{E}\hat{E}0 \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}};$

некерований зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}: \hat{E}\hat{E}0 \rightarrow \hat{A}\hat{A}0 \rightarrow R_2 \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}} \rightarrow +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{\hat{E}} \rightarrow \hat{E}\hat{E}0 \rightarrow \hat{A}\hat{A}0.$

Для розрахунку параметрів подільника використовують такі співвідношення:

$$R_{\dot{A}1} = \frac{E_{\dot{A}} - U_{\dot{A}\dot{A}0}}{I_{\dot{A}0} + I_{\ddot{A}2\ddot{E}0}}, \quad R_{\dot{A}2} = \frac{U_{\dot{A}\dot{A}0}}{I_{\dot{A}0}}, \quad (2.1.37)$$

$$I_{\ddot{A}2\ddot{E}0} = (3 \div 5) \cdot I_{\dot{A}0}.$$

Вираз другого закону Кірхгофа для кола протікання колекторного струму в обох схемах має вигляд

$$E_{\hat{E}} = U_{R_{\hat{E}}} + U_{\hat{E}\dot{A}0} = I_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}} + U_{\hat{E}\dot{A}0}. \quad (2.1.38)$$

Рівняння (2.1.38) пов'язує струм та напругу колектора біполярного транзистора в активному режимі. Графічна побудова лінії навантаження виконується на фоні вихідних статичних характеристик біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером (рис. 2.1.18).

Навантажувальними характеристиками біполярного транзистора називаються залежності між струмами та напругами біполярного транзистора в підсилювальному каскаді за наявності колекторного навантаження  $R_K$ :

$$I_{\hat{E}} = \frac{E_{\hat{E}} - U_{\hat{E}\dot{A}}}{R_{\hat{E}}}. \quad (2.1.39)$$

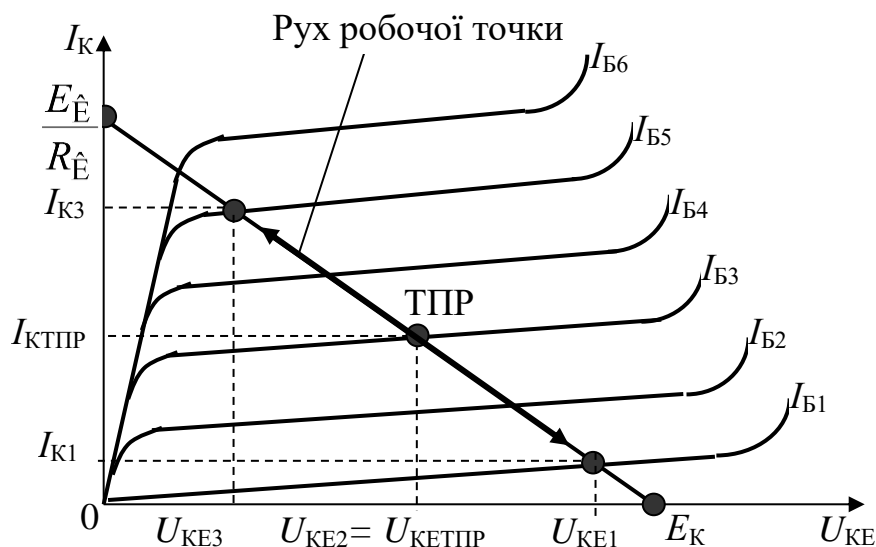


Рис. 2.1.18. Вихідна навантажувальна характеристика підсилювача електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером

Із рівняння (2.1.38), яке описує ВАХ колекторного навантаження видно, що струм колектора  $I_{\hat{E}}$  та напруга між колектором і емітером біполярного транзистора  $U_{\hat{E}\dot{A}}$  пов'язані між собою лінійною залежністю, тобто характеристикою навантаження є пряма лінія. Для її побудови достатньо задати координати двох точок.

Наприклад, якщо  $I_{\hat{E}} = 0$ , тоді  $U_{\hat{E}\hat{A}} = E_{\hat{E}}$ . Перша точка лінії навантаження буде мати координати  $(E_{\hat{E}}; 0)$ . Другу точку лінії навантаження можна знайти, задавши  $U_{\hat{E}\hat{A}} < E_{\hat{E}}$ . Наприклад, якщо прийняти  $U_{\hat{E}\hat{A}} = 0$ , то  $I_{\hat{E}} = E_{\hat{E}} / R_{\hat{E}}$ , тобто координати другої точки лінії навантаження  $(0; E_{\hat{E}} / R_{\hat{E}})$ . Лінія навантаження перетинає вихідні статичні характеристики біполярного транзистора.

Отже, сукупність точок перетинання лінії навантаження зі статичними вихідними характеристиками біполярного транзистора називається його *вихідною навантажувальною характеристикою*. Вона показує залежність напруги колектор-емітер  $U_{\hat{E}\hat{A}}$  і струму колектора  $I_{\hat{E}}$  від струму бази  $I_{\hat{A}}$ , напруги живлення  $E_{\hat{E}}$  та опору колекторного навантаження  $R_{\hat{E}}$ .

Виходячи з форми вхідного сигналу, вибір положення ТПР здійснюють зміною опору резистора  $R_{\hat{A}}$  (опорів резисторів подільника  $R_{\hat{A}1}, R_{\hat{A}2}$ ). Якщо вхідний сигнал різнополярний, то ТПР вибирають на середині активної ділянки навантажувальної характеристики  $I_{\hat{A}0\text{Д}} = I_{\hat{A}C}$ . Цьому початковому постійному струму бази відповідає початковий постійний струм колектора  $I_{\hat{E}0\text{Д}} = I_{\hat{E}0}$  та початкова постійна напруга  $U_{\hat{E}\hat{A}0\text{Д}} = U_{\hat{E}\hat{A}0}$ . Якщо вхідний сигнал підсилювача позитивної полярності, то початковий постійний струм бази задають у межах  $I_{\hat{A}0\text{Д}1} = I_{\hat{A}1} \div I_{\hat{A}2}$ . Якщо вхідний сигнал підсилювача негативної полярності, то початковий постійний струм бази вибирають зі значень  $I_{\hat{A}0\text{Д}2} = I_{\hat{A}4} \div I_{\hat{A}5}$ .

Залежність струму бази біполярного транзистора  $I_{\hat{A}}$  від напруги база-емітер  $U_{\hat{A}\hat{A}}$ , за заданої напруги живлення  $E_{\hat{E}}$  та опору колекторного навантаження  $R_{\hat{E}}$ , називається *вхідною навантажувальною характеристикою*. Вхідну навантажувальну характеристику біполярного

транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером надано на рис. 2.1.19 (пунктирна лінія).

У підсилювачі за збільшення вхідної напруги зростає напруга база-емітер  $U_{\hat{A}\hat{A}}$ , збільшуються струм бази  $I_{\hat{A}}$  і струм колектора  $I_{\hat{E}} = \beta \cdot I_{\hat{A}}$ , а напруга  $U_{\hat{E}\hat{A}}$  зменшується, оскільки  $U_{\hat{E}\hat{A}} \downarrow = E_{\hat{E}} - I_{\hat{E}} \uparrow \cdot R_{\hat{E}}$ . Це означає, що робоча

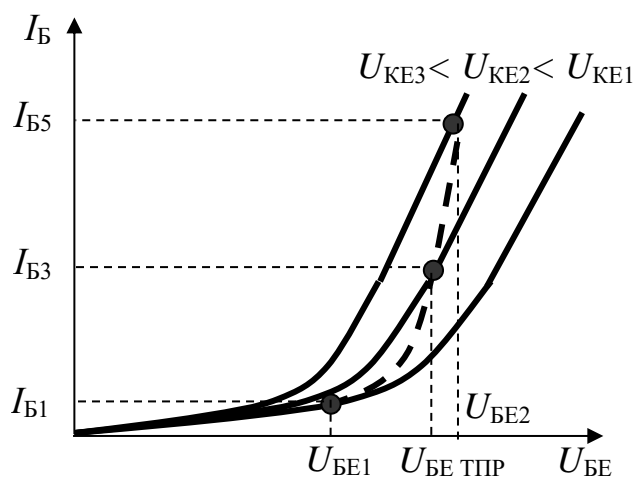


Рис. 2.1.19. Вхідна навантажувальна характеристика підсилювача електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером

точка переміщується з характеристики, яка побудована за напруги  $U_{\hat{E}\hat{A}2}$ , на характеристику, зняту за напруги  $U_{\hat{E}\hat{A}1}$ .

За зменшення вхідної напруги  $U_{\hat{A}\hat{O}}$  зростає напруга колектор-емітер  $U_{\hat{E}\hat{A}}$  й робоча точка переміщується на характеристику, зняту за  $U_{\hat{E}\hat{A}3}$ .

Оскільки вхідні характеристики, зняті для різних напруг  $U_{\hat{E}\hat{A}}$ , відрізняються мало, то, як правило, як вхідну навантажувальну характеристику вибирають статичну вхідну характеристику, зняту для середньої величини напруги  $U_{\hat{E}\hat{A}}$ .

### 2.1.5. Принцип підсилення електричних сигналів у транзисторному підсилювачі

Процес підсилення електричних сигналів зводиться до управління вихідним струмом підсилювального елемента за допомогою вхідного сигналу, що підсилюється. У підсилювачах на біполярних транзисторах, увімкнених за схемою зі спільним емітером, вхідний сигнал забезпечує управління вхідним струмом (струмом бази  $I_{\hat{A}}$ ), з яким пропорційно пов'язаний вихідний струм (струм колектора  $I_{\hat{E}}$ ) (рис. 2.1.20).

Далі описано графоаналітичний метод пояснення принципу підсилення електричних сигналів у транзисторному підсилювачі. Ізпочатком дії вхідного змінного сигналу з'являється змінна складова струму бази. Під час дії позитивного півперіоду вхідного змінного сигналу, до початкового постійного струму бази  $I_{\hat{A}0}$  додається частина струму вхідного сигналу, що протікає по колу:  $+U_{\hat{A}\hat{O}} \rightarrow C_1 \rightarrow \hat{A} - E \rightarrow \rightarrow \perp (-U_{\hat{A}\hat{O}}) \rightarrow +U_{\hat{A}\hat{O}}$ . Отже, при дії позитивного півперіоду вхідного сигналу, струм бази  $i_{\hat{A}}$  зростає.

При дії негативного півперіоду вхідного змінного сигналу протікає змінна складова струму бази по колу:  $\perp (+U_{\hat{A}\hat{O}}) \rightarrow E - \hat{A} \rightarrow C_1 \rightarrow \rightarrow -U_{\hat{A}\hat{O}} \rightarrow \perp (+U_{\hat{A}\hat{O}})$ . Фактично, це означає, що з початкового постійного струму базивіднімається струм негативного півперіоду вхідного змінного сигналу, а результуючий струм бази протікає від бази до емітера. Якщо вхідний змінний сигнал буде досить великої амплітуди (амплітуда змінного струму бази в негативний півперіод буде більшою за початковий постійний струм бази), це призведе до закривання біполярного транзистора або переведення його в стан відсічки колекторного струму. Якщо ТПР біполярного транзистора вибрано на лінійному відрізку вхідної навантажувальної характеристики, то струм бази буде змінюватися пропорційно до вхідної змінної напруги (суцільні лінії епюр, криві 1 (рис. 2.1.20)). У разі якщо ТПР вибрано так, що під дією вхідної змінної напруги робоча точка буде переміщуватися на нелінійному відрізку вхідної характеристики, то струм бази нелінійно буде залежати від вхідної напруги. Будуть виникати нелінійні спотворення змінного сигналу у вхідному колі (криві 2 (рис. 2.1.20)).

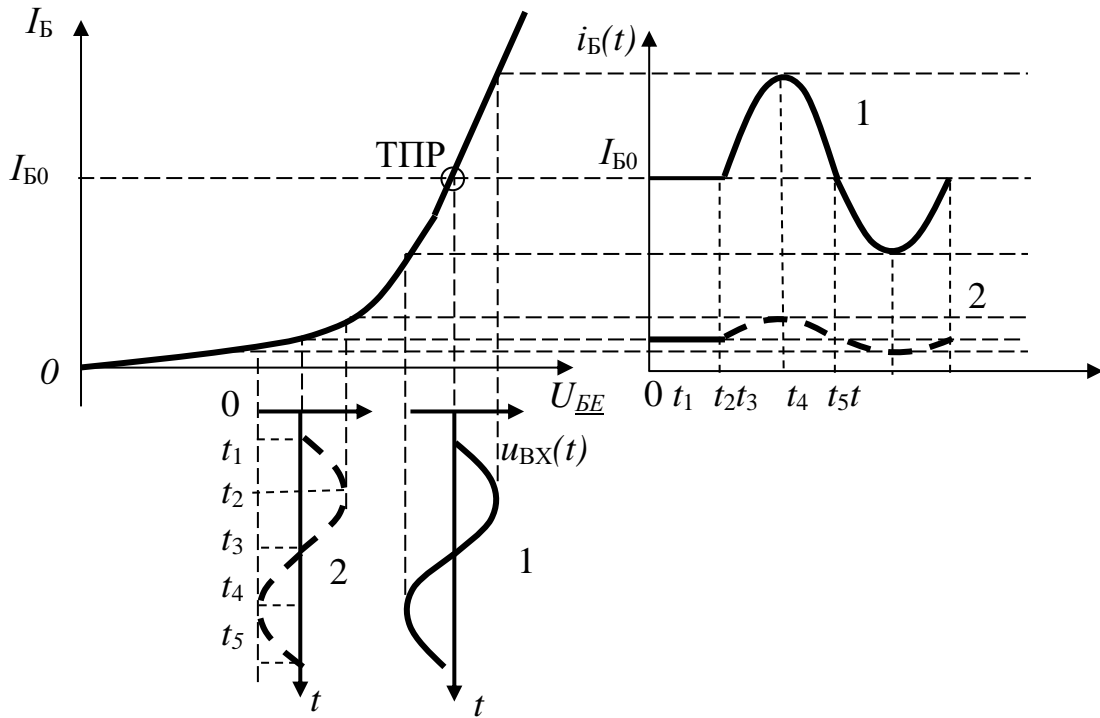


Рис. 2.1.20. Епюри вхідних напруг та струмів біполярного транзистора

На інтервалі часу  $0 \div t_1$  вхідна змінна напруга відсутня, і через біполярний транзистор буде протікати початковий постійний струм бази  $I_{\hat{A}0}$ . На інтервалах часу  $t_1 \div t_2$  та  $t_4 \div t_5$  вхідна змінна напруга буде зростати, що призведе до зростання струму бази. На інтервалі часу  $t_2 \div t_4$  вхідна змінна напруга буде зменшуватися, що призведе до пропорційного зменшення струму бази.

У підсилювачі біполярний транзистор перебуває в активному режимі. Це означає, що змінний струм колектора пропорційний до змінного струму бази  $i_{\hat{E}} = h_{21\hat{A}} \cdot i_{\hat{A}}$ .

Використовуючи вихідну навантажувальну характеристику біполярного транзистора, можна побудувати графіки залежності струму й напруги колектора від струму бази (рис. 2.1.21).

У початковому стані в біполярному транзисторі забезпечуються початкові струми бази  $I_{\hat{A}0}$  і колектора  $I_{\hat{E}0}$  та напруги  $U_{\hat{E}\hat{A}0}$ .

За збільшення вхідної змінної напруги зростають струми бази  $i_{\hat{A}}$  і колектора  $i_{\hat{E}}$  біполярного транзистора та зменшується напруга колектор-емітер  $u_{\hat{E}\hat{A}} : u_{\hat{A}\hat{O}} \uparrow \rightarrow i_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow i_{\hat{E}} \uparrow = \beta \cdot i_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow u_{\hat{E}\hat{A}} \downarrow = E_{\hat{A}} - \uparrow i_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}}$ .

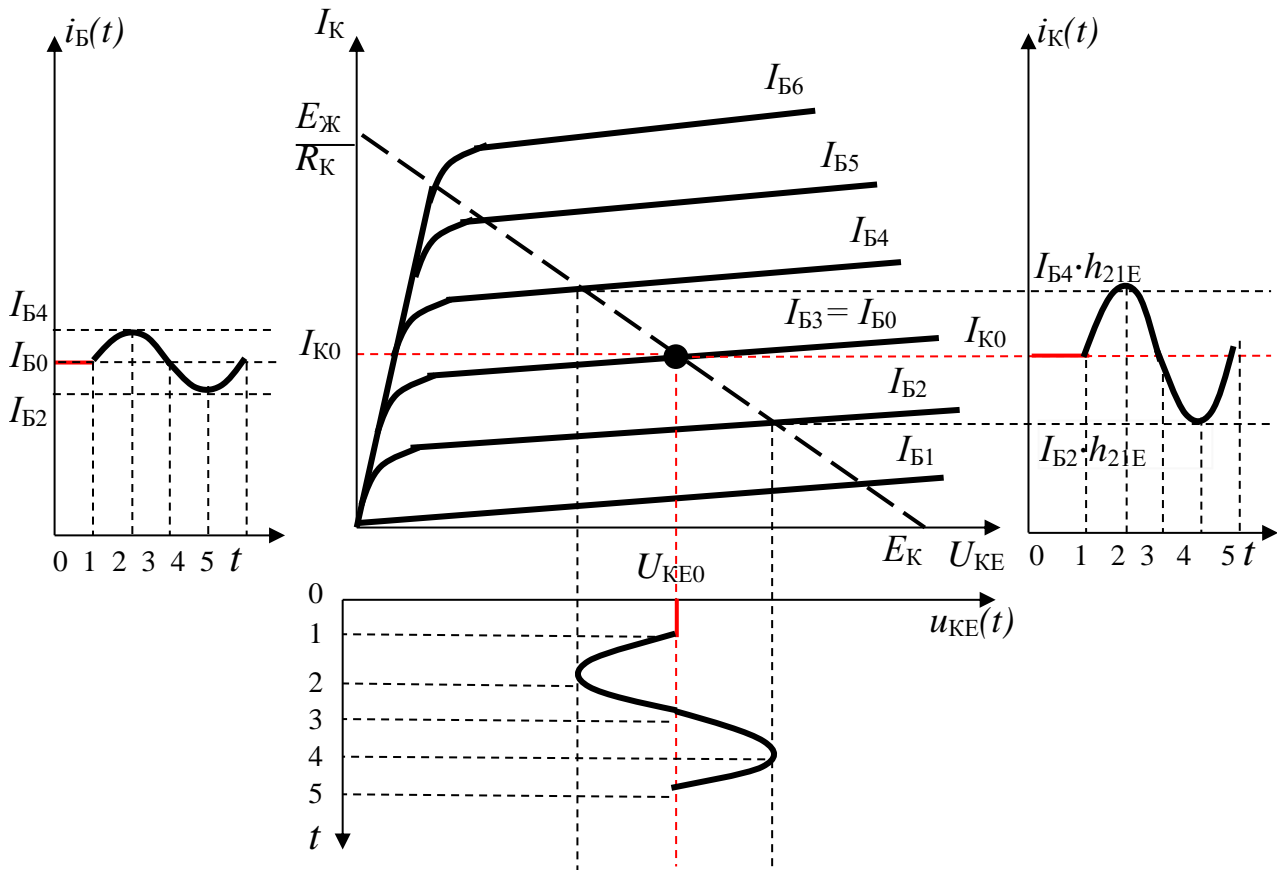


Рис. 2.1.21. Графічний метод побудови вихідних епюр підсилювача

Оскільки струм колектора у  $\beta$  ( $\beta = 20 \dots 500$ ) разів більший за струм бази, то прирости струму колектора також будуть значно більші за прирости струму бази,  $\Delta I_{\hat{E}} = \Delta I_{\hat{A}} \cdot h_{21E}$  ( $h_{21A} \approx \beta$ ). Тоді, за  $R_{\hat{E}} \geq R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}$  ( $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}$  – вхідний опір підсилювача на біполярному транзисторі в схемі зі спільним емітером) амплітуда змінної напруги на колекторному навантаженні  $R_{\hat{E}}$  буде значно більшою за амплітуду вхідної напруги.

Отже, підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером, забезпечує підсилення сигналу як за струмом, так і за напругою та, відповідно, за потужністю. При цьому підсилений вихідний сигнал інвертується.



Епюри напруг та струмів транзистора набувають форм, зображених на рис. 2.1.22.

Якщо ТПР буде вибрана зі значним початковим постійним струмом бази (а отже, і колектора), то позитивна півхвиля вхідного змінного сигналу переведе біполярний транзистор у режим насичення. Опір насиченого біполярного транзистора невеликий, а напруга між колектором та емітером стане меншою за напругу між базою та емітером.

Якщо ТПР вибрано з малими початковими постійними струмами бази та колектора, то негативний півперіод вхідного змінного сигналу переведе біполярний транзистор у режим відсічки. В обох указаних випадках це призведе до обмежень струму колектора зверху або знизу, тобто виникнуть нелінійні спотворення змінного сигналу у вихідному колі підсилювача.

Якщо вхідна змінна напруга досить великої амплітуди, то навіть за умов правильного вибору ТПР, її позитивна півхвиля переведе біполярний транзистор у режим насичення, а негативна – у режим відсічки. Виникнуть обмеження змінних струмів бази та колектора, тобто значні нелінійні спотворення (рис. 2.1.22, пунктирні лінії).

Умови, яких необхідно дотримуватися при розрахунку підсилювача:

- 1)  $I_{\hat{E}0} = (1,05 \div 1,2) \cdot I_{m\hat{E}}$  ;
- 2)  $(I_{\hat{E}0} + I_{m\hat{E}}) < I_{m\hat{E} \max}$  ;
- 3)  $U_{\hat{E}0} > U_{m\hat{E}}$  ;
- 4)  $(U_{\hat{E}0} + U_{m\hat{E}}) < U_{m\hat{E} \max}$  ;
- 5)  $(P_{\hat{E}} = I_{\hat{E}0} \cdot U_{\hat{E}0} < P_{\max})$  .

Якщо в підсилювачі буде використовуватися біполярний транзистор *p-n-p*-типу, то зміниться полярність ДЖ й напрямки протікання початкових постійних струмів. Принцип дії підсилювача залишиться таким самим.

Основними параметрами підсилювачів електричних сигналів є:

$K_I = I_{m\hat{E}\tilde{O}} / I_{m\hat{A}\tilde{O}}$  – коефіцієнт підсилення за струмом;

$K_U = U_{m\hat{E}\tilde{O}} / U_{m\hat{A}\tilde{O}}$  – коефіцієнт підсилення за напругою;

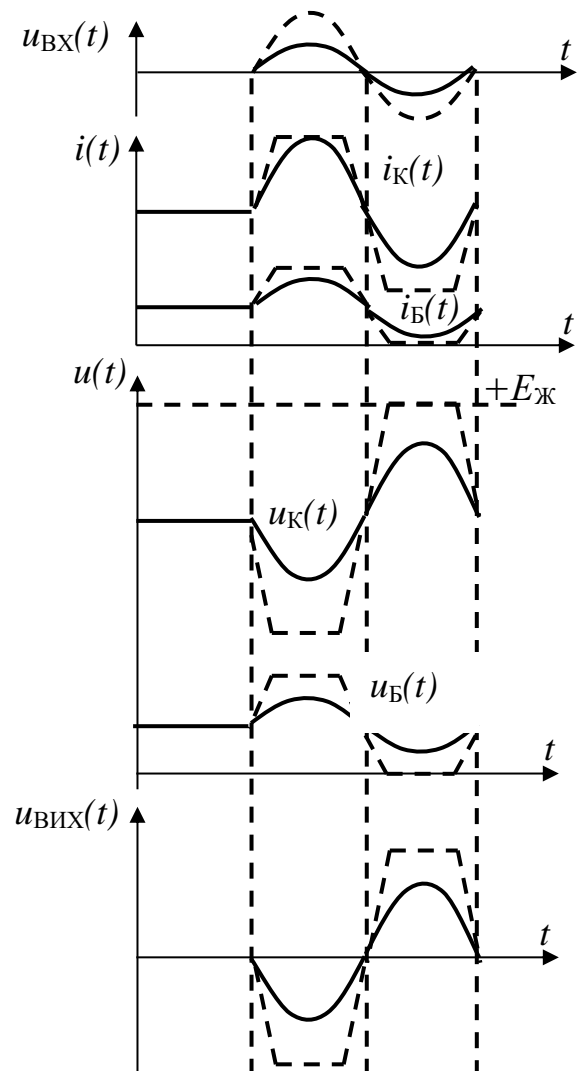


Рис. 2.1.22. Епюри напруг та струмів

$K_P = K_1 \cdot K_U$  – коефіцієнт підсилення за потужністю;

$R_{\hat{A}\hat{O}} = U_{m\hat{A}\hat{O}} / I_{m\hat{A}\hat{O}}$  – вхідний опір підсилувача (наявність подільника зменшує вхідний опір підсилувача, оскільки відносно генератора вхідного змінного сигналу  $R_1$  та  $R_2$  під'єднані паралельно).

$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{m\hat{A}\hat{E}\hat{O}} / I_{m\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  – вихідний опір каскаду.

Отже, сильна залежність змінного струму в колі колектора біполярного транзистора від змінного струму його бази може використовуватися для підсилення потужності змінних електричних сигналів. При цьому слід розуміти, що підсилення потужності змінного електричного сигналу неможливе без ДЖ.

### 2.1.6. Термостабілізація режиму роботи підсилувачів електричних сигналів

Відомим недоліком напівпровідникових приладів є їх значна залежність від температури. Найбільше від температури в біполярному транзисторі залежать зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}$ , коефіцієнт передачі струму емітера в коло колектора  $\alpha$  та зміни напруги вхідної характеристики  $\Delta U_{\hat{A}\hat{A}}$ .

Для зменшення впливу температурної нестабільності параметрів біполярного транзистора на положення його робочої точки в підсилувачах застосовують параметричну термокомпенсацію або негативний зворотний зв'язок.

Параметрична термокомпенсація базується на використанні термочутливих електрорадіокомпонентів (термісторів, напівпровідникових діодів та транзисторів). Принципову схему транзисторного підсилувача з параметричною стабілізацією наведено на рис. 2.1.23, а на рис. 2.1.24 наведено ВАХ напівпровідникових діодів для різних температур  $t$  °С.

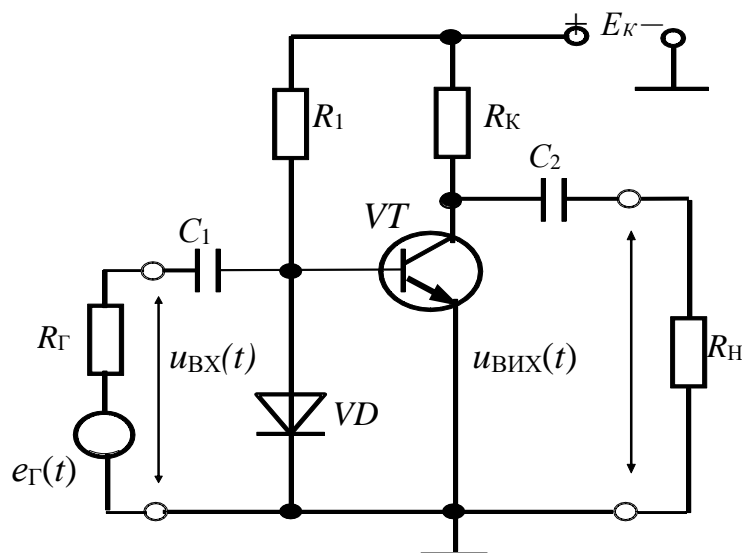


Рис. 2.1.23. Схема транзисторного підсилувача з параметричною термостабілізацією

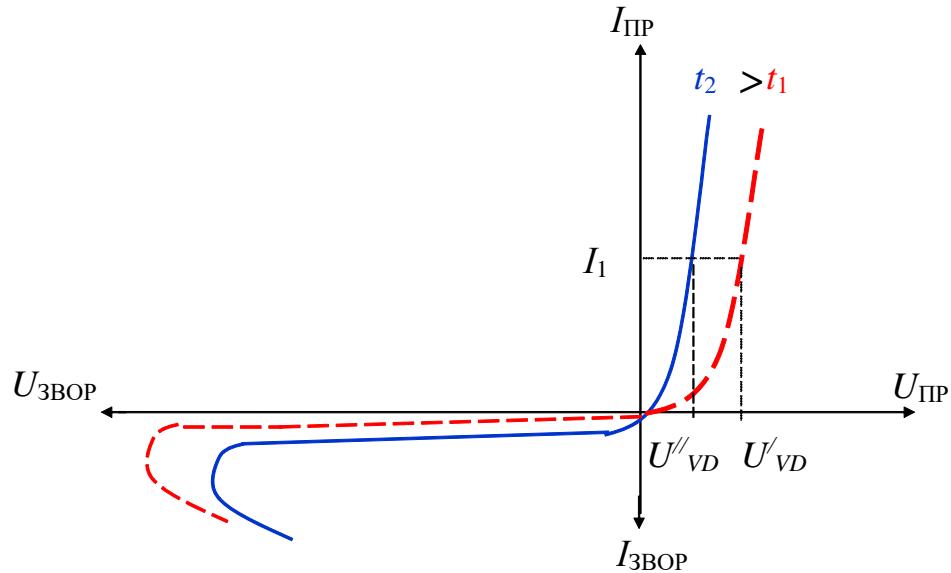
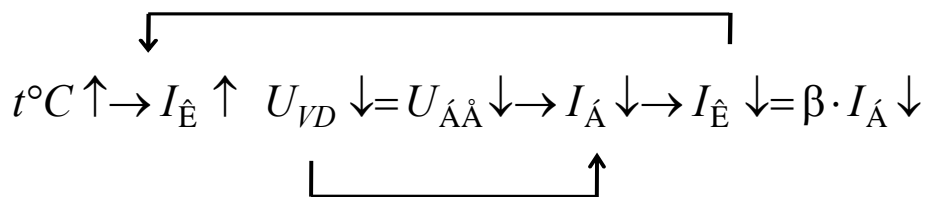


Рис. 2.1.24. ВАХ напівпровідникових діодів для різних температур

Конструктивно підсилювач виконується так, щоб температурні умови для напівпровідникових діодів і біполярного транзистора були однаковими. Тоді, в початковому стані за температури  $t_1^{\circ}\text{C}$  через напівпровідниковий діод протікає постійний струм  $I_1 : +E \rightarrow R_1 \rightarrow \rightarrow VD \rightarrow -E$ , завдяки якому на ньому буде спадати постійна напруга  $U_{VD} = U_{\text{АА}}$ , оскільки напівпровідниковий діод увімкнений паралельно переходу база-емітер біполярного транзистора. За зростання температури навколишнього середовища до  $t_2^{\circ}\text{C}$  збільшаться зворотний струм переходу колектор-база  $I_{\text{КБ ЗВОР}}$  та постійний струм колектора  $I_{\text{Е}}$ . При цьому постійний струм через напівпровідниковий діод  $I_1$  обмежується резистором  $R_1$  і майже не зміниться, отже пряма постійна напруга на напівпровідниковому діоді зменшиться ( $U''_{VD} < U'_{VD}$ ). Це означає, що постійна напруга на переході база-емітер  $U_{\text{АА}}$  також зменшиться, а сам перехід прикриється. Внаслідок цього постійний струм бази  $I_{\text{А}}$  та, відповідно, постійний струм колектора  $I_{\text{Е}}$  також зменшаться. Іншими словами, температурне збільшення постійного колекторного струму  $I_{\text{Е}}$  компенсується температурним зменшенням постійної напруги між базою та емітером  $U_{\text{АА}}$  біполярного транзистора.

Алгоритм термокомпенсації має вигляд



При введенні схемної термостабілізації за допомогою кола негативного зворотного зв'язку за напругою  $R_1, R_2, C_{\text{Ф}}$  (рис. 2.1.25) стабілізація пояснюється

так само. Конденсатор  $C_\Phi$  призначено для фільтрації змінної складової струму зворотного зв'язку.

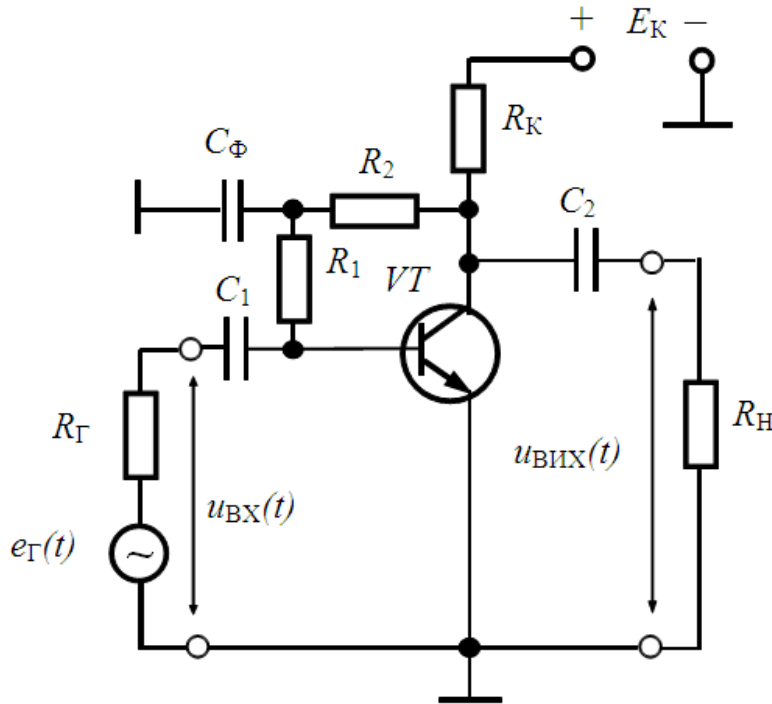


Рис. 2.1.25. Схема підсилювача з негативним зворотним зв'язком за напругою

Алгоритм термостабілізації має вигляд

$$t^\circ C \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}} \uparrow \rightarrow U_{\hat{E}\hat{A}} \downarrow = E - I_{\hat{E}} \uparrow \cdot R_{\hat{E}} \rightarrow U_{\hat{A}\hat{A}} \downarrow \equiv U_{\hat{E}\hat{A}} \downarrow \rightarrow I_{\hat{A}} \downarrow \rightarrow I_{\hat{E}} \downarrow = \beta \cdot I_{\hat{A}} \downarrow$$

У підсилювачі на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером, негативний зворотний зв'язок за постійним струмом утворюють резистор та конденсатор у колі емітера  $R_{\hat{A}}$ ,  $C_{\hat{A}}$  (рис. 2.1.26).

Через резистор  $R_{\hat{A}}$  протікає постійний емітерний струм  $I_{\hat{A}}$ , який створює на ньому спад напруги  $U_{R_{\hat{A}}} = I_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{A}}$ . Ця напруга пропорційна до струму колектора  $I_{\hat{E}} = \alpha \cdot I_{\hat{A}}$ , і тому називається *сигналом негативного зворотного зв'язку за струмом*. Резистивний подільник  $R_1$ ,  $R_2$  створює на базі біполярного транзистора потенціал

$$U_{\hat{E}0} = U_{\hat{E}} - U_{R_1} = U_{\hat{E}} - \left( \frac{I_{\hat{E}}}{R_1 + R_2} + I_{\hat{A}} \right) \cdot R_1. \quad (2.1.40)$$

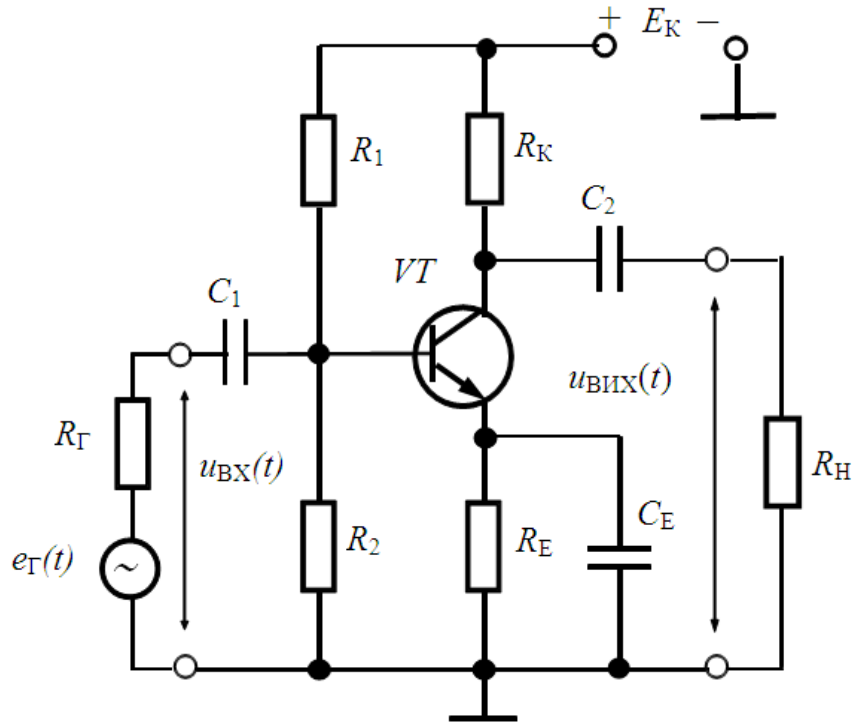


Рис. 2.1.26. Схема підсилювача з негативним зворотним зв'язком за струмом

Постійна напруга між базою та емітером біполярного транзистора  $U_{\dot{A}\dot{A}}$  визначає величину постійного струму керування в його базі  $I_{\dot{A}}$

$$U_{\dot{A}\dot{A}} = \varphi_{\dot{A}} - \varphi_{\dot{A}} = \varphi_{\dot{A}} - I_{\dot{A}} \cdot R_{\dot{A}}. \quad (2.1.41)$$

За зростання температури біполярного транзистора  $t^{\circ}\text{N}$  його постійний колекторний струм збільшиться. Постійний струм емітера  $I_{\dot{A}} = I_{\dot{E}} / \alpha$  також підвищиться, що викличе підвищення постійної напруги  $U_{\dot{A}}$  на резисторі  $R_{\dot{A}}$ , тобто потенціал емітера  $\varphi_{\dot{A}}$  зросте. Внаслідок цього різниця потенціалів між базою та емітером  $U_{\dot{A}\dot{A}}$ , постійні струми бази  $I_{\dot{A}}$  та колектора  $I_{\dot{E}}$  зменшаться, тобто внаслідок зворотного зв'язку постійний струм колектора  $I_{\dot{E}}$  стабілізується.

Алгоритм термостабілізації має вигляд

$$\begin{aligned}
 t^{\circ}\text{C} \uparrow &\rightarrow I_{\dot{E}} \uparrow \rightarrow I_{\dot{A}} \uparrow = I_{\dot{E}} \uparrow / \alpha \rightarrow \varphi_{\dot{A}} \uparrow \rightarrow U_{\dot{A}} \uparrow = I_{\dot{A}} \uparrow \cdot R_{\dot{A}} \rightarrow U_{\dot{A}\dot{A}} \downarrow = \varphi_{\dot{A}} - \varphi_{\dot{A}} \uparrow \rightarrow \\
 &\uparrow \\
 &\rightarrow I_{\dot{A}} \downarrow \rightarrow I_{\dot{E}} \downarrow = I_{\dot{A}} \downarrow \cdot \beta
 \end{aligned}$$

Звичайно, що постійний струм  $I_{\dot{E}}$  в цьому випадку зросте, але значно менше, ніж без зворотного зв'язку. Чим меншими є опори резисторів  $R_1$  та  $R_2$ , тим більшим буде початковий постійний струм подільника, відповідно, тим менше потенціал бази буде залежати від струму в ньому. Однак при цьому буде зменшуватися вхідний опір підсилювача, відповідно, більша частина вхідного змінного струму буде відгалужуватися через ці резистори.

Для кількісного оцінювання температурної стабільності транзисторного підсилювача надано схему на рис. 2.1.26 у вигляді узагальненої схеми зсуву транзисторного каскаду (рис. 2.1.27). Виконавши послідовні перетворення цієї схеми в еквівалентну, можна отримати вираз для початкового постійного струму колектора

$$I_{\hat{E}0} = h_{21\hat{A}} \cdot I_{\hat{A}0} + \frac{I_{\hat{E}0}}{1 + h_{21\hat{A}} \cdot \gamma_{\hat{A}}}, \quad (2.1.42)$$

де  $h_{21E}$  – коефіцієнт передачі струму бази в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером;

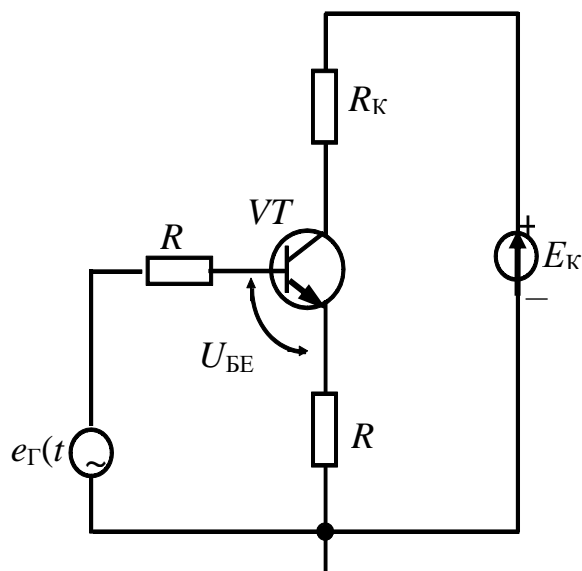


Рис. 2.1.27. Узагальнена схема зсуву транзисторного каскаду

$\gamma_{\hat{A}} = R_{\hat{A}} / (R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}})$ ;  $R_{\hat{A}} = R_1 \parallel R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$  – еквівалентний опір подільника напруги відносно генератора вхідного змінного сигналу;  $I_{\hat{A}0} = (E_{\hat{A}} - U_{\hat{A}\hat{A}}) / (R_1 + R_2)$  – початковий постійний струм бази біполярного транзистора;  $E_{\hat{A}} = E_{\hat{E}} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$  – еквівалентна постійна ЕРС кола зсуву біполярного транзистора.

Для аналізу температурного режиму електронних пристроїв використовується коефіцієнт температурної нестабільності  $S_3$ , який показує в скільки разів приріст початкового постійного колекторного струму  $\Delta I_{\hat{E}}$  більше приросту теплового некерowanego струму  $\Delta I_{\hat{O}}$ , викликаного температурними змінами параметрів біполярного транзистора,

$$S_3 = \Delta I_{\hat{E}} / \Delta I_{\hat{O}}. \quad (2.1.43)$$

Температурний приріст початкового постійного колекторного струму  $\Delta I_{\hat{E}}$  буде зумовлений змінами початкової постійної напруги між базою та емітером  $\Delta U_{\hat{A}\hat{A}}$ , зворотного колекторно-базового струму  $\Delta I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{E}}$  та коефіцієнта передачі струму  $\Delta h_{21\hat{A}}$ .

Коефіцієнт температурної нестабільності  $S_3$  для транзисторних підсилювачів описується виразом

$$S_3 = \frac{h_{21A}}{1 + h_{21A} \cdot \gamma_A} \quad (2.1.44)$$

З урахуванням вищезазначеного вираз (2.1.42) можна записати

$$^2_{\hat{E}0} = S_3 \cdot ^2_{\hat{A}0} + \frac{S_3 \cdot ^2_{\hat{E}0}}{h_{21A}} \quad (2.1.45)$$

Найкраща температурна стабільність (мінімальне значення  $S_3$ ) буде, коли коефіцієнт  $\gamma_A$  буде наближатися до одиниці. Ця умова виконується, якщо  $R_A \gg R_{\hat{A}}$ . Але в цьому випадку будуть зменшуватися вхідний опір та коефіцієнт підсилення каскаду для змінного електричного сигналу.

Конденсатор  $C_A$  призначено для зменшення негативного зворотного зв'язку за змінним струмом, оскільки він шунтує резистор  $R_A$  за цим струмом.

Отже, термостабілізацію активних електронних приладів у схемах транзисторних підсилювачів можна здійснити за допомогою термо-чутливих електрорадіокомпонентів або за допомогою введення негативного зворотного зв'язку за постійними напругою чи струмом.

### 2.1.7. Підсилювачі електричних сигналів на польових транзисторах

Для якісного оцінювання підсилювачів електричних сигналів використовують графоаналітичний метод на основі статичних характеристик активних приладів. Кількісне оцінювання властивостей та параметрів підсилювачів здійснюють аналітичним методом. При цьому принципова схема підсилювача замінюється еквівалентною для змінних струмів та напруг. Активний прилад замінюється власною еквівалентною схемою для відповідних частот, до якої під'єднують інші елементи. Джерела постійної напруги живлення, фільтруючі конденсатори замінюються

перемичками. Для такої еквівалентної схеми складають систему лінійних рівнянь Кірхгофа в комплексній формі. Розв'язавши цю систему, знаходять зв'язок змінного вихідного сигналу з вхідним та параметрами схеми.

Струм витоку польових транзисторів керується напругою, прикладеною до закритого переходу або між затвором та підкладкою МДН-транзистора. Струм затвора польових транзисторів дуже малий  $I_C \leq 10^{-8} A$ , а вхідний опір на низьких частотах складає не менше десятків мегаомів.

При аналізі підсилювачів із керуючим  $p-n$ -переходом використовують такі співвідношення:

струм стоку

$$^2_{\tilde{N}} \approx ^2_{\tilde{N} \times} \cdot \left( 1 - \frac{U_{C\tilde{N}}}{U_{C\tilde{N} \hat{A} \tilde{N}}} \right)^2 \quad (2.1.46)$$

та крутість стоко-затворної характеристики

$$S = \frac{d^3 \tilde{N}}{du_{\text{C}\tilde{N}}} \approx S_{\text{ii}\times} \cdot \left( 1 - \frac{U_{\text{C}\tilde{N}}}{U_{\text{C}\tilde{N}\hat{A}^2\tilde{A}\tilde{N}}} \right), \quad (2.1.47)$$

де  $U_{\text{C}\tilde{N}}$  – напруга між затвором та стоком транзистора;  $I_{\text{C}\text{ii}\times}$  – початковий струм стоку;  $U_{\text{C}\tilde{N}\hat{A}^2\tilde{A}\tilde{N}}$  – напруга відсічки польового транзистора, за якої  $I_{\text{C}} \rightarrow 0$ ;

$|S_{\text{ii}\times}| = \frac{2 \cdot \tilde{N}_{\text{ii}\times}}{U_{\text{C}\tilde{N}\hat{A}^2\tilde{A}\tilde{N}}}$  – початкове значення крутості стоко-затворної характеристики

за  $U_{\text{C}\tilde{N}} = 0$ .

### 2.1.7.1. Підсилювач електричних сигналів на польовому транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним витоком

Принципову схему підсилювача електричних сигналів на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$ -переходом каналом  $n$ -типу, увімкненому за схемою зі спільним витоком, наведено на рис. 2.1.28, а.

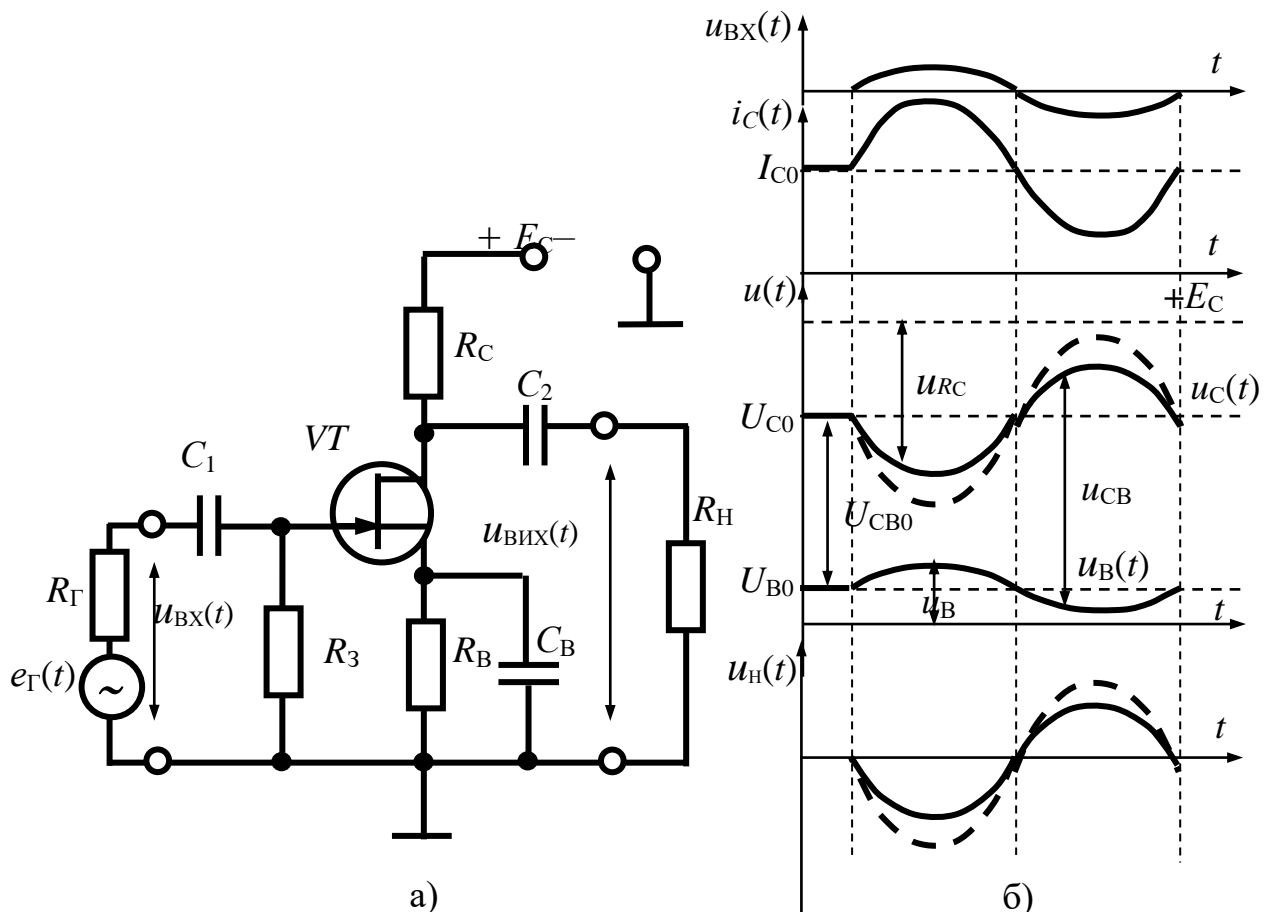


Рис. 2.1.28. Схема підсилювача на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$ -переходом каналом  $n$ -типу, увімкненому за схемою зі спільним витоком: а) схема; б) епюри

Необхідний зсув ТПР транзистора  $U_{\text{C}\hat{A}0}$  забезпечується початковою постійною напругою на резисторі  $R_{\hat{A}}$ . За заданими початковими струмом стоку



$I_{C0}$  та напругою зсуву  $U_{C\hat{A}0}$  опір резистора витокового кола обчислюється за формулою

$$R_{\hat{A}} = \frac{U_{C\hat{A}0}}{I_{\tilde{N}0}}. \quad (2.1.48)$$

Спадом напруги на резисторі  $R_{\hat{A}}$  нехтують, оскільки постійний струм затвора  $I_3$  транзистора, який протікає через цей резистор, є дуже малим.

Розглянуто функціонування підсилювача з використанням діаграм напруг та струмів (рис. 2.1.28, б), де показано:

$u_{\hat{A}\tilde{O}}(t)$  – вхідна змінна напруга між затвором та корпусом;

$i_{\tilde{N}}(t)$ ,  $I_{\tilde{N}0}$  – змінний та постійний початковий струми стоку, причому  $I_{\tilde{N}0} := E_{\tilde{N}} \rightarrow R_{\tilde{N}} \rightarrow \text{підсилювач} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow \perp \rightarrow -\hat{A}_{\tilde{N}}$ ;

$u_{\tilde{N}}(t)$ ,  $U_{\tilde{N}0}$  – змінна та постійна початкова напруги на стоку, причому  $U_{\tilde{N}0} = E_{\tilde{N}} - I_{\tilde{N}0} \cdot (R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}})$ ;

$u_{\hat{A}}(t)$ ,  $U_{\hat{A}0}$  – змінна та постійна початкова напруги на витоку, причому  $U_{\hat{A}0} = I_{\tilde{N}0} \cdot R_{\hat{A}}$ ;

$u_{\tilde{N}\hat{A}}(t)$ ,  $U_{\tilde{N}\hat{A}0}$  – змінна та постійна початкова напруги між стоком та витоком;

$u_{R_{\tilde{N}}}(t)$ ,  $U_{R_{\tilde{N}0}}$  – змінна та постійна початкова напруги на резисторі  $R_C$ ;

$u_{\hat{I}}(t)$  – змінна напруга на навантаженні  $R_{\hat{I}}$ .

У початковому стані на затворі транзистора  $VT$  потенціал наближений до нуля, через транзистор протікає постійний струм стоку  $I_{C0}$ , який створює спади постійних напруг на ньому  $U_{\tilde{N}\hat{A}0}$  та на резисторах  $R_C$  й  $R_{\hat{A}}$  ( $U_{R_{\tilde{N}0}}$ ,  $U_{R_{\hat{A}0}}$  відповідно). При надходженні на підсилювач позитивної півхвилі змінної вхідної напруги гальмуюча дія електричного поля на заряди, що формують струм стоку  $i_C$ , зменшується і його миттєві значення та, відповідно, миттєві значення напруги на резисторах  $R_C$  й  $R_{\hat{A}}$  ( $u_{R_{\tilde{N}}}$  й  $u_{\hat{A}}$ ) зростають. Потенціал на стоку (напруга між стоком та корпусом)  $u_{\tilde{N}}$  буде пропорційно зменшуватися. Величина зміни струму стоку  $i_{\tilde{N}}$  залежить від величини зміни вхідної напруги  $U_{\hat{A}\tilde{O}}$  та крутості стоко-затворної характеристики  $S$ . При дії негативної півхвилі змінної вхідної напруги потенціал затвора зменшується, що збільшує гальмівну силу на заряди, що формують струм стоку  $i_{\tilde{N}}$ , і тому, його миттєві значення будуть пропорційно зменшуватися, а миттєві значення напруги на стоку  $u_C$ , відповідно, збільшуватися. Конденсатор  $C_2$  відокремлює постійну складову струму, й тому, на навантаженні  $R_{\hat{I}}$  виділиться тільки змінна напруга  $u_{\hat{I}}(t)$ .

Якщо в підсилювач паралельно резистору  $R_{\hat{A}}$  увімкнути конденсатор  $C_{\hat{A}}$  великої ємності, то він протягом півхвилі вхідного сигналу встигне мало зарядитися чи розрядитися, тобто напруга на витоку транзистора  $u_{\hat{A}}$  буде незмінною й весь приріст вхідного сигналу буде прикладатися між затвором та

витоком транзистора. Змінна напруга негативного зворотного зв'язку на витоковому навантаженні  $R_{\hat{A}}$ ,  $C_{\hat{A}}$  виділятися не буде. Це, своєю чергою, впливає на збільшення коефіцієнта підсилення за змінною напругою підсилювачай амплітуди змінної напруги на стоку  $u_{\tilde{N}}(t)$  та, відповідно, на навантаженні  $u_{\tilde{I}}(t)$  (пунктирна лінія на рис. 2.1.28, б).

Еквівалентну схему підсилювача для режиму малих змінних сигналів можна одержати, замінивши польовий транзистор його еквівалентною схемою в необхідному діапазоні частот. Для змінної складової сигналу опір ДЖ  $E_{\tilde{N}}$  та роздільного конденсатора  $C_1$  слід прийняти таким, що дорівнює нулю. Тому, еквівалентна схема підсилювача електричних сигналів на польовому транзисторі для області середніх частот набуде вигляду (рис.2.1.29), де комплексний опір навантаження  $Z_{\tilde{I}}$  є сумою опорів: активного – резистора  $R_{\tilde{I}}$  та реактивного ємнісного – конденсатора  $C_2$ :

$$Z_{\tilde{I}} = R_{\tilde{I}} - j\tilde{O}_{\tilde{N}2}. \quad (2.1.49)$$

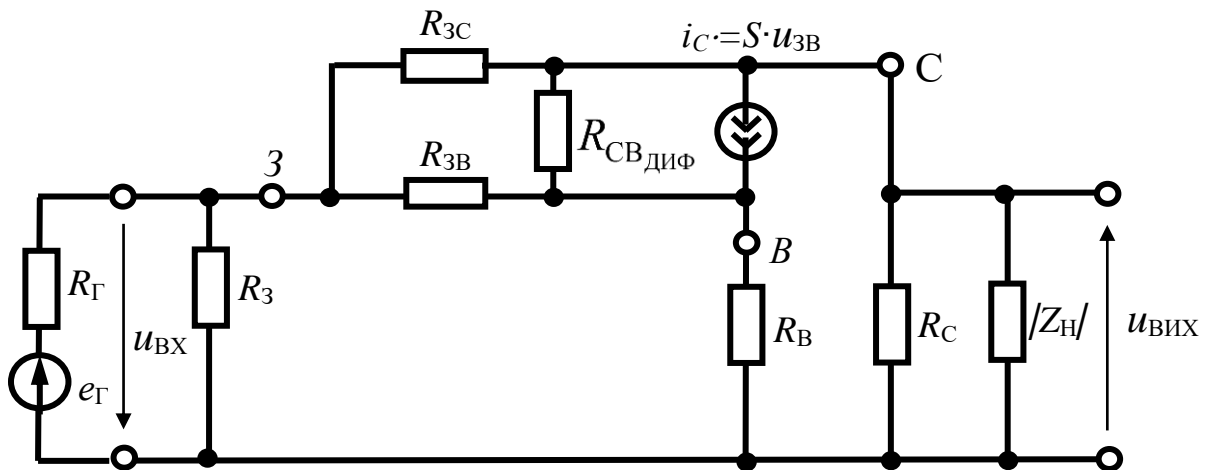


Рис. 2.1.29. Еквівалентна схема підсилювача на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$ -переходом каналом  $n$ -типу, увімкненому за схемою зі спільним витоком для області середніх частот

Одержано аналітичний вираз, що пов'язує величину приросту змінної напруги стоку  $du_C$  з величиною приросту входної змінної напруги  $du_{ВХ}$ . Зміна напруги між затвором та витоком на величину приросту  $du_{\zeta\hat{A}}$  призведе до приросту струму стоку на величину  $di_{\tilde{N}}$ . При цьому прирости напруг на резисторах  $R_{\hat{A}}$  і  $R_{\tilde{N}}$  (для спрощення викладок на середніх частотах прийнято  $|Z_{\tilde{I}}| \rightarrow \infty$ ) збігаються за знаком із приростом струму стоку  $di_{\tilde{N}}$ , який, своєю чергою, протилежний за знаком із приростом напруги між стоком та витоком  $du_{\tilde{N}\hat{A}}$

$$du_{\tilde{N}\hat{A}} = -di_{\tilde{N}} \cdot (R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}}). \quad (2.1.50)$$

Такий висновок виходить з того, що до подільника ( $R_{\tilde{N}}$  – стік-витік транзистора –  $R_{\hat{A}}$ ) під'єднано джерело постійної ЕРС живлення  $E_{\tilde{N}}$ , отже, сумарний приріст напруг на елементах подільника дорівнює нулю:

$$du_{\tilde{N}\hat{A}} + di_{\tilde{N}} \cdot (R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}}) = 0. \quad (2.1.51)$$

У загальному випадку струм стоку польового транзистора залежить від напруги затвор-витік  $U_{\zeta\hat{A}}$  і напруги стік-витік  $U_{\tilde{N}\hat{A}}$ , тобто  $I_{\tilde{N}} = f(U_{\zeta\hat{A}}, U_{\tilde{N}\hat{A}})$ . Тоді приріст струму стоку  $di_{\tilde{N}}$  можна знайти як повний диференціал через частинні похідні

$$di_{\tilde{N}} = \frac{\partial i_{\tilde{N}}}{\partial u_{\tilde{N}\hat{A}}} \cdot du_{\tilde{N}\hat{A}} + \frac{\partial i_{\tilde{N}}}{\partial u_{\zeta\hat{A}}} \cdot du_{\zeta\hat{A}} = \frac{du_{\tilde{N}\hat{A}}}{R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} + S \cdot du_{\zeta\hat{A}}, \quad (2.1.52)$$

де  $R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{\partial u_{\tilde{N}\hat{A}}}{\partial i_{\tilde{N}}}$  – диференційний опір каналу польового транзистора;

$S = \frac{\partial i_{\tilde{N}}}{\partial u_{\zeta\hat{A}}}$  – крутість стоко-затворної характеристики польового транзистора.

Якщо підставити вираз (2.1.50) в (2.1.52), випливає

$$di_{\tilde{N}} = -di_{\tilde{N}} \frac{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}}}{R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} + S \cdot du_{\zeta\hat{A}}. \quad (2.1.53)$$

Після нескладних перетворень

$$di_{\tilde{N}} + di_{\tilde{N}} \frac{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}}}{R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = S \cdot du_{\zeta\hat{A}},$$

$$d^3_{\tilde{N}} = \frac{S \cdot R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \cdot du_{\zeta\hat{A}} = \frac{\dot{I}}{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \cdot du_{\zeta\hat{A}}, \quad (2.1.54)$$

де  $M$  – коефіцієнт підсилення за змінною напругою польового транзистора.

Приріст вхідної напруги  $du_{\hat{A}\hat{O}}$  згідно з еквівалентною схемою дорівнює сумі приростів напруг між затвором й витіком  $du_{\zeta\hat{A}}$  і на резисторі  $R_{\hat{A}}$

$$du_{\hat{A}\hat{O}} = du_{\zeta\hat{A}} + du_{R_{\hat{A}}} = du_{\zeta\hat{A}} + d^3_{\tilde{N}} \cdot R_{\hat{A}}. \quad (2.1.55)$$

Із цього можна знайти  $du_{\zeta\hat{A}} = du_{\hat{A}\hat{O}} - d^3_{\tilde{N}} \cdot R_{\hat{A}}$  і підставити його в (2.1.54).

Звідси

$$d^3_{\tilde{N}} = \frac{\dot{I} \cdot (du_{\hat{A}\hat{O}} - d^3_{\tilde{N}} \cdot R_{\hat{A}})}{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \cdot du_{\zeta\hat{A}} = \frac{\dot{I} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{I} \cdot d^3_{\tilde{N}} \cdot R_{\hat{A}}}{R_{\tilde{N}} + R_{\hat{A}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}},$$

тоді

$$d^3_{\tilde{N}} = \frac{\dot{I} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\tilde{N}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.56)$$

Приріст напруги на стоку з урахуванням (2.1.49) й (2.1.55)

$$du_{\tilde{N}} = -d^3_{\tilde{N}} \cdot R_{\tilde{N}} = \frac{-\dot{I} \cdot R_{\tilde{N}} \cdot du_{\hat{A}\tilde{O}}}{R_{\tilde{N}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.57)$$

Тоді, коефіцієнт підсилення змінної напруги одним каскадом підсилення на польовому транзисторі знаходять за виразом

$$K_U = \frac{du_C}{du_{\hat{A}\tilde{O}}} = \frac{-\dot{I} \cdot R_{\tilde{N}}}{R_{\tilde{N}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.58)$$

Знак «-» перед правою половиною рівняння (2.1.58) свідчить про інвертування фази вхідного сигналу в підсилювачі. У загальному випадку з урахуванням комплексного характеру навантаження, вираз комплексного коефіцієнта підсилення змінної напруги має вигляд

$$\dot{K}_U = \frac{-\dot{M} \cdot Z_{\tilde{N}}}{Z_{\tilde{N}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot Z_{\hat{A}}}, \quad (2.1.59)$$

де  $Z_{\tilde{N}} = R_{\tilde{N}} \parallel Z_{\dot{I}} = R_{\tilde{N}} \parallel (R_{\dot{I}} - j\tilde{O}_{\tilde{N}2})$ ,  $Z_{\hat{A}} = R_{\hat{A}} \parallel -j\tilde{O}_{\tilde{N}\hat{A}}$ .

Вираз (2.1.59) одержано без врахування частотозалежних коефіцієнтів передачі вхідного  $\dot{K}_{\hat{A}\tilde{O}}$  та вихідного  $\dot{K}_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$  подільників:

$$\dot{K}_{\hat{A}\tilde{O}} = \frac{R_{\hat{A}\tilde{O}}}{R_{\hat{A}\tilde{O}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_1}} = \frac{j\omega \cdot C_1 \cdot R_{\hat{A}\tilde{O}}}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_{\hat{A}\tilde{O}}}; \quad (2.1.60)$$

$$\dot{K}_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} = \frac{j\omega \cdot C_2 \cdot R_{\dot{I}}}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_{\dot{I}}}. \quad (2.1.61)$$

З урахуванням вхідного та вихідного подільників результуючий комплексний коефіцієнт підсилення змінної напруги описується виразом

$$\dot{K}_{U\hat{A}\tilde{C}} = \frac{-\dot{M} \cdot Z_{\tilde{N}}}{Z_{\tilde{N}} + R_{\tilde{N}\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot Z_{\hat{A}}} \cdot \dot{K}_{\hat{A}\tilde{O}} \cdot \dot{K}_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}. \quad (2.1.62)$$

Отже, навіть якщо не враховувати власні ємності польового транзистора, то через присутність конденсаторів  $C_1$ ,  $C_2$  і  $C_B$  коефіцієнт підсилення підсилювача буде значно залежати від частоти  $f$  й за  $f \rightarrow 0 / K_U / \rightarrow 0$ . Тому, в підсилювачах постійного струму роздільні конденсатори не використовують.

Для підвищення коефіцієнта підсилення змінних сигналів у підсилювачі зменшують величину негативного зворотного зв'язку шляхом шунтування резистора  $R_B$  конденсатором великої ємності  $C_B$ . Значення його ємності вибирають з умови

$$\tilde{O}_{\tilde{N}\hat{A}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\hat{I}} \cdot C_{\hat{A}}} < 0,2 \cdot R_{\hat{A}}, \quad (2.1.63)$$

де  $f_{\hat{H}}$  – нижня частота робочого діапазону.

Для збільшення коефіцієнта підсилення (2.1.59) необхідно збільшувати опори резисторів  $R_C$  і  $R_H$ . Але зі збільшенням частоти буде зростати шунтувальний вплив ємності  $C_{CB}$ , а також частотна залежність коефіцієнта підсилення. Тому, величина опору резистора  $R_C$  вибирається з умови

$$R_{\tilde{N}} < \frac{1}{2\pi \cdot f_{\hat{A}} \cdot C_{\hat{A}}}. \quad (2.1.64)$$

Вхідний опір підсилювача зі спільним витокком складається зувімкнених паралельно опору резистора в колі затвора  $R_3$ , опору затвор-витік  $Z_{3B}$  та опору затвор-стік  $Z_{3C}$

$$Z_{\hat{A}\hat{O}} = R_C \parallel Z_{C\hat{A}} \parallel \frac{Z_{C\tilde{N}}}{K_U + 1}. \quad (2.1.65)$$

Величина опору  $Z_{3C}$  зменшується в  $(K_U + 1)$  разів, оскільки через нього протікає в стільки саме разів більший струм, тому з одного боку до нього прикладається вхідна напруга  $U_{BX}$ , а з іншого – напруга на стоці  $U_{\tilde{N}} = K_U \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}$ , протифазна до вхідної.

Ввімкнення в коло витoku резистора  $R_B$  створює негативний зворотний зв'язок за струмом, що підвищує диференційний опір польового транзистора до величини  $Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \text{ і } Z_{C\hat{A}} = R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + M) \cdot Z_{\hat{A}}$ . Враховуючи, що вихідний опір підсилювача за змінним струмом – це диференційний опір в режимі холостого ходу, можна записати

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = R_{\tilde{N}} \parallel [R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \beta) \cdot Z_{\hat{A}}]. \quad (2.1.66)$$

Отже, підсилювачі зі спільним витокком забезпечують високі коефіцієнт підсилення за напругою, вхідний та вихідний опори, але їх використання на високих частотах обмежене.

### 2.1.7.2. Підсилювач електричних сигналів на польовому транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним стоком

Підсилювач, зображений на рис. 2.1.30, а, ще називають *витокковим повторювачем*, оскільки його коефіцієнт підсилення змінної напруги не перевищує одиниці ( $K_U < 1$ ). Цей каскад має стопроцентний послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою ( $U_{C\hat{A}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ ), який забезпечує високу стабільність коефіцієнта підсилення та великий вхідний опір. Згідно з (2.1.26)  $R_{\hat{A}\hat{O}\text{ і } C\hat{A}} = R_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 + \gamma \cdot \hat{E}_{\hat{I}})$ . Режим роботи польового транзистора забезпечується початковою постійною напругою зсуву, що створюється постійним струмом витoku ( $I_{\hat{A}0} = I_{\tilde{N}0}$ ) на резисторі  $R_{\hat{A}}$

$$U_{\hat{C}\hat{A}0} = {}^2\tilde{N}_0 \cdot R_{\hat{A}}. \quad (2.1.67)$$

Епюри напруг та струмів повторювача наведено на рис. 2.1.30, б.

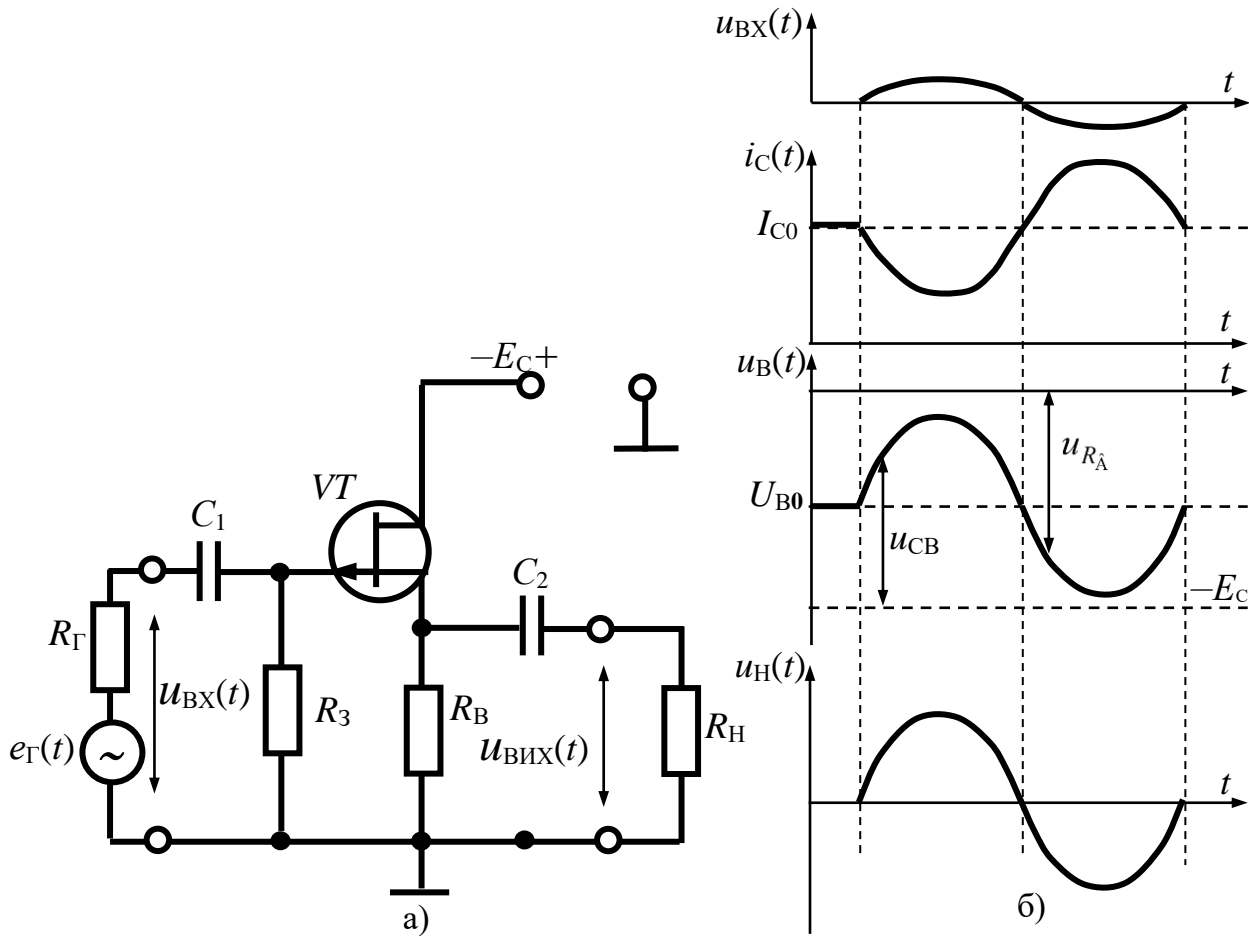


Рис. 2.1.30. Схема підсилювача на польовому транзисторі з керуючим  $p$ - $n$ -переходом каналом  $n$ -типу, увімкненому за схемою зі спільним витоком:  
а) схема; б) епюри

При подачі на вхід підсилювача позитивного півперіоду гармонічного сигналу збільшується гальмівна сила для електричних зарядів і струм стоку зменшується, а негативний потенціал витоку наближається до нуля й навпаки. Між затвором та витоком буде діяти напруга

$$\dot{U}_{\hat{C}\hat{A}} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{I}_{\tilde{N}} \cdot Z_{\hat{A}} \approx \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}. \quad (2.1.68)$$

Еквівалентну схему цього повторювача можна побудувати за схемою, зображеною на рис. 2.1.29, якщо прийняти  $R_{\tilde{N}} = 0$ , а в генераторі струму  $i_C$  змінити полярність, оскільки тут використаний польовий транзистор із каналом іншої електропровідності. З урахуванням цього вираз (2.1.56) набуде вигляду

$$d^3_{\tilde{N}} = \frac{\dot{I} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\tilde{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}; \quad (2.1.69)$$

$$du_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = d^3_{\hat{N}} \cdot R_{\hat{A}} = \frac{\dot{I} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}} \cdot R_{\hat{A}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.70)$$

Звідси вираз коефіцієнта передачі витокового повторювача за змінною напругою має вигляд

$$K_{\hat{A}\hat{I}} = \frac{du_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{du_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{I} \cdot R_{\hat{A}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}} < 1. \quad (2.1.71)$$

Оскільки  $M \gg 1$ , і враховуючи, що  $M = R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot S$ :

$$K_{\hat{A}\hat{I}} = \frac{\dot{I} \cdot R_{\hat{A}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + \dot{I} \cdot R_{\hat{A}}} = \frac{S \cdot R_{\hat{A}}}{1 + S \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.72)$$

Із цього виразу видно, що модуль коефіцієнта передачі за змінною напругою витокового повторювача наближається до одиниці, якщо  $(1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}} \gg R_{\hat{C}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ .

Для змінної напруги, з урахуванням комплексного характеру навантаження та частотно-залежних вхідного ( $C_1, R_3$ ) й вихідного ( $C_2, R_H$ ) подільників

$$\dot{K}_{\hat{A}\hat{I}} = \frac{d\dot{U}_{\hat{I}}}{d\dot{E}_{\hat{A}}} = \frac{\dot{I} \cdot Z_{\hat{A}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot Z_{\hat{A}}} \cdot \dot{K}_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \dot{K}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}. \quad (2.1.73)$$

Вхідний опір підсилювача складається з паралельно під'єднаних опорів  $R_3, R_{3C}, R_{3B}$ , оскільки на них розгалужується вхідний струм. Причому, на опорі  $R_{3B}$  діє різниця вхідної та вихідної напруг

$$\dot{U}_{\hat{C}\hat{A}} \approx \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 - K_{\hat{A}\hat{I}}).$$

Тому, вхідний опір описується виразом

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = R_3 \parallel R_{3C} \parallel \frac{R_{\hat{C}\hat{A}}}{1 - K_{\hat{A}\hat{I}}}. \quad (2.1.74)$$

Вихідний опір підсилювача знаходять як відношення вихідної напруги в режимі холостого ходу  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \hat{O}\hat{O}$  до вихідного струму стоку за короткого замикання виходу  $I_{\hat{N}\hat{E}\hat{C}}$ . За холостого ходу ( $Z_{\hat{I}} \rightarrow 0$ ) вираз вихідної напруги витокового повторювача набуде вигляду

$$du_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \hat{O}\hat{O} = \frac{\dot{I} \cdot R_{\hat{A}} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \dot{I}) \cdot R_{\hat{A}}}. \quad (2.1.75)$$

За короткого замикання ( $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0, R_{\hat{I}} = 0, R_{\hat{A}} \rightarrow 0$ ) із виразу (2.1.69) впливає формула для струму стоку

$$d^3_{\hat{N}\hat{E}\hat{C}} = \frac{\hat{I} \cdot du_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \quad (2.1.76)$$

Тоді, вихідний опір витокового повторювача оцінюється за формулою

$$\begin{aligned} dR_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= \frac{du_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{d^3_{\hat{N}\hat{E}\hat{C}}} = \frac{R_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (1 + \hat{I}) \cdot R_{\hat{A}}} \approx \frac{R_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + \hat{I} \cdot R_{\hat{A}}} = \\ &= \frac{R_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + S \cdot R_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{N}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{R_{\hat{A}}}{1 + S \cdot R_{\hat{A}}} \end{aligned} \quad (2.1.77)$$

Вихідний опір витокового повторювача значно менший за вихідний опір підсилювача зі спільним витоком, а вхідний навпаки, тобто наявність глибокого негативного зворотного зв'язку підвищує вхідний і зменшує вихідний опори витокового повторювача. Ці властивості дають можливість використовувати витоковий повторювач як активний вузол узгодження високоомних виходів підсилювачів із низькоомними навантаженнями.

Температурна стабільність параметрів підсилювачів на польових транзисторах значно погіршується із зростанням струму стоку. При аналізі підсилювачів на високій частоті необхідно враховувати паразитні ємності  $C_{3C}, C_{3B}, C_{CB}$ . Вони створюють шунтувальний вплив на порівняно невеликій частоті, оскільки увімкнені паралельно їм резистори мають великий опір. Позитивною якістю підсилювачів на польових транзисторах є великий вхідний опір. Але великий вихідний опір і наявність внутрішніх паразитних ємностей польових транзисторів обмежують верхню граничну частоту їх робочого діапазону.

## 2.1.8. Підсилювачі електричних сигналів на біполярних транзисторах

### 2.1.8.1. Підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером

Принципову схему підсилювача на біполярному транзисторі  $n-p-n$ -типу зі спільним емітером зображено на рис. 2.1.31, а.



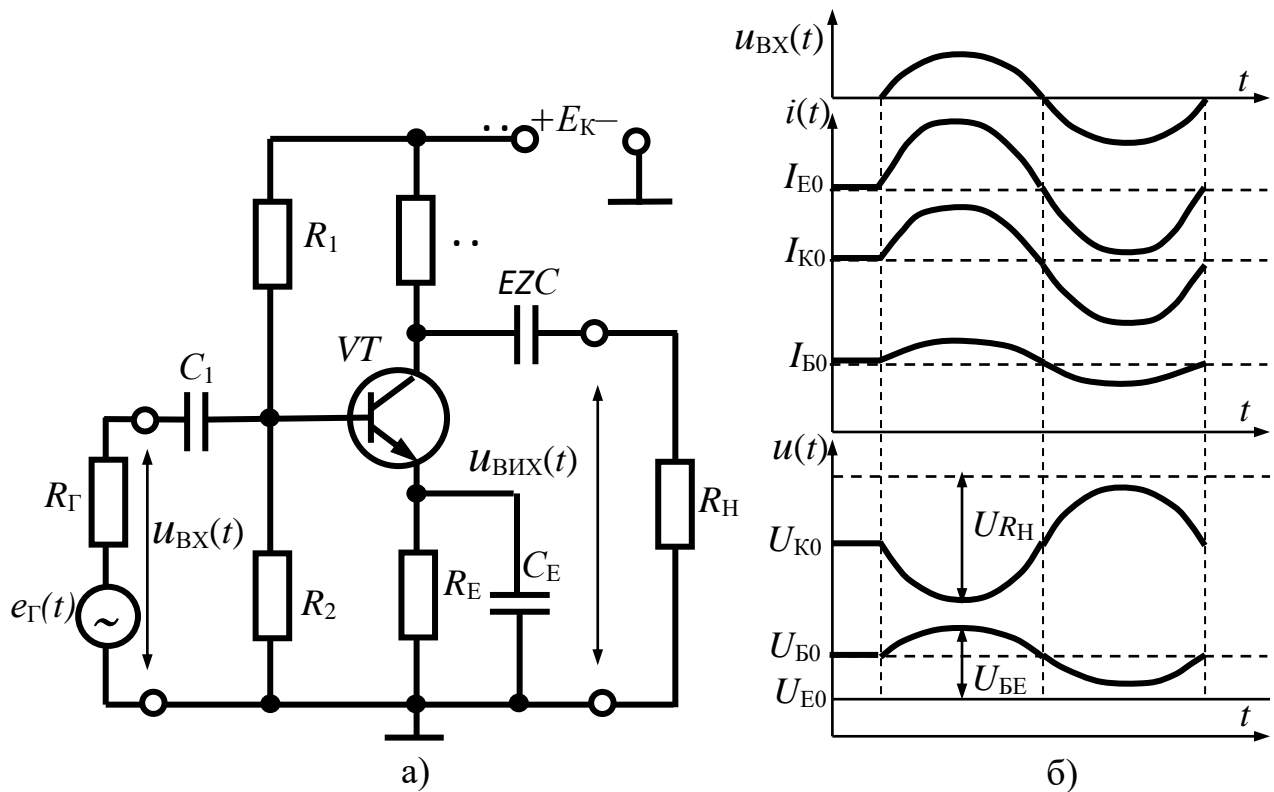


Рис. 2.1.31. Схема підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером:  
а) схема; б) епюри

### Склад підсилювача

Роздільні конденсатори  $C_1$ ,  $C_2$  не пропускають постійні струми з генератора змінного сигналу на вхід підсилювача та навпаки, з виходу підсилювача в навантаження та навпаки.

Для їх розрахунку є характерними такі співвідношення:

$$C_A \gg C_1 = C_2, \tau_{\text{АЕА}} = R_A \cdot C_A / (1 + h_{21E}) \gg T_{\text{max}}, \quad (2.1.78)$$

де  $T_{\text{max}}$  – максимальна величина періоду гармоніки в спектрі сигналу, що підсилюється.

Резистор  $R_{\text{кв}}$  в початковому режимі разом із джерелом постійної ЕРС  $E_{\text{к}}$  забезпечує нахил лінії навантаження на статичних ВАХ біполярного транзистора, обмежує максимальні величини постійних струму колектора та напруги між колектором та емітером біполярного транзистора. Для змінного сигналу цей резистор є колекторним навантаженням електронного підсилювача, від величини якого залежить коефіцієнт підсилення за напругою та вихідний опір підсилювача.

Резистори  $R_1$  та  $R_2$  створюють подільник напруги, який разом з  $E_{\text{к}}$  забезпечує фіксований потенціал бази біполярного транзистора, тобто задає положення ТПР на навантажувальних характеристиках біполярного транзистора, яка утворюється перетином лінії навантаження та статичних ВАХ біполярного транзистора. Для вхідного змінного струму паралельне з'єднання  $R_1 \parallel R_2$  виявляє шунтувальну

дію. Чим меншими є опори  $R_1$  та  $R_2$ , тим більшим буде постійний струм подільника, відповідно, тим менше потенціал бази буде залежати від струму  $I_{B0}$  в ній. При цьому буде зменшуватися вхідний опір підсилювача для змінного сигналу, відповідно, більша частина струму вхідного сигналу буде шунтуватися через паралельне з'єднання резисторів  $R_1 \parallel R_2$ .

Постійний початковий струм через подільник  $I_{поділ0}$  повинен бути набагато більшим від постійного початкового струму бази  $I_{B0}$  (на практиці  $I_{поділ0} = E_{\hat{E}} / (R_1 + R_2) = (3 \div 5) \cdot I_{\hat{A}0}$ ). Тоді орієнтовне значення постійного колекторного струму в стані спокою біполярного транзистора  $I_{K0}$  може бути знайдене з рівняння

$$\frac{E_{\hat{E}}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - U_{\hat{A}0} \approx I_{\hat{E}0} \cdot R_{\hat{A}}, \quad (2.1.79)$$

де  $\frac{E_{\hat{E}}}{R_1 + R_2} = I_{поділ0}$  – постійний початковий струм резистивного

подільника;  $U_{BE0}$  – початкове постійне значення напруги база-емітер, яке знаходять за вхідними характеристиками транзистора для початкового значення постійного струму бази  $I_{B0}$ .

Резистор  $R_E$  є елементом термостабілізації, він забезпечує утворення негативного зворотного зв'язку за постійним струмом.

Алгоритм термостабілізації:

$$\begin{aligned} t^{\circ}C \uparrow &\rightarrow I_{\hat{E}0} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}} \uparrow = I_{\hat{E}} \uparrow / \alpha \rightarrow \uparrow \varphi_{\hat{A}} = U_{R_{\hat{A}}} \uparrow = \\ &= I_{\hat{A}} \uparrow \cdot R_{\hat{A}} \rightarrow U_{\hat{A}0} \downarrow = \varphi_{\hat{A}} - \varphi_{\hat{E}} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}} \downarrow \rightarrow I_{\hat{E}} \downarrow = I_{\hat{A}} \downarrow \cdot \beta. \end{aligned}$$

Конденсатор  $C_E$  забезпечує утворення негативного зворотного зв'язку за змінним струмом, призначений для шунтування змінної складової струму емітера, не допускає його протікання через резистор  $R_E$ .

У початковому стані за відсутності вхідного сигналу в підсилювачі протікають постійні:

керований струм подільника  $I_{поділ0} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}}$ ;

керований струм бази  $I_{\hat{A}0} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_1 \rightarrow \hat{A} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow \perp \rightarrow \hat{E}$ ;

керований струм колектора  $I_{\hat{E}0} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{\hat{E}} \rightarrow \hat{E} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}}$ ;

некерований зворотний струм колекторно-базового переходу;

некерований зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}0} : \hat{E} \rightarrow R_{\hat{A}} \rightarrow R_2 \rightarrow \perp \rightarrow -\hat{E} \rightarrow +\hat{E} \rightarrow R_{\hat{E}} \rightarrow \hat{E}$ .

Керовані постійні початкові струми бази та колектора пов'язані між собою рівнянням

$$I_{\hat{A}0} = \frac{I_{\hat{E}0}}{h_{21A}}, \quad (2.1.80)$$

де  $\beta \approx h_{21A} \gg 1$  – коефіцієнти передачі постійного ( $\beta$ ) та змінного ( $h_{21E}$ ) струмів бази в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером (коефіцієнти підсилення постійного та змінного струмів біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером).

Постійну початкову напругу на колекторі біполярного транзистора знаходять (нехтуючи струмом  $I_{E\dot{A}\dot{C}\dot{A}\dot{H}\dot{D}}$ , оскільки  $I_{E\dot{A}\dot{C}\dot{A}\dot{H}\dot{D}} \ll I_{E0}$ ) за формулою

$$U_{E0} = E_E - U_{R_E} = E_E - I_{E0} \cdot R_E. \quad (2.1.81)$$

Під дією вхідної змінної напруги  $u_{ВХ}$ , яка прикладається через роздільний конденсатор  $C_1$  й додається до постійної початкової напруги на базі біполярного транзистора  $U_{B0}$ , буде змінюватися струм бази  $i_B$  відносно постійного початкового значення  $I_{B0}$ . Своєю чергою, зміна струму бази викличе пропорційну, але значно більшу зміну струму колектора  $i_K$  відносно постійного початкового значення  $I_{K0}$ . Цей змінний струм буде створювати на резисторі колекторного навантаження  $R_K$  спад змінної напруги  $u_{R_E} = i_E \cdot R_E$ . Оскільки резистор  $R_K$  увімкнений послідовно з колекторним й емітерним переходами біполярного транзистора, то на його колекторі знак зміни напруги  $u_K$  буде протилежним до вхідної напруги  $u_{ВХ}$ .

Скорочено аналіз роботи підсилювача можна записати так:

$$u_{\dot{A}\dot{O}} \uparrow \rightarrow u_{\dot{A}} \uparrow \rightarrow i_{\dot{A}} \uparrow \rightarrow i_{\dot{E}} \uparrow = h_{21E} \cdot i_{\dot{A}} \uparrow \rightarrow u_{R_E} \uparrow = i_{\dot{E}} \cdot R_E \rightarrow u_{\dot{E}} \downarrow = E_E - u_{R_E} \uparrow - \text{для першої чверті періоду вхідного сигналу (див. рис. 2.1.31, б)}.$$

Для отримання формульних співвідношень між вихідними й вхідними сигналами застосовується еквівалентна схема підсилювача, яка функціонує в режимі малого сигналу, для області середніх частот (рис. 2.1.32). У цій схемі можна знехтувати впливом паразитних ємностей. Роздільні конденсатори  $C_1$  і  $C_2$ , фільтруючий конденсатор  $C_E$  та джерело живлення  $E_K$  можна подати короткозамкненими перемичками.

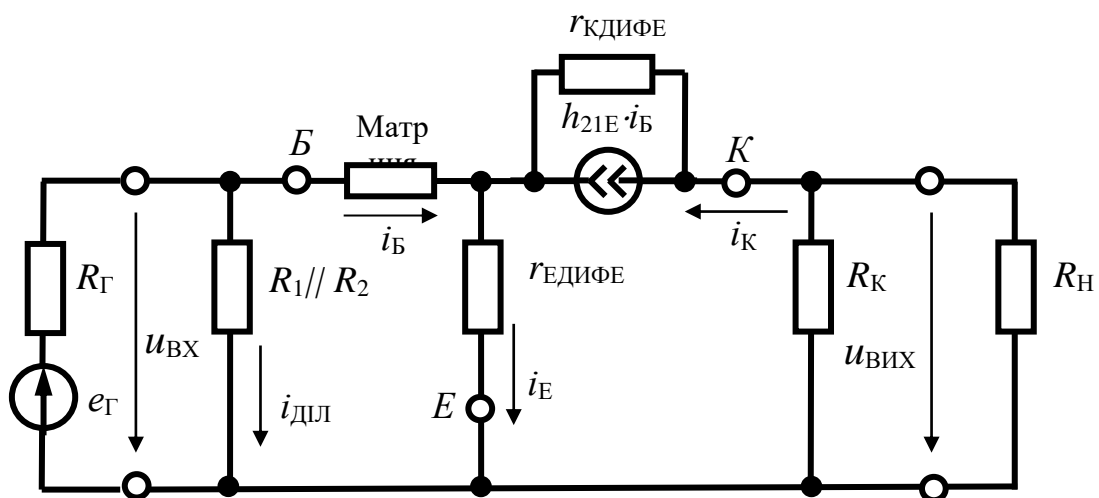


Рис. 2.1.32. Еквівалентна схема підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером

На рис. 2.1.32 позначено:

$r'_A$  – омічний опір бази біполярного транзистора;

$r_{к \text{ дифе}}$  – диференційний опір переходу колектор-база біполярного транзистора при його увімкненні за схемою зі спільним емітером;

$r_{е \text{ дифе}}$  – диференційний опір переходу емітер-база біполярного транзистора при його увімкненні за схемою зі спільним емітером.

Для спрощення приблизного аналізу підсилювача струмом  $I_{кб}$  зворнехтують, вважається, що змінний струм бази  $i_b$  повністю протікає через опір  $r_{е \text{ дифе}}$  та не відгалужується в колектор, а змінний струм колектора  $i_k$  не відгалужується в базу й також повністю протікає через опір  $r_{е \text{ дифе}}$ .

Вхідний опір підсилювача, без урахування опору увімкнених паралельно для змінного сигналу резисторів  $R_1 \parallel R_2$ , визначається за виразом

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}} = U_{\hat{A}\hat{O}} / I_{\hat{A}\hat{O}}, \quad (2.1.82)$$

де  $U_{вх}$  – діюче значення вхідної змінної напруги між базою та емітером біполярного транзистора;  $I_{вх}$  – діюче значення вхідного струму підсилювача на базі біполярного транзистора при його увімкненні за схемою зі спільним емітером, який дорівнює діючому значенню змінного струму бази цього транзистора  $I_b$

$$I_{\hat{A}\hat{O}} = I_{\hat{A}} = \frac{I_{\hat{A}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}. \quad (2.1.83)$$

З урахуванням припущень про струми діюче значення вхідної змінної напруги дорівнює

$$U_{\hat{A}\hat{O}} \cong U r'_A + U r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} = I_{\hat{A}} \cdot r'_A + (I_{\hat{A}} + I_{\hat{A}} \cdot h_{21A}) \cdot r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}. \quad (2.1.84)$$

Тоді, підставивши (2.1.84) в (2.1.82):

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}} = r'_A + (1 + h_{21A}) \cdot r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}. \quad (2.1.85)$$

Якщо врахувати шунтувальну дію резистивного подільника  $R_1, R_2$ , який за змінним струмом увімкнений паралельно базо-емітерному переходу біполярного транзистора, то повний вхідний опір визначається виразом

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}} = \frac{(R_1 \parallel R_2) \cdot R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}{(R_1 \parallel R_2) + R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}. \quad (2.1.86)$$

Вихідний опір підсилювача визначається за відключеного навантаження та нульового вхідного сигналу. Зважаючи на те, що опір генератора струму безмежний, а  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} \gg R_{\hat{E}}$ , то можна прийняти, що

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} \cong R_{\hat{E}}. \quad (2.1.87)$$

Діюче значення вихідної напруги на навантаженні підсилювача  $R_H$ , з урахуванням інвертування фази вхідного сигналу, обчислюється за формулою

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_H) = -h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_H). \quad (2.1.88)$$

Тоді, коефіцієнт підсилення каскаду за напругою, без урахування шунтувальної дії резистивного подільника  $R_1$ ,  $R_2$  обчислюється за виразом

$$\hat{E}_{UE} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\hat{A}_{\hat{A}}} = -\frac{h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_H)}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}} = -\frac{h_{21\hat{A}} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_H)}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}. \quad (2.1.89)$$

Якщо внутрішній опір генератора  $R_{\hat{A}} = 0$ , а опір навантаження  $R_{\hat{I}} \gg R_{\hat{E}}$ , то коефіцієнт підсилення буде максимальним, але обмеженим величиною

$$\hat{E}_{UE} \approx \frac{h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}. \quad (2.1.90)$$

При збільшенні опору резистора  $R_K$  збільшується коефіцієнт підсилення напруги  $K_{UE}$ , але доти, поки не стане відчутною шунтувальна дія опору  $r_K$  ДИФЕ, тобто поки  $R_{\hat{E}} < r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$ .

Коефіцієнт підсилення струму даного транзисторного підсилювача обмежений величиною  $h_{21E}$

$$\hat{E}_{2E} < h_{21\hat{A}}. \quad (2.1.91)$$

При аналізі роботи підсилювача в області низьких частот необхідно враховувати опір роздільних конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  та опір фільтруючого конденсатора  $C_E$ . Причому ємність конденсатора  $C_E$  вибирається значно більшою за ємність конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$ . Стала часу кола з конденсатором  $C_{\hat{A}} - \tau_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}$  повинна бути набагато більшою за максимальний період гармоніки в спектрі вхідного сигналу ( $\tau_{\hat{A}} = R_{\hat{A}} \cdot C_{\hat{A}} / (1 + h_{21E}) \gg I_{\max}$ ).

В області високих частот на якісні показники підсилювача починають впливати інерційність носіїв зарядів біполярного транзистора та шунтувальна дія паразитних ємностей його переходів. Кількісно зменшення коефіцієнта підсилення порівняно із середніми частотами оцінюється коефіцієнтом частотних спотворень:

$$M_{\hat{A}} = \sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_{\hat{A}})^2}, \quad (2.1.92)$$

де  $t_{\hat{A}} = \tau_{\hat{A}} + \tilde{N}_{\hat{E}} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_{\hat{I}}) \cdot (1 + \beta) = 1 / \dot{I}_{\hat{A}}$ ;  $\tau_B$  – стала часу встановлення коефіцієнта передачі струму бази, що входить у комплексний параметр  $\dot{\beta} = \beta / (1 + j\omega \cdot \tau_{\hat{A}})$ ;  $C_K$  – ємність переходу колектор-база біполярного транзистора.

Отже, підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером, забезпечує високі коефіцієнти підсилення напруги  $K_{UE}$  й

струму  $K_{IE}$  та інвертування вхідного сигналу, відносно невеликий вхідний (сотні омів–десятки кілоомів) та великий вихідний (одиниці–сотні кілоомів) опори. Верхня частота робочого діапазону такого підсилювача обмежена через різке зменшення параметра  $h_{21E}$  зі зростанням частоти.

### 2.1.8.2. Підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою

Принципову схему каскаду підсилення на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою, зображено на рис. 2.1.33.

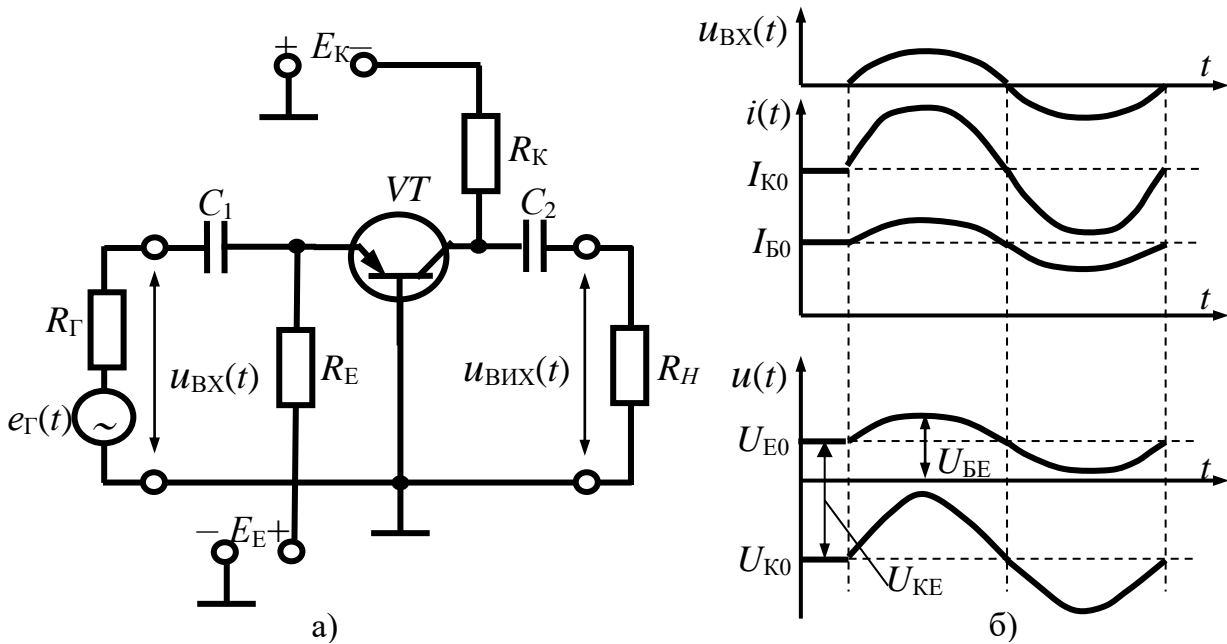


Рис. 2.1.33. Схема підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою: а) схема; б) епюри

У початковому стані в підсилювачі протікають початкові постійні:

керований струм бази  $I_{A0} : +E_E \rightarrow R_E \rightarrow \text{транзистор} \rightarrow \perp \rightarrow -E_E$ ;

керований струм колектора  $I_{E0} : +E_E \rightarrow R_E \rightarrow \text{транзистор} \rightarrow R_K \rightarrow -E_K \rightarrow +E_K \rightarrow E_A$ ;

$\rightarrow R_K \rightarrow -E_K \rightarrow +E_K \rightarrow E_A$ ;

некерований зворотний струм переходу колектор-база

$I_{EA0} : \text{транзистор} \rightarrow R_E \rightarrow -E_E \rightarrow +E_E \rightarrow \text{транзистор}$ .

Початковий постійний струм емітера біполярного транзистора  $I_{E0}$  утворений сумою керованих початкових постійних струмів бази  $I_{B0}$  та колектора  $I_{K0}$

$$I_{A0} = I_{A0} + I_{E0}. \quad (2.1.93)$$

У початковому стані на емітері біполярного транзистора буде діяти позитивна постійна початкова напруга  $U_{E0}$ , яка забезпечує прямийсуд переходу емітер-база ( $U_{A0} < 0,5 \div 0,7 \text{ В}$ ) та відповідне положення його ТПР. На

колекторі буде діяти негативна постійна початкова напруга  $U_{K0}$ , яка для лінійного підсилення гармонічних сигналів вибирається з умови  $U_{E0} \cong E_E / 2$ .

При подачі позитивної півхвилі вхідного змінного сигналу миттєві значення напруги на емітері біполярного транзистора  $u_E$ , струму емітера  $i_E$ , і, відповідно, струму бази  $i_A$  та колектора  $i_E$  збільшуються ( $i_E = h_{21A} \cdot i_A$ , де  $h_{21A} \approx \alpha < 1$  – коефіцієнти передачі змінного ( $h_{21B}$ ) та постійного ( $\alpha$ ) струмів емітера в коло колектора біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою. Миттєві значення спаду напруги на колекторному навантаженні  $R_K u_{R_E}$  та напруги на колекторі  $u_K$  також збільшуються  $u_E = u_{R_E} - E_E$ . Оскільки потенціал колектора біполярного транзистора знаходиться в негативній області, то різниця потенціалів між його базою та колектором насправді зменшується. На опорі навантаження  $R_H$  виділяється позитивний напівперіод підсиленого сигналу.

Скорочено ці міркування можна записати так:

$u_{A0} \uparrow \rightarrow u_A \uparrow \rightarrow i_A \uparrow \rightarrow i_E \uparrow = h_{21A} \cdot i_A \uparrow \rightarrow u_{R_E} \uparrow = i_E \uparrow \cdot R_E \rightarrow u_E \uparrow = u_{R_E} \uparrow - E_E -$   
для першої чверті періоду вхідного сигналу (див. рис. 2.1.33, б).

Отже, підсилювач на біполярному транзисторі зі спільною базою не інвертує фази вхідного сигналу.

При складанні еквівалентної схеми підсилювача роздільні конденсатори  $C_1$  і  $C_2$ , а також ДЖ  $E_E$  та  $E_E$  замінюються перемичками, тому що їх опір на середніх частотах дуже малий. Для спрощення еквівалентної схеми нехтують опором резистора  $R_E$ , тому що на нього відгалужується мала частина струму вхідного сигналу, оскільки  $R_E \gg R_{A0A}$ . Тому, можна прийняти, що вхідний струм підсилювача  $i_{A0}$  приблизно дорівнює струму емітера  $i_E$  ( $i_{A0} \cong i_E$ ). З урахуванням цього еквівалентна схема підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою, для середніх частот набуде вигляду, зображеному на рис. 2.1.34.

З еквівалентної схеми видно, що діюче значення вхідної напруги  $U_{ВХ}$  дорівнює сумі спадів діючих значень напруг на резисторах  $r'_B$  та  $r_{ЕДИФБ}$

$$U_{A0} = {}^2_A \cdot r_{A0A} + {}^2_A \cdot r'_A = {}^2_A \cdot r_{A0A} + {}^3_A \cdot (1 - h_{21A}) \cdot r'_A, \quad (2.1.94)$$

тоді вхідний опір підсилювача оцінюється за виразом

$$R_{A0A} = (U_{A0} / i_{A0}) = r_{A0A} + (1 - h_{21A}) \cdot r'_A. \quad (2.1.95)$$

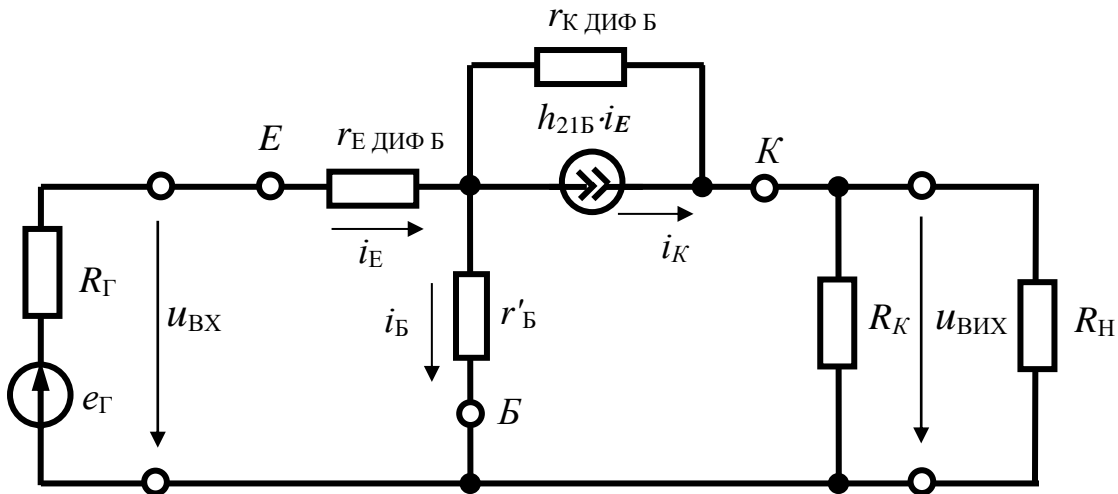


Рис. 2.1.34. Еквівалентна схема підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою

Оскільки для біполярного транзистора коефіцієнт  $h_{21A} = 0,9 \div 0,99$ , то  $(1 - h_{21A}) \cdot r'_A \ll r_{A\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}$  і вхідний опір підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою приблизно дорівнює диференційному опору його відкритого емітерного переходу

$$R_{A\hat{O}} \hat{A} \cong r_{A\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}, \quad (2.1.96)$$

тобто вхідний опір підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою майже в  $(1 + h_{21A})$  разів менше вхідного опору підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

Вихідний опір підсилювача на біполярному транзисторі із спільною базою згідно з еквівалентною схемою утворений увімкненими паралельно резисторами  $R_{\hat{E}}$  й  $r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}$ , тобто

$$R_{A\hat{E}\hat{O}} \hat{A} = R_{\hat{E}} \parallel r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}. \quad (2.1.97)$$

Диференційний опірпереходу колектор-база біполярного транзистора  $r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}$ , увімкненого за схемою зі спільною базою, набагато більше диференційного опору переходу колектор-база біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером  $r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}$ :

$$r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A} = (1 + h_{21A}) \cdot r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A}. \quad (2.1.98)$$

Оскільки  $r_{\hat{E}\Delta\Delta\hat{O}} \hat{A} \gg R_{\hat{E}}$ , вихідний опір підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою дорівнює

$$R_{A\hat{E}\hat{O}} \hat{A} \cong R_{\hat{E}}. \quad (2.1.99)$$

Аналізуючи формулу (2.1.98), можна дійти висновку, що максимально можливий вихідний опір підсилювача зі спільною базою



в  $(1 + h_{21A})$  разів більше максимально можливого вихідного опору підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

Коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою визначається згідно з виразом

$$K_{U \dot{A}} = \frac{U_{\dot{A}\ddot{O}}}{\dot{A}} = \frac{I_{\dot{E}} \cdot (R_{\dot{E}} \parallel R_H)}{I_{\dot{A}} \cdot (R_{\dot{A}} + R_{\dot{A}\ddot{O}})} = h_{21A} \cdot \frac{R_{\dot{E}} \parallel R_H}{R_{\dot{A}} + R_{\dot{A}\ddot{O}}} \quad (2.1.100)$$

Коефіцієнт підсилення напруги суттєво залежить від опору навантаження й внутрішнього опору генератора сигналу, тому, для його підвищення бажано, щоб  $R_H \rightarrow \infty$ ,  $R_{\dot{A}} \rightarrow 0$ .

Коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою визначається згідно з виразом

$$K_{I \dot{A}} = \frac{I_{\dot{I}}}{I_{\dot{A}\ddot{O}}} = \frac{I_{\dot{I}}}{I_{\dot{A}}} = \frac{U_{\dot{A}\ddot{O}} / R_{\dot{I}}}{I_{\dot{A}}} = \frac{h_{21A} \cdot I_{\dot{A}} \cdot (R_{\dot{E}} \parallel R_{\dot{I}})}{I_{\dot{A}} \cdot R_{\dot{I}}} = \frac{h_{21A} \cdot R_{\dot{E}}}{R_{\dot{E}} + R_{\dot{I}}} < 1. \quad (2.1.101)$$

Отже, коефіцієнт підсилення струму підсилювачем на біполярному транзисторі зі спільною базою не перевищує одиниці,  $K_I < h_{21A} < 1$ .

Шунтувальний вплив еквівалентної ємності колекторного переходу біполярного транзистора  $C_K$  на високих частотах, при увімкненні його за схемою зі спільною базою, в  $(1 + h_{21A})$  разів менше, ніж у схемі зі спільним емітером. Тому, межа робочого діапазону частот підсилювача на біполярному транзисторі зі спільною базою вище майже в стільки саме разів верхньої межі робочого діапазону частот підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером. Ці обставини зумовлюють використання підсилювачів на біполярному транзисторі зі спільною базою для підсилення імпульсних сигналів та сигналів на високих

частотах. Частина струму генератора  $h_{21B}$  протікає через генератор сигналу  $e_{Г}$  резистор  $R_{Г}$  та збільшує вхідний струм, а отже, й коефіцієнт підсилення каскаду. Тобто підсилювач на біполярному транзисторі зі спільною базою має внутрішній позитивний зв'язок за струмом. Мала залежність коефіцієнта  $h_{21B}$  від величини струму бази  $I_B$  біполярного транзистора забезпечує в підсилювачі на біполярному транзисторі зі спільною базою менші нелінійні спотворення сигналів, ніж у підсилювачі на біполярному транзисторі зі спільним емітером.

Отже, підсилювач на біполярному транзисторі зі спільною базою забезпечує низький вхідний (до десятків омів) та високий вихідний (до десятків мегаомів) опори, високий коефіцієнт підсилення за напругою в широкому діапазоні частот.

### **2.1.8.3. Підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним колектором**

Підсилювач на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним колектором, ще називається *емітерним повторювачем*, тому що його вихідна напруга на емітерному навантаженні майже повторює вхідну, а струм у навантаженні набагато більший від вхідного струму. Принципову схему

емітерного повторювача на  $n-p-n$  біполярному транзисторі зображено на рис. 2.1.35, а. На рис. 2.1.35, б наведено пояснювальні епюри напруг та струмів для нього.

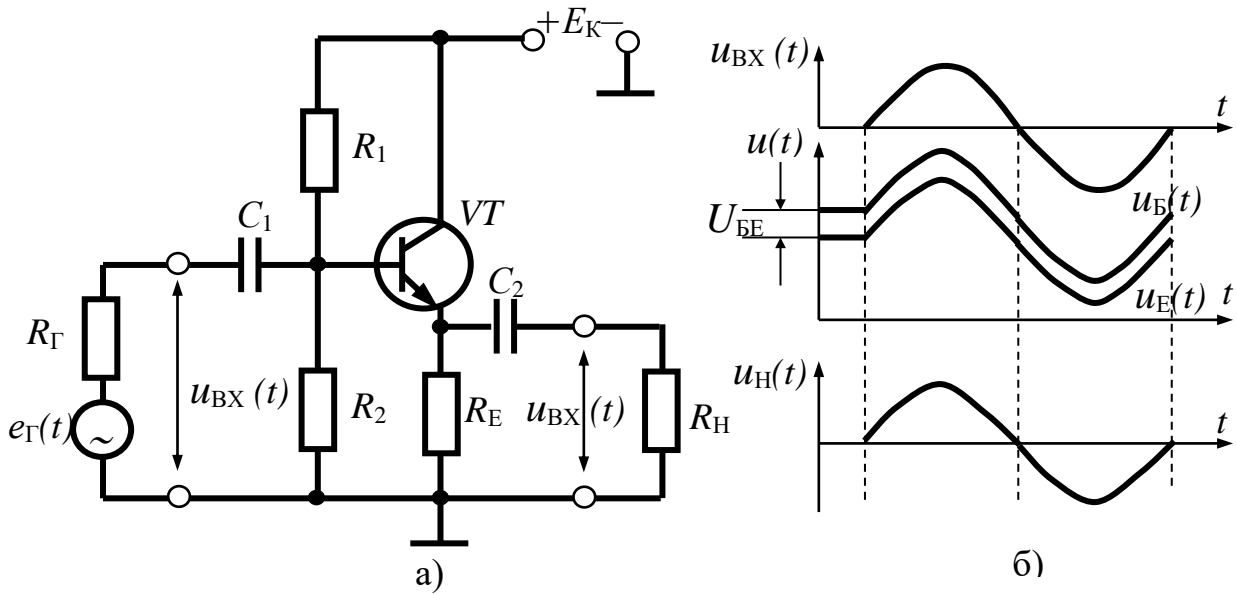


Рис. 2.1.35. Емітерний повторювач:  
а) схема; б) епюри

У початковому стані в емітерному повторювачі протікають початкові постійні: керований струм резистивного подільника  $I_{\hat{U}\hat{A}^2\hat{E}} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_1 \rightarrow \rightarrow R_2 \rightarrow \perp \rightarrow -\hat{A}_{\hat{E}}$ , який забезпечує фіксацію потенціалу бази біполярного транзистора;

керований струм емітера  $I_{E0}$ , що складається з керованих струмів бази  $I_{B0}$  та колектора ( $I_{\hat{A}0} = I_{\hat{A}0} + I_{\hat{E}0}$ ), створює на резисторі емітерного навантаження  $R_E$  спад напруги  $U_{R_E} = I_{\hat{A}0} \cdot R_{\hat{A}} = U_{\hat{A}}$ .

Оскільки змінний струм колектора біполярного транзистора пропорційний до змінного струму бази ( $i_{\hat{E}} = h_{21\hat{A}} \cdot i_{\hat{A}}$ ), що пропорційний дозмінної напруги вхідного сигналу  $u_{ВХ}$ , то змінна вихідна напруга (напруга на резисторі  $R_E$ ), своєю чергою, пропорційна до вхідної напруги  $u_{ВХ}$ . Змінна напруга  $u_E$  прикладається до емітера біполярного транзистора й діє на нього в протилежному напрямку до напруги вхідного сигналу. Тобто вихідна напруга емітерного повторювача одночасно є напругою негативного зворотного зв'язку, а тому підсилювач на біполярному транзисторі зі спільним колектором має стопроцентний негативний зворотний зв'язок за напругою. Це забезпечує високу стабільність його коефіцієнта передачі за напругою, великий вхідний та малий вихідний опори. Скорочено описати функціонування емітерного повторювача можна так:

$$u_{\hat{A}0} \uparrow \rightarrow u_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow i_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow i_{\hat{A}} \uparrow = (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot i_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow u_{R_{\hat{A}}} \uparrow = R_{\hat{A}} \cdot i_{\hat{A}} \uparrow.$$

Еквівалентну схему емітерного повторювача для області середніх частот, яка побудована згідно з тими самими припущеннями, що й схема на рис. 2.1.32, наведено на рис. 2.1.36.

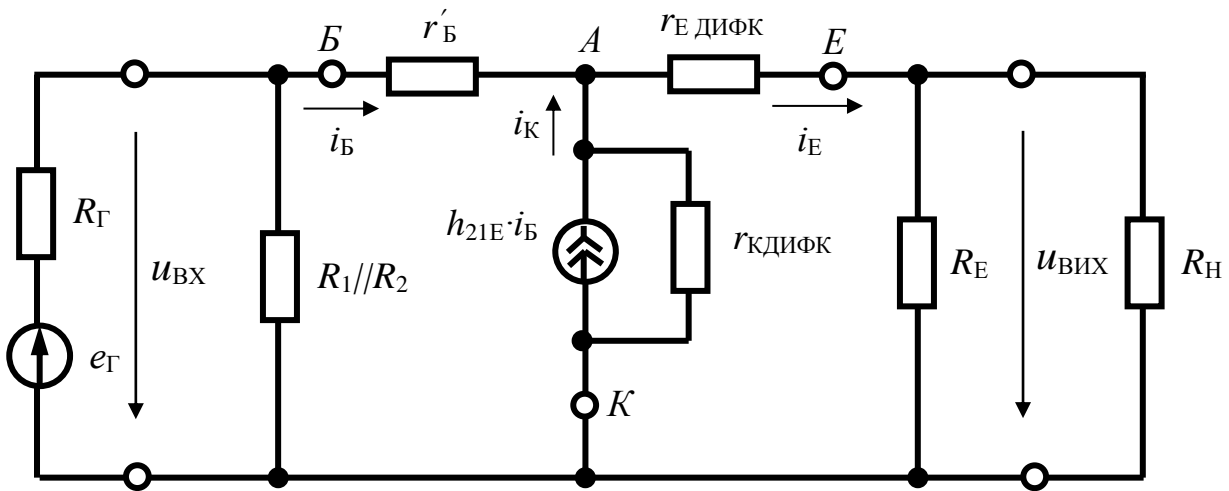


Рис. 2.1.36. Еквівалентна схема емітерного повторювача

Для знаходження вхідного опору емітерного повторювача (без урахування опору резистивного подільника  $R_1, R_2$ ) приймають, що його вхідний струм  $i_{ВХ}$  дорівнює струму бази біполярного транзистора  $i_{\hat{A}}$  ( $i_{\hat{A}\hat{O}} = i_{\hat{A}}$ ). Тоді на підставі еквівалентної схеми можна записати

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{O}} &= U_{r'_A} + U_{AK} = {}^2_{\hat{A}} \cdot r'_A + {}^2_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} = \\ &= {}^2_{\hat{A}} \cdot r'_A + I_{\hat{A}} \cdot (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot [r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} \parallel (r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} + (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}))], \end{aligned} \quad (2.1.102)$$

де  $U_{r'_A}$  – напруга на омичному опорі бази  $r'_A$ ;  $U_{AK}$  – напруга між точкою  $A$  та колектором.

Вхідний опір емітерного повторювача, без урахування опору резистивного подільника  $R_1, R_2$  оцінюється за формулою

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{i_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{i_{\hat{A}}} = r'_A + (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot [r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} \parallel (r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} + (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}))]. \quad (2.1.103)$$

Враховуючи, що диференційний опір відкритого переходу емітер-база біполярного транзистора  $r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} \ll (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}})$ , а диференційний опір його закритого переходу колектор-база  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} \ll (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}})$ , можна записати

$$R_{\hat{A}\hat{O}} \cong r'_A + (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} \parallel R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}) \cong r'_A + (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}). \quad (2.1.104)$$

Видно, що поки  $(R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}) < r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}}$ , збільшення опору резисторів  $R_E$  та  $R_H$  забезпечує збільшення вхідного опору емітерного повторювача. Іншими словами, можливість підвищення вхідного опору емітерного повторювача обмежена опором  $r_{кДИФК}$ . Повний вхідний опір емітерного повторювача з урахуванням опору резистивного подільника  $R_1, R_2$ , увімкненого за змінним струмом паралельно входу БТ, обчислюється за виразом

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}} = R_{\hat{A}\hat{O}} \parallel R_1 \parallel R_2. \quad (2.1.105)$$

Для збільшення повного вхідного опору емітерного повторювача необхідно збільшувати опори резисторів  $R_1, R_2$ , але при цьому буде погіршуватися його температурна стабільність. Тому, для підвищення вхідного опору підсилювача іноді використовують безпосереднє з'єднання бази біполярного транзистора з виходом попереднього каскаду або спеціальні схеми ввімкнення (складений транзистор, додатковий зворотний зв'язок тощо). Як правило, для реальних емітерних повторювачів вхідний опір  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} < 300 \text{кОм}$ .

Вихідний опір емітерного повторювача визначається в режимі холостого ходу за нульової вхідної напруги як відношення діючих значень вихідної напруги  $u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = u_{\hat{A}}$  до вихідного струму  $i_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = i_{\hat{A}}$

$$\begin{aligned} R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{I_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{U_{\hat{A}}}{I_E} = \frac{{}^2_{\hat{A}} \cdot (r'_{\hat{A}} + R_{\hat{A}}) + {}^2_{\hat{A}} \cdot r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{I_E} = \\ &= \frac{[I_E / (1 + h_{21\hat{A}})] \cdot (r'_{\hat{A}} + R_{\hat{A}}) + {}^2_{\hat{A}} \cdot r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{I_E} = \frac{r'_{\hat{A}} + R_{\hat{A}}}{1 + h_{21\hat{A}}} + r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}. \end{aligned} \quad (2.1.106)$$

Діленням суми опорів  $(r'_{\hat{A}} + R_{\hat{A}})$  на величину  $(1 + h_{21\hat{A}})$  враховується прийняте в еквівалентній схемі припущення, що весь струм генератора  $h_{21\hat{A}} \cdot i_{\hat{A}}$  протікає через опір  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  та не відгалужується на опір  $r'_{\hat{A}}$ . Вихідний опір емітерного повторювача буде мінімальним тоді, коли будуть малими диференціальний опір відкритого переходу емітер-база транзистора ( $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \rightarrow 0$ ) та внутрішній опір генератора сигналу ( $R_{\hat{A}} \rightarrow 0$ ), тоді

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O} \text{ min}} = \frac{r'_{\hat{A}}}{1 + h_{21\hat{A}}}. \quad (2.1.107)$$

У практичних схемах емітерних повторювачів на біполярному транзисторі малої потужності  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} > 100 \text{Ом}$ , причому відношення вхідного опору емітерного повторювача до його вихідного опору обмежене величиною коефіцієнта передачі струму біполярного транзистора, ввімкненого за схемою зі спільним емітером,

$$\frac{R_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = h_{21\hat{A}} \cdot \frac{R_{\hat{E}} \parallel R_{\hat{H}}}{r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}. \quad (2.1.108)$$

Оскільки  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \gg [r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}})]$ , то відгалуженням струму генератора на  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  можна знехтувати, а враховуючи, що  $(R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}) \gg r_{\hat{A}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ , вихідна напруга обчислюється за формулою

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= {}^2_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} = (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot {}^2_{\hat{A}} \cdot (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}} \parallel r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cong \\ &\cong (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot {}^2_{\hat{A}} \cdot (R_{\hat{A}} \parallel R_{\hat{I}}), \end{aligned} \quad (2.1.109)$$

де  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}$  – еквівалентний опір між точкою А та колектором;  $I_{\hat{A}} = \frac{e_{\tilde{A}}}{R_{\tilde{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}}$  – струм бази транзистора.

Тоді, враховуючи, що  $e_{\tilde{A}} = I_{\hat{A}}(R_{\tilde{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}})$ , а  $R_{\hat{A}\hat{O}}$  описується виразом (2.1.103), коефіцієнт підсилення за напругою оцінюється за виразом

$$\begin{aligned} \hat{E}_U &= \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\hat{a}_{\tilde{A}}} = \frac{(1 + h_{21\hat{A}}) \cdot I_{\hat{A}} \cdot (R_E \parallel R_H)}{I_{\hat{A}} \cdot (R_{\tilde{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}})} = \\ &= \frac{(1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_E \parallel R_H)}{R_{\tilde{A}} + r'_{\hat{A}} + (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_E \parallel R_H)}. \end{aligned} \quad (2.1.110)$$

Видно, що  $K_U < 1$  і значно залежить від опорів  $R_{\tilde{A}}$  і  $r'_{\hat{A}}$ .

Оскільки струм бази  $I_{\hat{A}} \cong I_{\tilde{A}}$ , то коефіцієнт підсилення струму емітерним повторювачем можна описати

$$\hat{E}_I = \frac{I_{\hat{A}}}{I_{\tilde{A}}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} / R_{\hat{I}}}{I_{\tilde{A}}} = \frac{(1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_E \parallel R_H)}{R_{\hat{I}}}. \quad (1.111)$$

Якщо  $R_H \ll R_{\hat{A}}$ , то  $K_{I \max} < (1 + h_{21\hat{A}}) \gg 1$ .

Через наявність глибокого негативного зворотного зв'язку за напругою емітерні повторювачі можуть функціонувати з вхідними сигналами великої амплітуди,  $u_{\hat{A}\hat{O}} < E_{\hat{E}} / 2$ .

Із зростанням частоти вхідного сигналу, через наявність паразитних ємностей біполярного транзистора й навантаження та інерційності процесів у біполярному транзисторі, вхідний опір і коефіцієнт підсилення зменшуються, не зважаючи на глибокий негативний зв'язок.

Отже, емітерний повторювач характеризується високим і стабільним вхідним опором, великим підсиленням струму, коефіцієнтом підсилення напруги  $K_U < 1$ , малим вихідним опором та синфазністю вхідного й вихідного сигналів.

Співвідношення характеристик підсилювачів електричних сигналів на біполярних транзисторах зі спільним емітером, спільною базою і спільним колектором виглядають так:

вхідний опір –  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{E}} > R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{A}} > R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{A}}$ ;

вихідний опір –  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{N}\hat{A}} > R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{N}\hat{A}} > R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{N}\hat{E}}$ ;

коефіцієнт підсилення струму –  $K_{I\hat{N}\hat{E}} > K_{I\hat{N}\hat{A}} \gg K_{I\hat{N}\hat{A}} < 1$ ;

коефіцієнт підсилення напруги –  $K_{U\hat{N}\hat{A}} \gg K_{U\hat{N}\hat{A}} \gg K_{U\hat{N}\hat{E}} < 1$ ;

верхня частота робочого діапазону –  $F_{\hat{A}\hat{N}\hat{A}} > F_{\hat{A}\hat{N}\hat{E}} > F_{\hat{A}\hat{N}\hat{A}}$ .

## 2.1.9. Диференціальні каскади підсилення електричних сигналів на біполярних транзисторах

### 2.1.9.1. Базова схема диференціального підсилювача

Підсилювач, вихідна напруга якого пропорційна до різниці напруг між двома його входами, називається **диференціальним підсилювачем**.

Якщо на симетричні входи диференціального підсилювача подати однакові синфазні напруги, то в ідеальному випадку на його виході підсилений сигнал буде відсутній. Диференціальний підсилювач реалізований за схемою паралельного балансу.

Принципову схему найпростішого (базового) диференціального підсилювача наведено на рис. 2.1.37. Він складається з двох біполярних транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$  із загальним емітерним навантаженням  $R_E$  та двох колекторних навантажень  $R_{K1}$  й  $R_{K2}$ . Резистори в колах баз  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  режимні, вони задають початкові постійні струми баз  $I_{B10}$  і  $I_{B20}$ . Для сигналу  $u_{BX1}$  біполярний транзистор  $VT_1$  ввімкнений за схемою зі спільним емітером, а біполярний транзистор  $VT_2$  – зі спільною базою. Для сигналу  $u_{BX2}$  – навпаки.

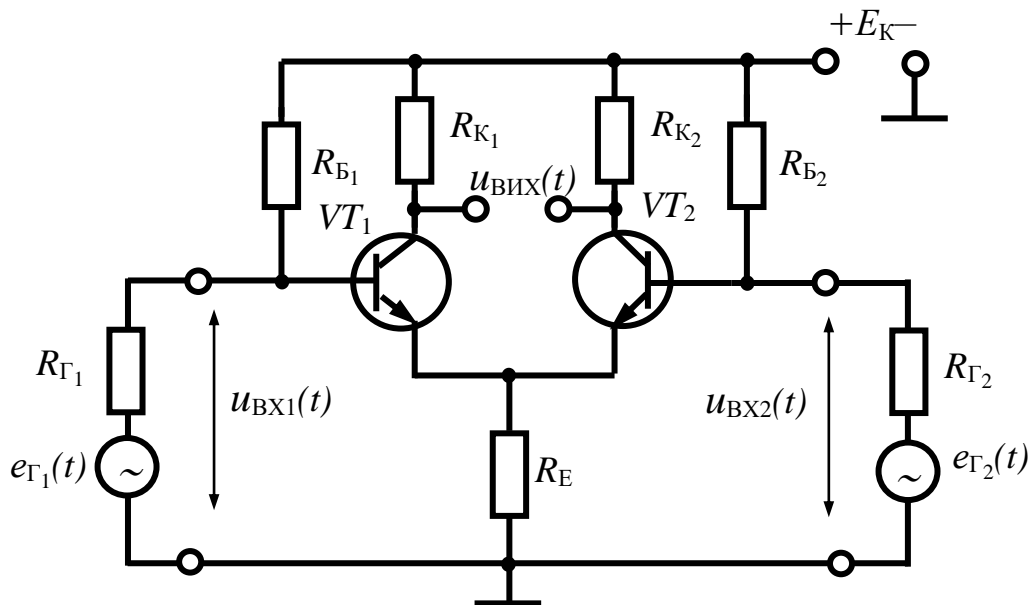


Рис. 2.1.37. Базова схема диференціального підсилювача

У початковому стані в підсилювачі протікають початкові постійні керовані струми:

базис  $VT_1 \cdot I_{A10} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{A1} \rightarrow \text{база} \rightarrow VT_1 \rightarrow R_A \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}} ;$

базис  $VT_2 \cdot I_{A20} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{A2} \rightarrow \text{база} \rightarrow VT_2 \rightarrow R_A \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}} ;$

колектора  $VT_1 \cdot I_{E10} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{E1} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow VT_1 \rightarrow R_A \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}} ;$

колектора  $VT_2 \cdot I_{E20} : +E_{\hat{E}} \rightarrow R_{E2} \rightarrow \text{емітер} \rightarrow VT_2 \rightarrow R_A \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}} .$

Для аналізу параметрів балансної схеми диференціального підсилювача необхідно припустити, що каскади абсолютно однакові (симетричні), тобто

$$R_{\hat{A}1} = R_{\hat{A}2}, I_{\hat{A}1} = I_{\hat{A}2}, I_{\hat{E}1} = I_{\hat{E}2}, I_{\hat{A}} = I_{\hat{A}1} = I_{\hat{E}1} + I_{\hat{A}1} = I_{\hat{A}2} = I_{\hat{E}2} + I_{\hat{A}2},$$

отже,

$$U_{\hat{E}1} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} = E_{\hat{E}} - U_{R_{\hat{E}1}} = E_{\hat{E}} - I_{\hat{E}1} \cdot R_{\hat{E}1} = U_{\hat{E}2} = E_{\hat{E}} - I_{\hat{E}2} \cdot R_{\hat{E}2} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}.$$

Тоді вихідна напруга диференціального підсилювача за  $U_{\hat{A}\hat{O}1} = U_{\hat{A}\hat{O}2}$  дорівнює

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = 0. \quad (2.1.112)$$

Якщо вхідні напруги одержать однакові за величиною та протилежні за знаком прирости  $\Delta U_{\text{ВХ}} / 2$ , тобто

$$\begin{aligned} U^*_{\hat{A}\hat{O}1} &= U_{\hat{A}\hat{O}1} + \Delta U_{\hat{A}\hat{O}} / 2; \\ U^*_{\hat{A}\hat{O}2} &= U_{\hat{A}\hat{O}2} - \Delta U_{\hat{A}\hat{O}} / 2 \end{aligned} \quad (2.1.113)$$

Внаслідок цього пропорційно зміняться базові, та, відповідно, колекторні струми біполярних транзисторів:

$$\begin{aligned} I^*_{\hat{E}1} &= I_{\hat{E}1} + \Delta I_{\hat{E}1} = I_{\hat{E}1} + \Delta I_{\hat{E}}; \\ I^*_{\hat{E}2} &= I_{\hat{E}2} - \Delta I_{\hat{E}2} = I_{\hat{E}2} - \Delta I_{\hat{E}}. \end{aligned} \quad (2.1.114)$$

При цьому струм через резистор  $R_E$ , та, відповідно, напруга на ньому, не зміняться. Потенціали колекторів біполярних транзисторів зміняться на величину:  $\Delta U_{\hat{E}} = -\Delta I_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}}$ :

$$\begin{aligned} U^*_{\hat{E}1} &= U_{\hat{E}1} - \Delta U_{\hat{E}1} = U_{\hat{E}1} - \Delta I_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}1}; \\ U^*_{\hat{E}2} &= U_{\hat{E}2} + \Delta U_{\hat{E}2} = U_{\hat{E}2} + \Delta I_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}2}. \end{aligned} \quad (2.1.115)$$

Вихідна напруга диференціального підсилювача зміниться на величину

$$\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U^*_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} - U^*_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = U^*_{\hat{E}1} - U^*_{\hat{E}2} = -2 \cdot \Delta I_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{E}}. \quad (2.1.116)$$

На рис. 2.1.38, а наведено пояснювальні епюри напруг та струмів для диференційного вхідного сигналу.

Якщо напруга на одному вході змінюється на  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}$ , а на іншому залишається незмінною (рис. 2.1.38, б)

$$U^*_{\hat{A}\hat{O}1} = U_{\hat{A}\hat{O}1} + \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}, \quad U^*_{\hat{A}\hat{O}2} = U_{\hat{A}\hat{O}2}. \quad (2.1.117)$$

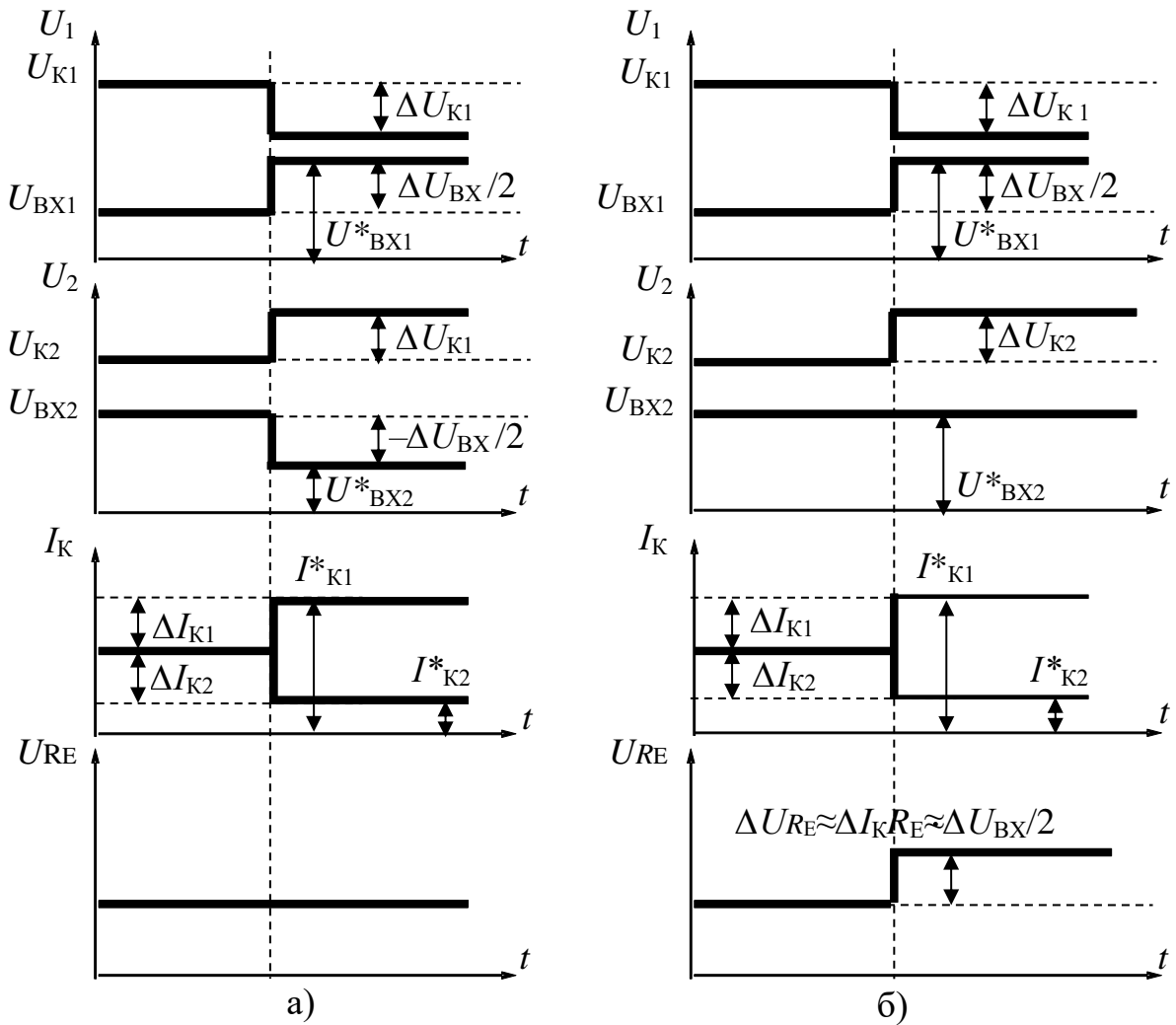


Рис. 2.1.38. Епюри напруг та струмів у диференціальному підсилювачі:  
 а) симетричні входи, б) несиметричні входи

Якби не було біполярного транзистора  $VT_2$  із загальним емітерним навантаженням  $R_E$ , то колекторний струм біполярного транзистора  $VT_1$  збільшився б на величину  $2 \cdot \Delta I_{\hat{E}}$ , а на емітері напруга зросла б на величину

$$\Delta U_{\hat{A}} = 2 \cdot \Delta I_{\hat{E}} \cdot R_E \cong \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (2.1.118)$$

У диференціальному підсилювачі (див. рис. 2.1.37) збільшення напруги на резисторі  $R_E$  внаслідок зростання струму колектора біполярного транзистора  $I_{K1}$  призводить до зменшення напруги між базою та емітером біполярного транзистора  $VT_2$  ( $U_{BE2}$ ). Внаслідок цього струм бази  $I_{B2}$  та колектора  $I_{K2}$  біполярного транзистора  $VT_2$  зменшуються. Ідеально коли зміни струмів біполярних транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$  будуть такими, що виконується умова  $|\Delta I_{\hat{A}1}| = |\Delta I_{\hat{A}2}|$ , аце можливо, коли збільшення вхідної напруги  $U_{\hat{A}\hat{O}1}$  на величину  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}$  викличе приріст потенціалу емітера  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}/2$ . При цьому прирости напруг між базами та емітерами обох біполярних транзисторів будуть становити

$$\Delta U_{\hat{A}\hat{A}1} = \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}/2, \quad \Delta U_{\hat{A}\hat{A}2} = -\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}/2, \quad (2.1.119)$$



а колекторні струми транзисторів зміняться приблизно на величину  $\Delta I_{\hat{E}}$ , але  $(\Delta I_{\hat{E}1} + \Delta I_{\hat{E}2}) \cdot R_{\hat{A}} = \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}/2$ .

Отже, незалежно від того, як на входи диференціального підсилювача подаються напруги, струми біполярних транзисторів змінюються приблизно однаково.

Такий висновок дозволяє при аналізі диференціального підсилювача розглядати тільки одне плече, припускаючи, що до його входу прикладено тільки половину різниці напруг між входами, а емітерний опір приймається таким, що дорівнює нулю.

З урахуванням вищезазначеного еквівалентна схема диференціального підсилювача (без режимних елементів) має вигляд, наведений на рис. 2.1.39.

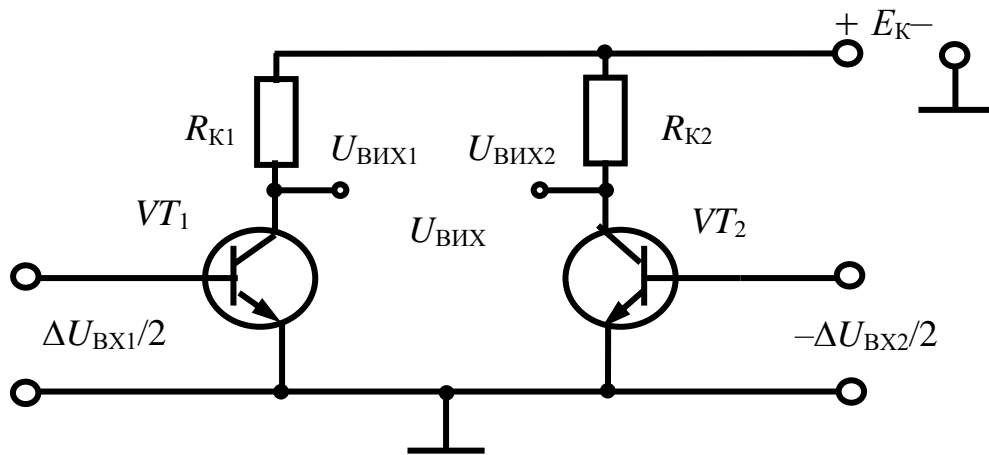


Рис. 2.1.39. Еквівалентна схема диференціального підсилювача

Коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача за напругою за *холостого ходу* на його виході описується виразом

$$\hat{E}_{U_{XX}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}}{U_{\hat{A}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{O}2}} = \frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} - \Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}}{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}} \quad (2.1.120)$$

Враховуючи, що в режимі *холостого ходу* опір навантаження наближається до нескінченності  $R_{\hat{I}} \rightarrow \infty$ , то для підсилювача електричних сигналів на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільним емітером, вираз коефіцієнта підсилення буде мати вигляд

$$\hat{E}_{U_{XX}} = -h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}} / (R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}), \quad (2.1.121)$$

тому приріст напруги на колекторі за  $\Delta U_{\hat{A}1,2} = \pm \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}/2$  оцінюється за формулою:

$$\Delta U_{\hat{E}} = \Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -\frac{h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}} \cdot \Delta U_{\hat{A}\hat{A}} = -\frac{h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}} \cdot \frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}}{2} \quad (2.1.122)$$

Тоді вираз коефіцієнта підсилення диференціального підсилювача буде мати вигляд

$$\hat{E}_U = \frac{\Delta U_{\hat{E}\hat{O}1} - \Delta U_{\hat{E}\hat{O}2}}{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\frac{-h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}} \cdot \frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}}{2} - \frac{-h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}} \cdot \left(-\frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}}{2}\right)}{\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}} = (2.1.123)$$

$$= \frac{-h_{21\hat{A}} \cdot R_{\hat{E}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}},$$

тобто коефіцієнт підсилення за напругою диференціального підсилювача дорівнює коефіцієнту підсилення підсилювача на одному біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільним емітером, який є ідентичним одному плечу диференціального підсилювача.

Відсутність виграшу в підсиленні диференціального підсилювача, де використовуються два біполярні транзистори, є наслідком схемного рішення проблеми дрейфу нуля.

Вихідний опір (опір між колекторами двох біполярних транзисторів) диференціального підсилювача може бути поданий еквівалентною схемою (рис. 2.1.40, а). Оскільки  $r_{\hat{E}} \hat{\Delta} \hat{O} \hat{A} \gg R_{\hat{E}}$ ,

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}\hat{I}} = 2 \cdot R_{\hat{E}}. \quad (2.1.124)$$

Якщо до виходу диференціального підсилювача під'єднати опір навантаження  $R_{\hat{I}}$ , то з урахуванням цього повний вихідний опір буде дорівнювати

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}} = R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} // R_{\hat{I}} = 2 \cdot R_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{I}} / (2 \cdot R_{\hat{E}} + R_{\hat{I}}). \quad (2.1.125)$$

Замінивши вихідне коло диференціального підсилювача джерелом напруги  $K_U \cdot \Delta U_{\hat{A}\hat{O}}$  з внутрішнім опором  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 2 \cdot R_{\hat{E}}$  (згідно з теоремою про еквівалентне джерело напруги), напругу на навантаженні (рис. 2.1.40, б) можна визначити за формулою

$$\Delta U_{\hat{I}} = K_U \cdot \Delta U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot R_{\hat{I}} / (2 \cdot R_{\hat{E}} + R_{\hat{I}}). \quad (2.1.126)$$

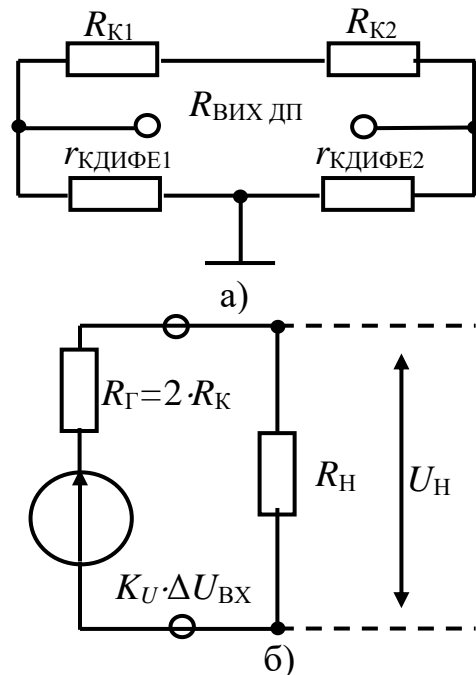


Рис. 2.1.40. Еквівалентна схема:  
а) вихідного опору диференціального підсилювача;  
б) напруги на навантаженні диференціального підсилювача

У цьому випадку вираз коефіцієнта підсилення за напругою буде мати вигляд:

$$\hat{E}_U = \frac{U_{\hat{I}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = -\frac{\hat{E}_U \cdot R_{\hat{I}}}{2 \cdot R_{\hat{E}} + R_{\hat{I}}} = -\frac{h_{21\hat{A}} \cdot 2 \cdot R_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{I}}}{(R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}}) \cdot (2 \cdot R_{\hat{E}} + R_{\hat{I}})}. \quad (2.1.127)$$

Вхідний опір для різницевого сигналу (диференційний вхідний опір) дорівнює сумі вхідних опорів пліч диференціального підсилювача

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}\hat{I}} = 2 \cdot R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{A}} = 2[r'_{\hat{A}} + (1 + h_{21\hat{E}}) \cdot r_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}] \cong 2h_{21\hat{A}} \cdot r_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}. \quad (2.1.128)$$

Оскільки опір  $r_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$  малий, то вхідний опір диференціального підсилювача  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}\hat{I}}$  також невеликий. Для його збільшення в коло емітера кожного біполярного транзистора включають окремі резистори, але слід зауважити, що при цьому буде зменшуватися коефіцієнт підсилення за напругою диференціального підсилювача.

### 2.1.9.2. Диференціальний підсилювач зі зворотним зв'язком за синфазним сигналом

Для оцінювання характеристик диференціального підсилювача за синфазним вхідним сигналом використовується його спрощена (рис. 2.1.41, а) та еквівалентна (рис. 2.1.41, б) схеми. В останній схемі опорами  $r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$  та  $R_{\hat{E}}$  можна знехтувати, оскільки  $r_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} \ll R_{\hat{A}}$ , а  $R_{\hat{E}} \ll r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$ . Колектори біполярних транзисторів  $K_1$  і  $K_2$  з'єднані, оскільки в ідеальному збалансованому диференціальному підсилювачі за синфазного вхідного сигналу  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = 0$ . Для нього,

$$I_{\hat{A}1} = I_{\hat{A}2} = I_{\hat{A}} r'_{\hat{A}1} = r'_{\hat{A}2} = r'_{\hat{A}}, \quad h_{21\hat{A}1} = h_{21\hat{A}2} = h_{21\hat{A}}, \quad r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}1} = r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}2} = r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}.$$

Тоді вхідна напруга

$$U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{R_{\hat{A}}} + U_{R_{\hat{A}}} = I_{\hat{A}} \cdot r'_{\hat{A}} + I_{\hat{A}}(1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_{\hat{A}} // r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2), \quad (2.1.129)$$

а вхідний опір кожного синфазного входу дорівнює

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{I_{\hat{A}\hat{O}1}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{2 I_{\hat{A}}} = r'_{\hat{A}} + (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot (R_{\hat{A}} // r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2) = 2 \cdot (1 + h_{21\hat{A}}) \cdot [R_{\hat{A}} // r_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2]. \quad (2.1.130)$$

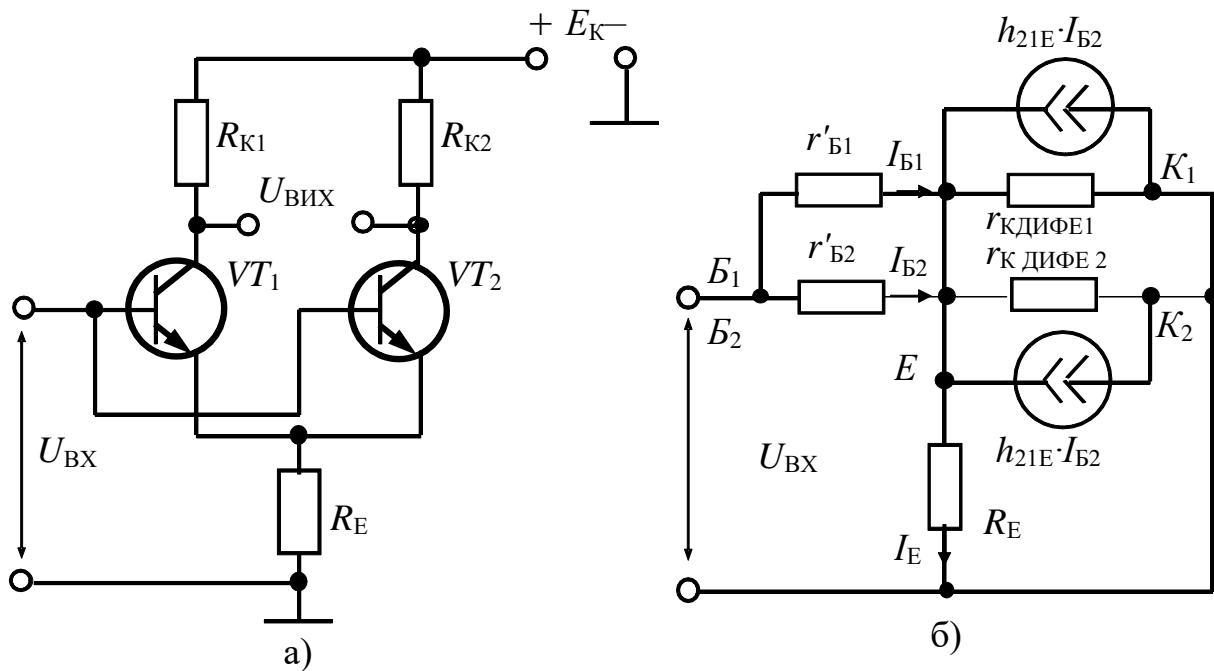


Рис. 2.1.41. Схеми диференціального підсилювача за синфазного вхідного сигналу:  
а)спрощена; б)еквівалентна

При збільшенні  $R_{ВХ\text{сф}}$  зменшується вхідний струм, отже зменшується струм колектора  $I_{\hat{E}} = h_{21\hat{A}} \cdot I_{\hat{A}} (I_{\hat{A}} = I_{\hat{A}\hat{O}})$ , що призводить до зменшення величини зміни  $U_{ВИХ1}$  й  $U_{ВИХ2}$ . Із виразу (2.1.130) видно також, що вхідний опір диференціального підсилювача синфазному сигналу значно більше його вхідного опору диференційному сигналу, оскільки  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} \ll R_{\hat{A}}, R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} \gg R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ .

На рис. 2.1.42 наведено епюри напруг та струмів при дії на входах диференціального підсилювача протифазної гармонічної напруги з моменту  $t_1$ , а з моменту  $t_2$  – при дії синфазної напруги.

Для кількісної характеристики підсилення диференційного й синфазного сигналів використовують коефіцієнт послаблення синфазного сигналу  $K_{\text{ПОСЛ}\text{сф}}$ , який показує, у скільки разів коефіцієнт підсилення диференційного вхідного сигналу  $K_{U\text{ДИФ}}$  більше коефіцієнта підсилення синфазного сигналу  $K_{U\text{СФ}}$

$$\hat{E}_{\hat{U}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}} = \frac{\hat{E}_{U\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\hat{E}_{U\hat{N}\hat{O}}} \quad (2.1.131)$$

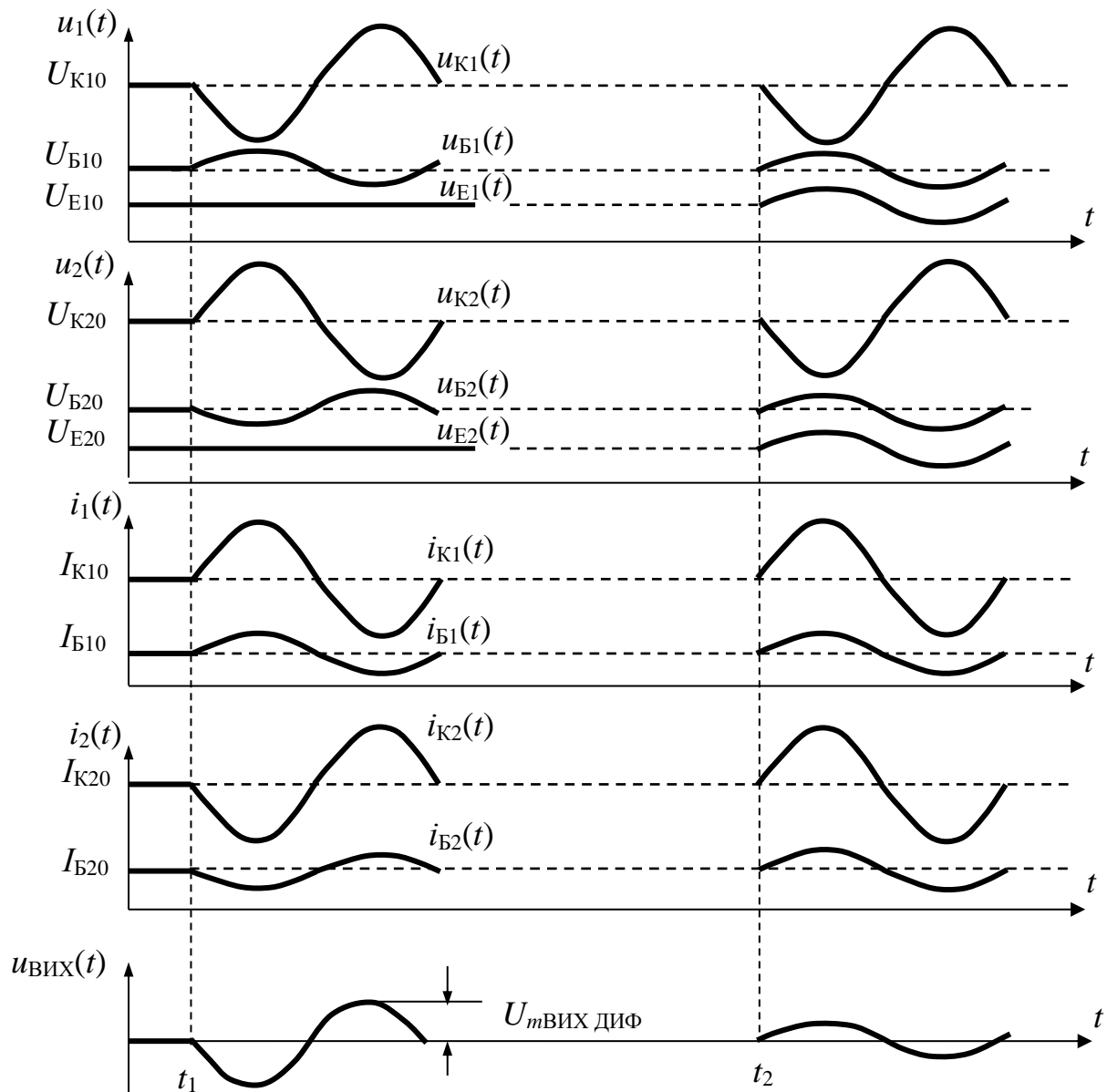


Рис. 2.1.42. Епюри сигналів диференціального підсилювача при дії диференційного та синфазного сигналів

Для кращого послаблення синфазного сигналу потрібно збільшувати вхідний опір диференціального підсилювача. Досягати цього збільшенням опорного резистора  $R_E$  не раціонально, оскільки при цьому доведеться збільшувати напругу ДЖ, щоб зберегти підсилювальні якості диференціального підсилювача

$$E_{\hat{E}} = I_{\hat{E}0} \cdot R_{\hat{E}} + U_{\hat{E}\hat{A}0} + I_{\hat{E}0} \cdot R_{\hat{A}}. \quad (2.1.132)$$

А це, своєю чергою, призведе до збільшення втрат енергії на резисторі  $R_E$ , внаслідок чого зменшиться ККД диференціального підсилювача.

Іншим способом підвищення вхідного опору диференціального підсилювача без вищезазначеного недоліку є використання в емітерному колі диференціального опору третього біполярного транзистора  $VT_3$  (рис. 2.1.43), увімкненого за схемою зі спільним емітером й виконує функції стабілізатора струму, величина якого задається базовим резистором  $R_1$ .

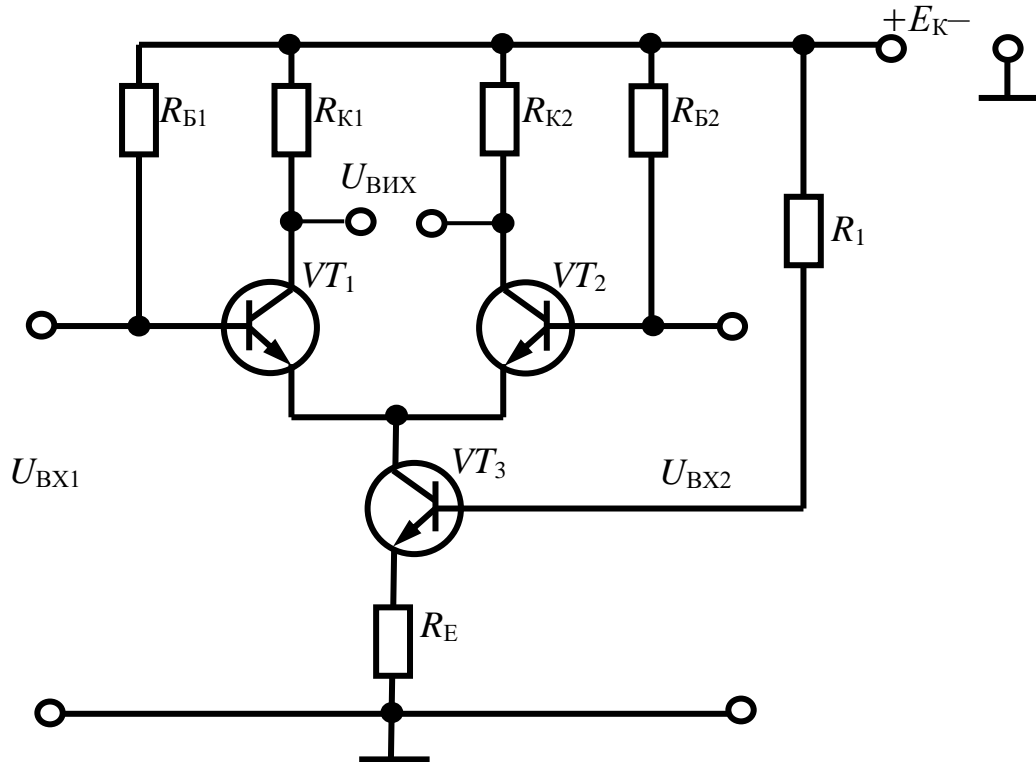


Рис. 2.1.43. Диференціальний підсилювач із транзисторним стабілізатором струму  
Для зазначеного підсилювача

$$I_{\hat{E}3} = h_{21\hat{A}} \cdot I_{\hat{A}3} = I_{E1} + I_{\hat{A}2} \cong I_{\hat{E}1} + I_{\hat{E}2}, \quad (2.1.133)$$

де  $h_{21\hat{A}}$  – диференціальний коефіцієнт передачі змінного струму базив коло колектора біполярного транзистора  $VT_3$ , увімкненого за схемою зі спільним емітером;  $I_{\hat{A}3}$  – струм бази біполярного транзистора  $VT_3$ , величина якого визначається величиною опору резистора  $R_1$ .

Опором резистора  $R_1$  задається величина сумарного струму емітерів біполярних транзисторів  $VT_1$  та  $VT_2$  й початковий спад напруги  $U_{\hat{E}A03}$  між колектором та емітером біполярного транзистора  $VT_3$ . Наявність у схемі стабілізатора струму підвищує його вхідний опір та коефіцієнт послаблення синфазного сигналу диференціального підсилювача. Так, наприклад, якщо вхідні синфазні сигнали будуть зростати, то це викличе збільшення базових та колекторних струмів біполярних транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ . При цьому струми колектора та емітера біполярного транзистора  $VT_3$  та напруга на його емітері ( $U_{R\hat{A}} = I_{\hat{A}3} \cdot R_{\hat{A}}$ ) також повинні збільшитися, внаслідок чого біполярний транзистор  $VT_3$  буде призакриватися, а це, своєю чергою, призведе до зменшення його колекторного струму  $I_{\hat{E}3}$ , а також колекторних струмів біполярних транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$   $I_{\hat{E}1}$  та  $I_{\hat{E}2}$ , тобто стабілізатор струму на біполярному транзисторі  $VT_3$  перешкоджає синфазній зміні колекторних струмів  $I_{\hat{E}1}$  та  $I_{\hat{E}2}$ ,

що є еквівалентним стабілізації напруг колекторів цих біполярних транзисторів за вхідних синфазних сигналів.

Скорочено ці міркування можна записати так

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} \uparrow \rightarrow U_{\hat{A}_{1,2}} \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}_{1,2}} \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}_3} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_3} \uparrow \rightarrow U_{R_{\hat{A}}} \uparrow = \\ = I_{\hat{A}_3} \cdot R_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow U_{\hat{A}} \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}_3} \downarrow.$$

Вихідний опір біполярного транзистора  $VT_3$  дорівнює  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$ , тоді згідно з (2.1.129), з урахуванням того, що  $r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}_3} = r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}_2} = r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}_1} = r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$ , а  $R_{\hat{A}} \ll r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}}$  вираз вхідного опору диференціального підсилювача (рис. 2.1.43) для синфазного сигналу буде мати вигляд

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} = 2 \cdot (1 + h_{21E}) \cdot \left[ \left( r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}_3} + R_{\hat{A}} \right) // \left( r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2 \right) \right] \cong \\ \cong 2 \cdot (1 + h_{21A}) \cdot \left[ r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}_3} // \left( r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2 \right) \right] \cong \quad (2.1.134) \\ \cong 2 \cdot h_{21A} \cdot \left( r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} // \left( r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 2 \right) \right) \cong \\ \cong 2 \cdot h_{21A} \cdot r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}} / 3.$$

Величина цього опору може досягати десятків мегаомів. Із підвищенням частоти вхідного сигналу починає позначатися шунтувальний вплив внутрішнього реактивного опору паразитної ємності колекторного переходу  $C_K$

$$Z_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = r_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} // \left[ 1 / (j\omega \cdot C_{\hat{E}}) \right], \quad (2.1.135)$$

що призводить до зменшення вхідного опору.

Для підвищення коефіцієнта послаблення синфазної вхідної напруги в диференціальний підсилювач вводять синфазний зворотний зв'язок за струмом (рис. 2.1.44).

До виходу диференціального підсилювача на біполярних транзисторах  $VT_1$  та  $VT_2$  ввімкнений аналогічний диференціальний підсилювач на біполярних транзисторах  $VT_4$  та  $VT_5$ . Напряга на його емітерному навантаженні  $R_1$  та  $R_2$  керує потенціалом бази стабілізатора струму  $VT_3$ . Таке ввімкнення забезпечує великий вхідний опір диференціального підсилювача  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}\hat{I}}$  та підвищений коефіцієнт послаблення ним синфазного сигналу  $K_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}$ .

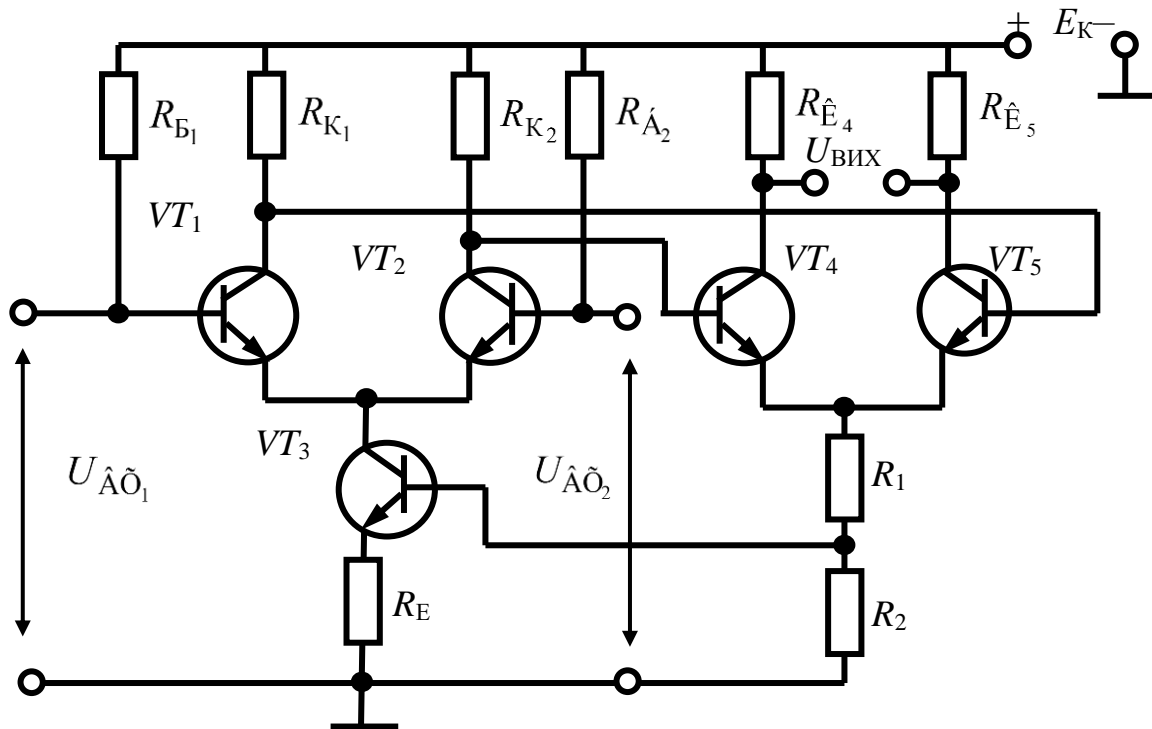


Рис. 2.1.44. Диференціальний підсилювач зі зворотним зв'язком за синфазним сигналом

Скорочено процеси в схемі за підвищення напруги синфазних вхідних сигналів описуються так:

$$\begin{aligned}
 &U_{\hat{A}\hat{O}_1} \uparrow, U_{\hat{A}\hat{O}_2} \uparrow \rightarrow U_{\hat{A}_1} \uparrow, U_{\hat{A}_2} \uparrow \rightarrow {}^2\hat{E}_1 \uparrow, {}^2\hat{E}_2 \uparrow \rightarrow U_{\hat{E}_1} \downarrow, U_{\hat{E}_2} \downarrow \rightarrow \\
 &\rightarrow U_{\hat{A}_4} \downarrow, U_{\hat{A}_5} \downarrow \rightarrow {}^2\hat{E}_4 \downarrow, {}^2\hat{E}_5 \downarrow \rightarrow (I_{\hat{A}_4} + I_{\hat{A}_5}) \downarrow \rightarrow U_{R_2} \downarrow = (I_{\hat{A}_4} + I_{\hat{A}_5}) \cdot R_2 \rightarrow \\
 &\rightarrow U_{\hat{A}_3} \downarrow \rightarrow I_{\hat{A}_3} \downarrow \rightarrow {}^2\hat{E}_3 \downarrow \rightarrow (I_{\hat{A}_1} + I_{\hat{A}_2}) \downarrow \rightarrow {}^2\hat{E}_1 \downarrow, {}^2\hat{E}_2 \downarrow.
 \end{aligned}$$

Наявність синфазного зворотного зв'язку підвищує стабілізуючу дію за синфазного вхідного сигналу  $U_{ВХСФ}$ .

Отже, диференціальні підсилювачі характеризуються балансними методами зменшення дрейфу нуля, широким діапазоном вхідних опорів й великим їх значенням для синфазних сигналів, значним вихідним опором. Наявність двох входів диференціального підсилювача дає можливість використовувати їх для множення сигналів.

### 2.1.10. Транзисторні струмові «дзеркала» та підсилювальні каскади на їх основі

В інтегральній схемотехніці широко використовуються керовані напругою або струмом джерела струму. Це кола, які живлять навантаження певним струмом або відбирають певний струм від нього.



Спрощену схему двотранзисторного керуваного джерела струму наведено на рис. 2.1.45. У цьому джерелі струм  $I_2$  однозначно пов'язаний із величиною опору  $R_i$  і ЕРС  $E_{\Gamma}$ . Для спрощення аналізу будуть розглядатися схеми, виконані на повністю ідентичних транзисторах, у яких  $h_{21\dot{A}_i} = h_{21\dot{A}_j} \gg 1$ . Технологічно це легко досягається при виготовленні транзисторів за інтегральною технологією на загальному кристалі.

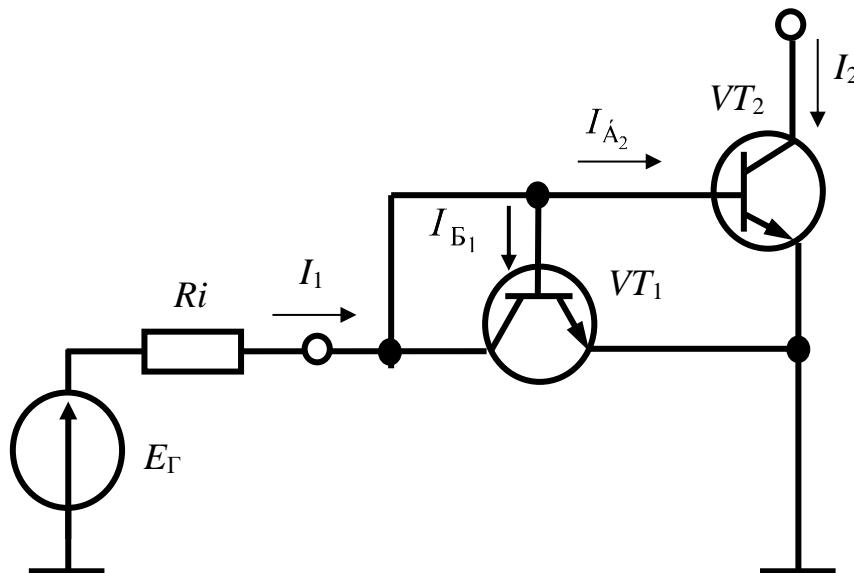


Рис. 2.1.45. Двотранзисторне струмове дзеркало

На схемі (рис. 2.1.45) біполярні транзистори  $VT_1$  і  $VT_2$  ввімкнені за схемою зі спільним емітером, причому біполярний транзистор  $VT_1$  увімкнений за діодною схемою, оскільки його база з'єднана з колектором. Іншими словами, біполярний транзистор  $VT_1$  увімкнений за схемою зі спільним емітером та стопроцентним зворотним зв'язком, оскільки його вихід (колектор) з'єднаний безпосередньо з входом (базою). Переходи база-емітер біполярних транзисторів  $VT_1$  та  $VT_2$  ввімкнені паралельно, тобто  $U_{\dot{A}_1\dot{A}} = U_{\dot{A}_2\dot{A}}$ . Тому, за повної ідентичності біполярних транзисторів

$$I_{\dot{A}_1} = I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{A}}; \quad (2.1.136)$$

$$I_{\dot{A}_1} = (1 + h_{21\dot{A}}) \cdot I_{\dot{A}_1} = I_{\dot{A}_2} = (1 + h_{21\dot{A}}) \cdot I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{A}}; \quad (2.1.137)$$

$$I_{\dot{E}_1} = h_{21\dot{A}_1} \cdot I_{\dot{A}_1} = h_{21\dot{A}_2} \cdot I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{E}_2} = I_2. \quad (2.1.138)$$

З урахуванням цього вхідний керуючий струм  $I_1$  описується виразом

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{\dot{E}_1} + I_{\dot{A}_1} + I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{E}_1} + 2 \cdot I_{\dot{A}} = I_{\dot{E}_1} + 2 \cdot \frac{I_{\dot{E}_1}}{h_{21\dot{A}}} = I_{\dot{E}_1} \cdot \left( 1 + \frac{2}{h_{21\dot{A}}} \right) = \\ &= I_{\dot{E}_2} \cdot \left( 1 + \frac{2}{h_{21\dot{A}}} \right) = I_2 \cdot \left( 1 + \frac{2}{h_{21\dot{A}}} \right). \end{aligned} \quad (2.1.139)$$

З іншого боку, згідно з другим законом Кірхгофа,  $E_{\tilde{A}} = U_{R_i} + U_{\dot{A}\dot{A}} = I_1 \cdot R_i + U_{\dot{A}\dot{A}}$ . Тоді струм керування пов'язаний із параметрами схеми співвідношенням

$$I_1 = \frac{E_{\tilde{A}} - U_{\dot{A}\dot{A}}}{R_i}. \quad (2.1.140)$$

Для зменшення впливу параметрів біполярних транзисторів на вхідний струм слід вибрати  $R_i \gg h_{11E}$  ( $h_{11E}$  – вхідний диференційний опір біполярного транзистора, ввімкненого за схемою зі спільним емітером) і  $E_{\tilde{A}} \gg U_{\dot{A}\dot{A}}$ , тоді

$$I_1 \approx \frac{E_{\tilde{A}}}{R_i}. \quad (2.1.141)$$

Вихідний струм керуваного джерела  $I_2$  співвідноситься до вхідного струму  $I_1$ , з урахуванням (2.1.139) і  $h_{21E} > 1$ , як

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_2}{I_2 \cdot \left(1 + \frac{2}{h_{21\dot{A}}}\right)} = \frac{h_{21\dot{A}}}{h_{21\dot{A}} + 2} = 1 - \frac{2}{h_{21\dot{A}} + 2} \approx 1 - \frac{2}{h_{21\dot{A}}}. \quad (2.1.142)$$

Отже, у керуваному джерелі струму при використанні ідентичних біполярних транзисторів вихідний струм  $I_2$  дорівнює вхідному струму  $I_1$ , тільки протилежно направлений. Тому таке джерело струму іноді називають *відбивачем струму* або *струмовим дзеркалом*.

Відношення струмів  $I_2 / I_1$  (2.1.142) відрізняється від одиниці на  $2 / h_{21E}$ , тобто залежить від параметрів біполярних транзисторів. Ця залежність зменшується в тритранзисторному керуваному джерелі струму (рис. 2.1.46). Для цієї схеми також використовують ідентичні біполярні транзистори. Біполярний транзистор  $VT_1$  увімкнений за діодною схемою. Переходи база-емітер біполярних транзисторів  $VT_1$  та  $VT_3$  ввімкнені паралельно, тому  $U_{\dot{A}\dot{A}_1} = U_{\dot{A}\dot{A}_3}$ , а  $I_{\dot{A}_1} = I_{\dot{A}_3}$

$$I_{\hat{E}_1} = h_{21E} \cdot I_{\dot{A}_1} = h_{21E} \cdot I_{\dot{A}_3} = I_{\hat{E}_3}. \quad (2.1.143)$$

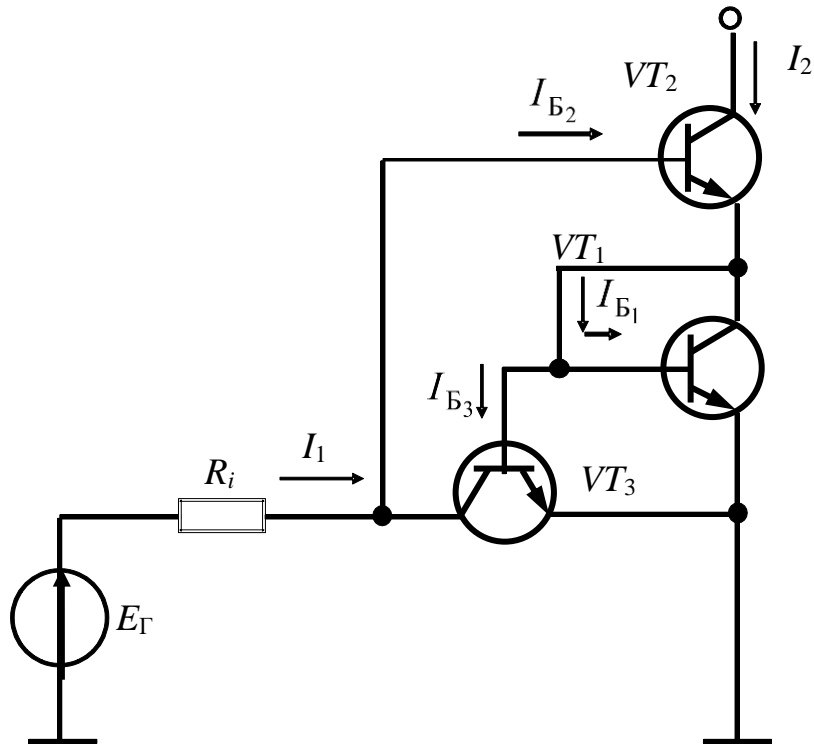


Рис. 2.1.46. Тритранзисторне струмове дзеркало

Схема ввімкнення біполярного транзистора  $VT_2$  відрізняється від двох інших, тому їх базові струми в загальному випадку різні  $I_{\dot{A}_2} \neq I_{\dot{A}_1} = I_{\dot{A}_3}$ , струм колектора транзистора

$$I_{\hat{E}_2} = I_2 = h_{21E} \cdot I_{\dot{A}_2}. \quad (2.1.144)$$

З одного боку, струм емітера біполярного транзистора  $VT_2$

$$I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{A}_2} \cdot (1 + h_{21E}), \quad (2.1.145)$$

а з іншого

$$I_{\dot{A}_2} = I_{\hat{E}_1} + I_{\dot{A}_1} + I_{\dot{A}_3} = I_{\hat{E}_1} + 2 \cdot I_{\dot{A}_3} = I_{\dot{A}_3} \cdot (h_{21E} + 2). \quad (2.1.146)$$

Тоді прирівнюючи праві частини рівнянь (2.1.145) та (2.1.146):

$${}^2_{\dot{A}_2} = {}^2_{\dot{A}_3} \cdot \frac{h_{21\dot{A}} + 2}{h_{21\dot{A}} + 1}. \quad (2.1.147)$$

Оскільки

$$I_1 = I_{\hat{E}_3} + I_{\dot{A}_2} = I_{\dot{A}_3} \cdot h_{21E} + I_{\dot{A}_2}, \quad (2.1.148)$$

то враховуючи (2.1.144) та (2.1.147), відношення вхідного та вихідного струмів

$$\begin{aligned}
\frac{I_2}{I_1} &= \frac{h_{21\dot{A}} \cdot \overset{2}{\dot{A}}_2}{\overset{2}{\dot{A}}_3 \cdot h_{21\dot{A}} + \overset{2}{\dot{A}}_2} = \frac{h_{21\dot{A}} \cdot \overset{2}{\dot{A}}_3 \cdot \frac{h_{21\dot{A}} + 2}{h_{21\dot{A}} + 1}}{h_{21\dot{A}} \cdot \overset{2}{\dot{A}}_3 + \overset{2}{\dot{A}}_3 \cdot \frac{h_{21\dot{A}} + 2}{h_{21\dot{A}} + 1}} = \\
&= \frac{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2)}{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 1) + h_{21\dot{A}} + 2} = \frac{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2)}{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2) + 2} = \\
&= 1 - \frac{2}{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2) + 2} \approx 1 - \frac{2}{h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2)}.
\end{aligned}
\tag{2.1.149}$$

У цьому випадку похибка відношення струмів внаслідок приблизного оцінювання буде становити  $2/[h_{21\dot{A}} \cdot (h_{21\dot{A}} + 2)]$ , що значно менше похибки двотранзисторної схеми (2.1.141), яка складає величину  $2/h_{21\dot{A}}$ . Тобто в тритранзисторному джерелі струму відношення вхідного та вихідного струмів значно менше залежить від параметрів біполярних транзисторів, ніж у двотранзисторному.

Іноді використовують більш просте кероване напругою джерело струму на одному біполярному транзисторі (рис. 2.1.47).

Для цієї схеми

$$I_2 = I_{\dot{E}} = h_{21E} \cdot I_{\dot{A}} \gg I_{\dot{A}} = I_1; \tag{2.1.150}$$

$$U_{R_{\dot{A}}} = I_{\dot{A}} \cdot R_{\dot{A}} = (I_2 + I_1) \cdot R_{\dot{A}} = I_2 \cdot R_{\dot{A}}; \tag{2.1.151}$$

$$E_{\tilde{A}} = U_{\dot{A}\dot{A}} + U_{R_E} = U_{\dot{A}\dot{A}} + I_{\dot{A}} \cdot R_{\dot{A}} \approx U_{\dot{A}\dot{A}} + I_{\dot{E}} \cdot R_{\dot{A}} = U_{\dot{A}\dot{A}} + I_2 \cdot R_{\dot{A}}. \tag{2.1.152}$$

Для реальних біполярних транзисторів  $U_{\dot{A}\dot{A}} < 1 \text{ В}$ , то умова  $E_{\tilde{A}} \gg U_{\dot{A}\dot{A}}$  легко виконується. Тоді рівняння (2.1.152) можна записати в наближеному вигляді

$$E_{\tilde{A}} = I_2 \cdot R_{\dot{A}}. \tag{2.1.153}$$

Отже вихідний струм такого джерела знаходять за формулою

$$I_2 = \frac{E_{\tilde{A}}}{R_{\dot{A}}} \tag{2.1.154}$$

і майже не залежить від величини опору навантаження.

У розглянутих схемах керованих джерел струму вихідний опір визначається диференціальним опором зміщеного у зворотному напрямку колекторного переходу  $r_{\dot{E}\dot{A}\dot{E}\dot{O}}^*$ . Оскільки цей опір достатньо великий, то він сильно протидіє зміні струму.

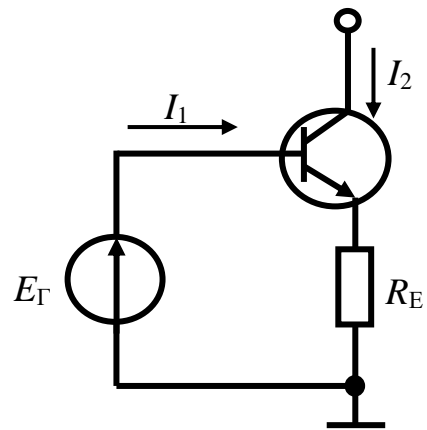


Рис. 2.1.47. Однотранзисторне кероване джерело струму

Керовані напругою чи струмом струмові джерела широко використовуються в підсилювачах. На рис. 2.1.48 наведено принципову схему керованого струмом диференціального підсилювача зі струмовим виходом.

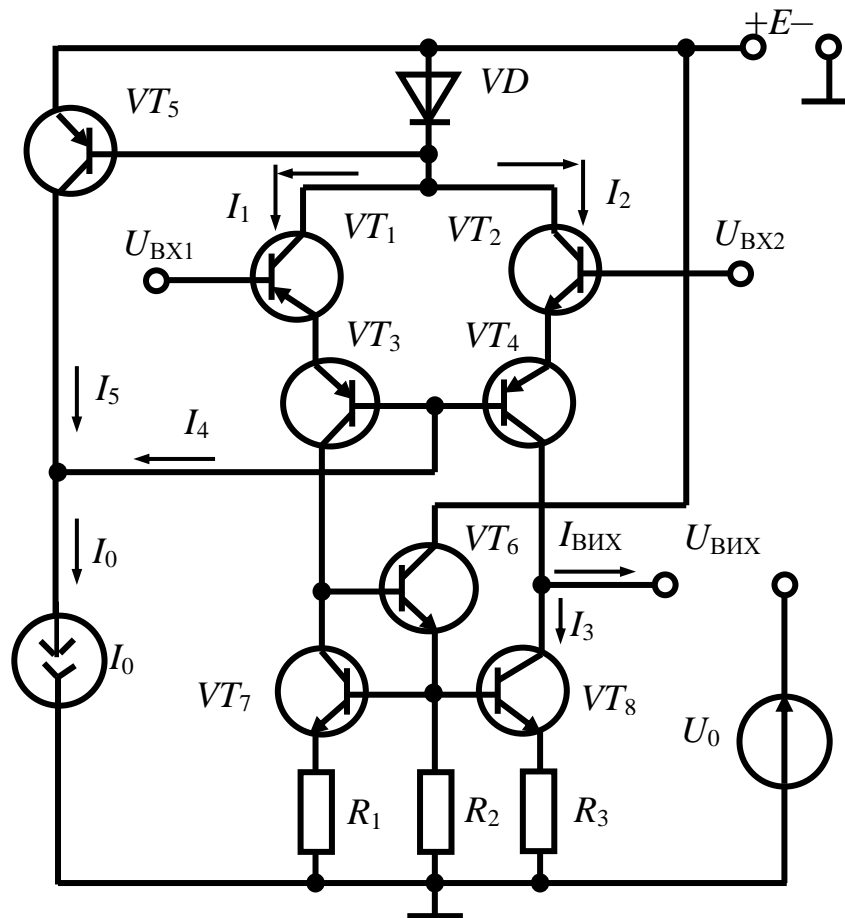


Рис. 2.1.48. Керований струмом диференціальний підсилювач напруги зі струмовим виходом

Такий диференціальний підсилювач має високий вхідний опір та великий коефіцієнт послаблення синфазного сигналу. Керування параметрами диференціального підсилювача забезпечується за допомогою генератора стабільного постійного струму  $I_0$ .

На біполярних транзисторах  $VT_1 \dots VT_4$  складено диференціальний підсилювач із високоомним динамічним навантаженням  $VT_7, VT_8$ . Біполярні транзистори  $VT_1, VT_2$  увімкнені за схемою зі спільним колектором, що забезпечує високий вхідний опір підсилювача, а біполярні транзистори  $VT_3, VT_4$  увімкнені за схемою зі спільною базою, що забезпечує підсилення в широкому діапазоні частот. Колекторні навантаження плечей диференціального підсилювача  $(VT_7 + R_1)$  і  $(VT_8 + R_3)$  керуються за допомогою емітерного повторювача на біполярному транзисторі  $VT_6$ . Цей підсилювач має симетричний диференціальний вихід. Рівень початкової вихідної напруги не дорівнює нулю, а забезпечується генератором постійної напруги  $U_0$ . Для спрощення аналізу припускають, що всі біполярні транзистори ідентичні, їх диференціальні коефіцієнти підсилення

$h_{21\dot{A}} \gg 1$ , тоді струми емітера та колектора  $I_{\dot{A}} \cong I_{\hat{E}}$ . Джерело постійного струму  $I_0$  стабілізує струм  $I_4$  та  $I_5$

$$I_0 = I_4 + I_5 = \text{const.} \quad (2.1.155)$$

Кероване джерело струму на біполярному транзисторі  $VT_5$  й діоді  $VD$  аналогічне до струмового дзеркала (див. рис. 2.1.45), тільки тут біполярні транзистори мають іншу електропровідність (рис. 2.1.49).

У такому керованому джерелі струми пов'язані співвідношенням

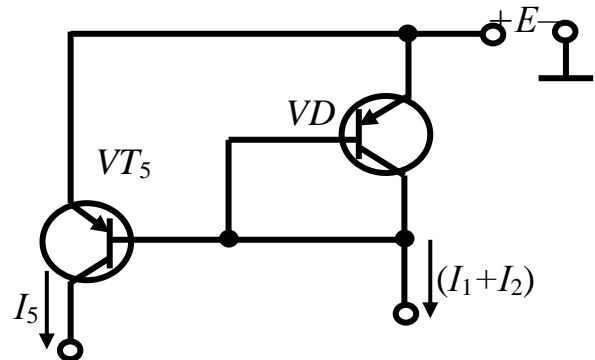


Рис. 2.1.49. Кероване джерело струму

$$\frac{I_5}{I_1 + I_2} = \frac{h_{21\dot{A}}}{h_{21\dot{A}} + 2}. \quad (2.1.156)$$

Звідки

$$I_5 = (I_1 + I_2) \cdot \frac{h_{21\dot{A}}}{h_{21\dot{A}} + 2}. \quad (2.1.157)$$

Струм

$$I_4 = I_{\dot{A}3} + I_{\dot{A}4}, \quad (2.1.158)$$

де  $I_{B3}$ ,  $I_{B4}$  – струми баз біполярних транзисторів  $VT_3$  і  $VT_4$  відповідно

$$I_{\dot{A}3} = \frac{I_{\dot{A}3}}{1 + h_{21\dot{A}}}, \quad I_{\dot{A}4} = \frac{I_{\dot{A}4}}{1 + h_{21\dot{A}}}.$$

Оскільки

$$I_{\dot{A}3} = I_{\dot{A}1} = I_{\hat{E}1} + I_{\dot{A}1} \approx I_{\hat{E}1} = I_1, \quad I_{\dot{A}4} = I_{\dot{A}2} = I_{\hat{E}2} + I_{\dot{A}2} \approx I_{\hat{E}2} = I_2, \quad (2.1.159)$$

то

$$I_4 = \frac{I_{\dot{A}1}}{1 + h_{21\dot{A}}} + \frac{I_{\dot{A}2}}{1 + h_{21\dot{A}}} = (I_1 + I_2) \cdot \frac{1}{1 + h_{21\dot{A}}}. \quad (2.1.160)$$

Тоді стабільний струм генератора  $I_0$  пов'язаний з іншими струмами підсилувача такими співвідношеннями:

$$\begin{aligned} I_0 &= (I_5 + I_4) = (I_1 + I_2) \cdot \frac{h_{21\dot{A}}}{h_{21\dot{A}} + 2} + (I_1 + I_2) \cdot \frac{1}{1 + h_{21\dot{A}}} = \\ &= (I_1 + I_2) \cdot \left[ \frac{h_{21\dot{A}}}{h_{21\dot{A}} + 2} + \frac{1}{h_{21\dot{A}}} \right] = (I_1 + I_2) \cdot \left[ 1 - \frac{2}{h_{21\dot{A}} + 2} + \frac{1}{h_{21\dot{A}}} \right] \approx I_1 + I_2. \end{aligned} \quad (2.1.161)$$

Тобто споживаний підсилювачем струм  $(I_1 + I_2)$  підтримується стабільним за допомогою генератора струму  $I_0$  та не залежить від величини вхідних сигналів. Змінюючи струм  $I_0$ , можна змінювати режим підсилювача, а також його характеристики.

З виразу (2.1.160) можна отримати  $I_1 + I_2 = I_4 \cdot (1 + h_{21E})$ , тоді вираз (2.1.156) набуває вигляду

$$\frac{I_5}{I_1 + I_2} = \frac{I_5}{I_4 \cdot (1 + h_{21A})} = \frac{h_{21A}}{h_{21A} + 2},$$

а

$$\frac{I_5}{I_4} = \frac{h_{21A} \cdot (1 + h_{21A})}{h_{21A} + 2} \approx h_{21A} - \text{const.} \quad (2.1.162)$$

Звідси, з урахуванням (2.1.155) можна зробити висновок, що генератор струму  $I_0$  стабілізує як суму струмів  $(I_5 + I_4)$ , так і окремо взяті струми  $I_4$  та  $I_5$ . Якщо  $U_{\hat{A}\tilde{O}_1} = U_{\hat{A}\tilde{O}_2}$ , то  $I_1 = I_2 = I_3$  а  $I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} = I_2 - I_3 = 0$ . Припустимо, що на першому вході напруга збільшилась, а на другому – зменшилась на  $\Delta U_{BX}$ , тобто

$$U'_{\hat{A}\tilde{O}_1} = U_{\hat{A}\tilde{O}_1} + \Delta U_{\hat{A}\tilde{O}}, \quad U'_{\hat{A}\tilde{O}_2} = U_{\hat{A}\tilde{O}_2} - \Delta U_{\hat{A}\tilde{O}}. \quad (2.1.163)$$

Тоді скорочено аналіз роботи підсилювача можна записати так:

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\tilde{O}_1} \uparrow &\rightarrow U_{\hat{A}_1} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_1} \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}_1} \uparrow = I_1 \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_3} \uparrow \rightarrow I_{\hat{E}_3} \uparrow \\ I_1 \uparrow &\rightarrow U_{\hat{E}_3} \uparrow = I_{\hat{E}_3} \uparrow R_{\hat{E}} \rightarrow U_{\hat{A}_6} \uparrow \rightarrow U_{\hat{A}_6} \uparrow \rightarrow R_{VT_8} \downarrow \rightarrow I_3 \uparrow. \\ U_{\hat{A}\tilde{O}_2} \downarrow &\rightarrow U_{\hat{A}_2} \downarrow \rightarrow I_{\hat{A}_2} \downarrow \rightarrow I_{\hat{E}_2} \downarrow = I_2 \downarrow \rightarrow I_{\hat{A}_4} \downarrow \rightarrow I_{\hat{E}_4} \downarrow \approx I_2 \downarrow. \\ I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} \downarrow &= I_2 \downarrow - I_3 \uparrow. \end{aligned} \quad (2.1.164)$$

Тобто вихідний струм підсилювача  $I_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}}$  зменшиться (відносно нуля, буде протікати справа наліво за схемою) як внаслідок збільшення  $U_{\hat{A}\tilde{O}_1}$ , так і внаслідок зменшення  $U_{\hat{A}\tilde{O}_2}$ . Якщо вхідні напруги будуть змінюватися навпаки, то вихідний струм буде протікати зліва направо за схемою. Якщо  $U_{\hat{A}\tilde{O}_2}$  збільшується, а  $U_{\hat{A}\tilde{O}_1}$  залишається незмінною, тобто  $U'_{\hat{A}\tilde{O}_2} = U_{\hat{A}\tilde{O}_2} + \Delta U_{\hat{A}\tilde{O}}$ , а  $U_{\hat{A}\tilde{O}_1} - \text{const}$ , тоді

$$\begin{aligned}
U_{\hat{A}\hat{O}_2} \uparrow \rightarrow U_{\hat{A}_2} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_2} \uparrow \rightarrow I_2 \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_4} \uparrow \rightarrow I_{\hat{A}_3} \downarrow = \\
= I_4 - I_{\hat{A}_4} \uparrow (I_4 - \text{const}) \rightarrow I_{\hat{E}_3} \uparrow \rightarrow U_{\hat{E}_3} \downarrow \rightarrow U_{\hat{A}_6} \downarrow \rightarrow \\
\rightarrow U_{\hat{A}_8} \downarrow \rightarrow R_{VT_8} \uparrow \rightarrow I_3 \downarrow.
\end{aligned}
\tag{2.1.165}$$

$$I_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \uparrow \uparrow = I_2 \uparrow - I_3 \downarrow.$$

Отже, вихідний струм диференціального підсилювача змінюється пропорційно до різниці вхідних сигналів незалежно від того, як вони подаються. При синфазній зміні вхідних сигналів синфазно повинні змінюватися струми  $I_1$  та  $I_2$  і, відповідно, струми  $I_{B3}$  й  $I_{B4}$ , але генератор  $I_0$  перешкоджає зміні  $(I_{\hat{A}_3} + I_{\hat{A}_4}) = I_4$ , оскільки  $I_4 - \text{const}$ . Отже, джерело стабільного струму  $I_0$  забезпечує зворотний зв'язок, що виключає синфазну зміну струмів пліч диференціального підсилювача  $I_1$  та  $I_2$ . Ці обставини значно підвищують коефіцієнт послаблення синфазного сигналу  $K_{\text{Посл СФ}}$ .

### 2.1.11. Підсилювачі електричних сигналів із динамічним навантаженням

Підсилювальні каскади з динамічним або активним навантаженням можна отримати з розглянутих раніше резистивних каскадів на біполярних та польових транзисторах шляхом заміни в них резистивних навантажень (у колі колектора  $R_{\hat{E}}$  – для каскадів на біполярному транзисторі, увімкненого за схемами зі спільним емітером та спільною базою; у колі емітера  $R_{\hat{A}}$  – для каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою зі спільним колектором, у колі стоку  $R_{\hat{N}}$  для каскаду на польовому транзисторі, увімкненого за схемою зі спільним виток, у колі виток  $R_{\hat{A}}$  для каскаду на польовому транзисторі, увімкненого за схемою зі спільним стоком відповідно) на підсилювальний елемент.

У цьому випадку резистивним навантаженням буде вихідний опір цього транзистора (біполярного або польового) змінному струму – вихідний диференційний опір  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\approx}$ , який значно (на декілька порядків) перевищує вихідний опір транзистора постійному струму  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}_-} \cdot (R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\approx} \gg R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}_-})$ .

Цей додатковий транзистор (біполярний або польовий) і буде динамічним навантаженням.

У подальшому буде розглянуто схеми підсилювачів на біполярних транзисторах.

Завдяки такому схемному рішенню в підсилювачі з динамічним навантаженням можна отримати великий опір зв'язку за малих втрат на ньому постійної напруги живлення.

Цього не вдалося б зробити у звичайному резистивному підсилювачі, оскільки спроби збільшити в ньому опір резистора зв'язку (з метою підвищення коефіцієнта підсилення за напругою  $K_{UE}$  підсилювача на біполярному транзисторі



зі спільним емітером, а також коефіцієнтів підсилення за напругою та струмом для підсилювачів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемами, відповідно, зі спільним колектором  $K_{UK}$ ,  $K_{IK}$  і спільною базою  $K_{UA}$ ,  $K_{IA}$  призводить до зростання втрат постійної напруги на ньому (та відповідно додаткових втрат потужності). Для компенсації цих втрат, необхідно б було збільшувати ЕРС ДЖ, а це, своєю чергою, підвищувало б ймовірність виникнення електричного пробоя транзисторів і мікросхем, а також призвело б до подорожчання й збільшення розмірів останніх, тому що резистор із більшим опором займає відповідно й більшу площу на кристалі мікросхеми.

### 2.1.11.1 Базова схема підсилювача з динамічним навантаженням

Слід розглянути особливості схемотехніки декількох підсилювальних каскадів із динамічним навантаженням.

На рис. 2.1.50 зображено найпростішу схему підсилювача на біполярному транзисторі з динамічним навантаженням.

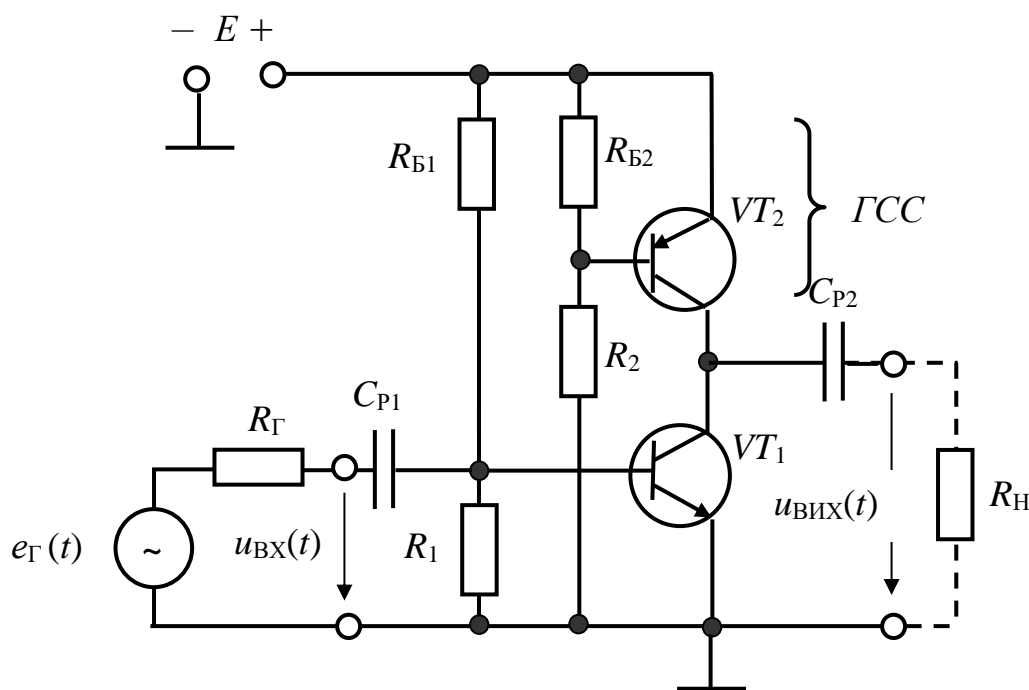


Рис. 2.1.50. Базова схема підсилювача на біполярному транзисторі з динамічним навантаженням

Тут підсилювальним елементом каскаду є біполярний транзистор  $VT_1$   $n-p-n$ -типу, увімкнений за схемою зі спільним емітером, із фіксованим потенціалом бази, який забезпечує подільник напруги зсуву, утворений із резисторів  $R_{A_1}$ ,  $R_1$ .

Біполярний транзистор  $VT_2$   $p-n-p$ -типу зі своїм подільником напруги зсуву, утворений із резисторів  $R_{A_2}$ ,  $R_2$  і є динамічним навантаженням підсилювального елемента. Вихідні кола обох біполярних

транзисторів відносно ДЖ ( $E_{ж}$ ) ввімкнено послідовно. Отже, початкові постійні колекторні струми біполярних транзисторів  $VT_2$  і  $VT_1$  будуть рівні один одному.

Таке з'єднання біполярних транзисторів  $VT_2$  і  $VT_1$  є сприятливим для стабілізації режиму живлення за постійним струмом кожного із цих біполярних транзисторів.

Необхідне динамічне навантаження з великим опором змінному струму може бути отримане тільки з боку колекторного виводу біполярного транзистора  $VT_2$ , тобто тільки тоді, коли як навантаження підсилювального елемента використовується біполярний транзистор із протилежною структурою в порівнянні зі структурою підсилювального елемента—біполярний транзистор  $VT_1$ .

Із сім'ї вихідних статичних ВАХ біполярного транзистора  $VT_2$  (рис. 2.1.51) видно, що його вихідний опір змінному струму  $R_{вих} \approx$  у вибраній точці початкового режиму

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \approx \frac{1}{h_{22\hat{A}VT_2}} = \frac{\Delta U_{\hat{A}VT_2}}{\Delta I_{\hat{E}VT_2}}, \text{ за } I_{\hat{A}} = I_{\hat{A}_0VT_2} = \text{const},$$

буде значно перевищувати його вихідний опір постійному струму  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}-} = \frac{U_{\hat{A}_0VT_2}}{I_{\hat{E}_0VT_2}}, \text{ за } I_{\hat{A}} = I_{\hat{A}_0VT_2} = \text{const}.$$

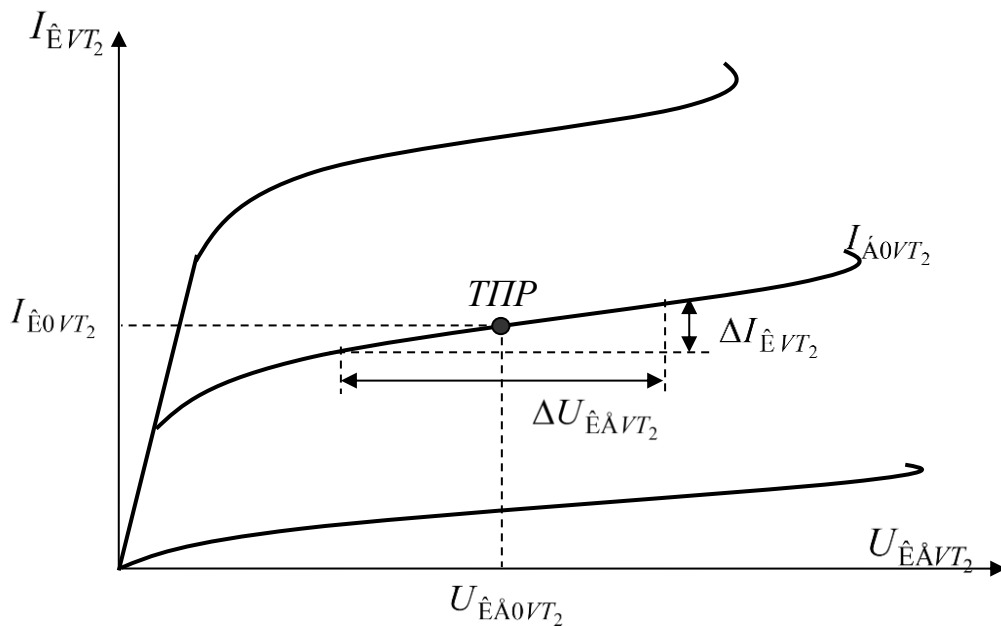


Рис. 2.1.51. Сім'я вихідних статичних ВАХ біполярного транзистора  $VT_2$

Високий опір динамічного навантаження дозволяє вважати його генератором стабільного струму.

*Генератор стабільного струму*— це пристрій, який за своїми характеристиками наближається до ідеального джерела струму з нескінченно великим вихідним опором. Струм такого джерела не залежить від зміни параметрів електричного кола, у якому він протікає. У генераторі стабільного

струму динамічний (диференційний) опір, тобто опір змінному струму завжди значно більший (на декілька порядків) за його опір постійному струму.

### 2.1.11.2 Підсилювач із динамічним навантаженням із покращеними характеристиками

У схемі підсилювача з динамічним навантаженням із покращеними характеристиками (рис. 2.1.52) схема генератора стабільного струму більш складною, ніж в базовій (див. рис. 2.1.50). При цьому, як і в базовій, вона використовується як динамічний опір для змінного струму й стабілізатора режиму живлення підсилювального елемента постійним струмом. Підсилювач із динамічним навантаженням, зображений на рис. 2.1.52, є подальшим удосконаленням базової схеми (див. рис. 2.1.50).

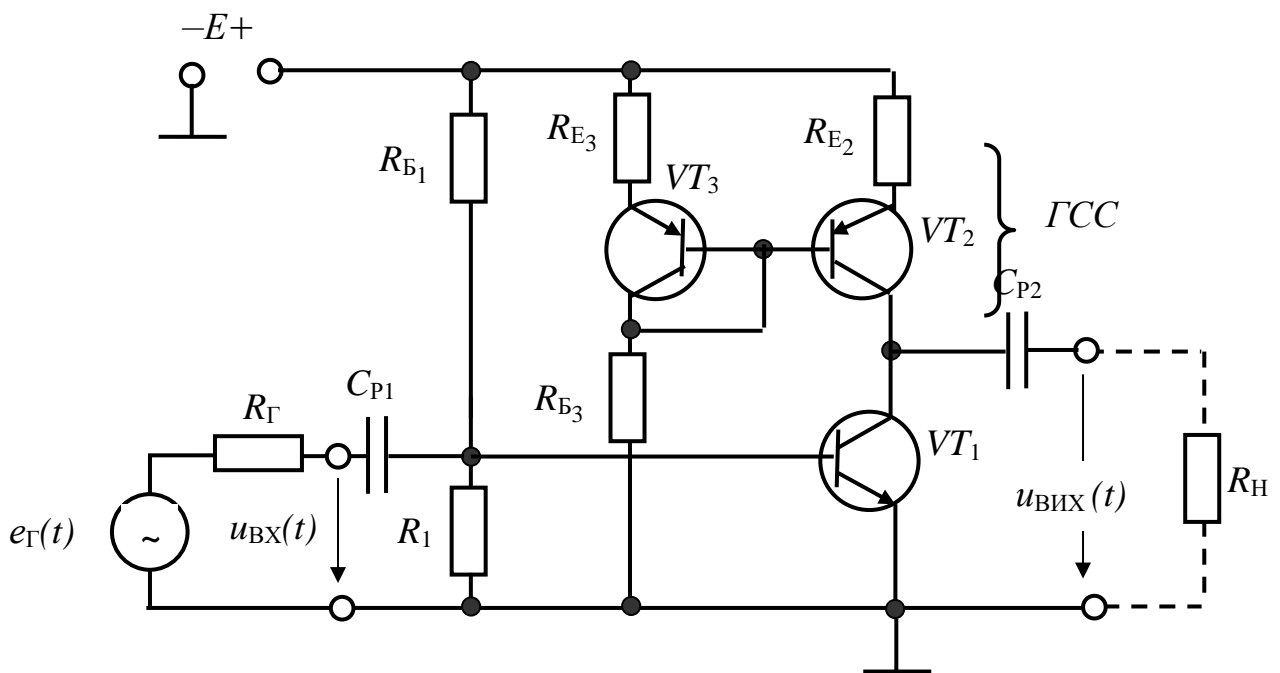


Рис. 2.1.52. Підсилювач із динамічним навантаженням із покращеними характеристиками

На схемі, зображеній на рис. 2.1.52, генератором стабільного струму є комбінація резистора  $R_{\dot{A}_2}$  та біполярного транзистора  $VT_2$  з подільником напруги зсуву, утвореного з послідовно з'єднаних резистора  $R_{\dot{A}_3}$ , біполярного транзистора  $VT_3$  у діодному ввімкненні й резистора  $R_{\dot{A}_3}$ .

Резистор  $R_{\dot{A}_2}$ , ввімкнений в емітерне коло біполярного транзистора  $VT_2$ , створює для нього послідовний відносно входу та виходу негативний зворотний зв'язок за змінним й постійним струмами.

Негативний зворотний зв'язок за змінним струмом істотно збільшує вихідний опір біполярного транзистора  $VT_2$ , внаслідок чого динамічне

навантаження у вигляді комбінації  $VT_2, R_{\hat{A}_2}$  (генератор стабільного струму) виходить більш високоомний, ніж у базовій схемі (див.рис. 2.1.50).

Негативний зворотний зв'язок за постійним струмом стабілізує постійний струм колектора біполярного транзистора  $VT_2 I_{\hat{E}0_2}$  та, відповідно, постійний струм колектора підсилювального елемента на біполярному транзисторі  $VT_1 I_{\hat{E}0_1}$ , оскільки в послідовному колі  $I_{\hat{E}0_1} = I_{\hat{E}0_2}$ . На додаток до цього в подільник напруги зсуву генератора стабільного струму ( $VT_2, R_{\hat{A}_2}$ ) ввімкнений за діодною схемою біполярний транзистор  $VT_3$  для додаткової температурної стабілізації струмів  $I_{\hat{E}0_1}$  і  $I_{\hat{E}0_2}$ . Замість біполярного транзистора  $VT_3$  можна було б ввімкнути напівпровідниковий діод або терморезистор із негативним температурним коефіцієнтом, але для інтегральної технології більш зручним є біполярний транзистор, у якому не становить проблеми об'єднати виводи бази й колектора.

Механізм стабілізації постійного колекторного струму генератором стабільного струму за допомогою напівпровідникового діода (або біполярного транзистора в діодному ввімкненні) у подільнику напруги зсуву генератора стабільного струму за зміни температури навколишнього середовища такий:

нехай, наприклад, температура навколишнього середовища зросла від  $T_1 = 25^\circ C$  до  $T_2 = T_1 + \Delta T$ , що призведе до зсуву вліво прохідної ВАХ генератора стабільного струму (рис. 2.1.53). Якби напруга зсуву генератора стабільного струму була фіксованою, це призвело б до небажаного зростання його постійного струму з початкового значення  $I_{\hat{E}0 T_1}$  за температури  $T_1$  до значення  $I_{\hat{E}0 T_2}$  за температури  $T_2$  (рис. 2.1.53). Однак, за наявності біполярного транзистора  $VT_3$  в подільнику напруги зсуву цього не відбудеться: завдяки біполярному транзистору  $VT_3$  напруга зсуву, яка знімається з нього, із зростанням температури зменшується з початкового значення  $U_{\hat{A}0 T_1}$  до значення  $U_{\hat{A}0 T_2}$ , що перешкоджає зростанню постійного струму генератора стабільного струму  $I_{\hat{E}0}$  (рис. 2.1.53).

Це пояснюється тим, що за підвищення температури біполярного транзистора  $V_{T3}$  відбувається зсув його вхідної ВАХ ліворуч (рис. 2.1.54), і, оскільки струм через біполярний транзистор  $V_{T3}$  (струм подільника), який значно перевищує струм бази генератора стабільного струму, залишається незмінним, напруга на біполярному транзисторі  $V_{T3}$ , яка є напругою зсуву, зменшується від значення  $U_{\Delta 0 T_1} = U_{\Delta 0 T_1}$  до  $U_{\Delta 0 T_2} = U_{\Delta 0 T_2}$ , за якого постійний струм колектора генератора стабільного струму в режимі спокою не змінюється.

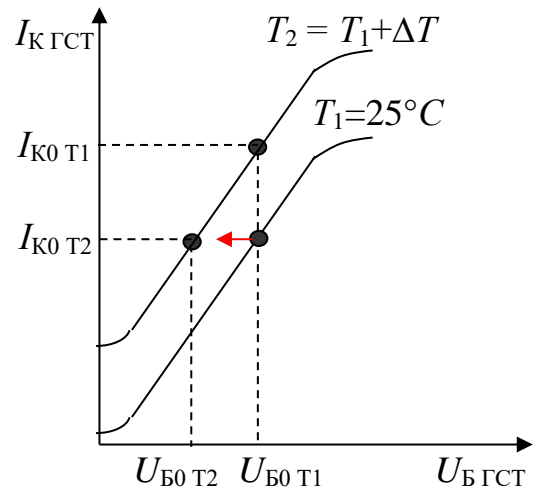


Рис. 2.1.53. Прхідна ВАХ генератора стабільного струму

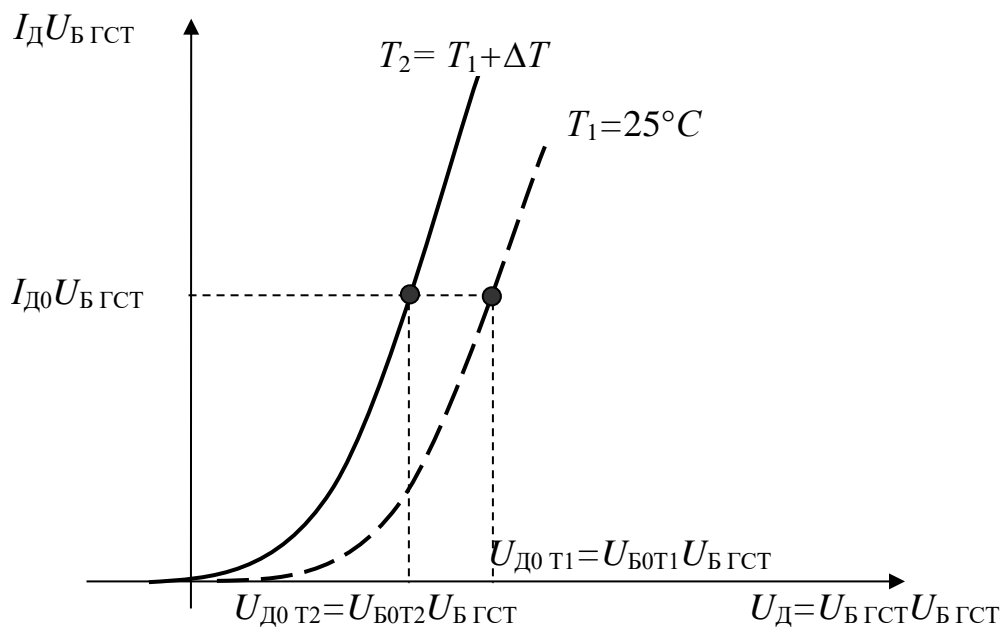


Рис. 2.1.54. Вхідні статичні ВАХ біполярного транзистора  $V_{T3}$

Отже, схема підсилювача, зображена на рис. 2.1.52, відрізняється високою стабільністю режиму роботи за постійним струмом й високоомним динамічним навантаженням.

### 2.1.12. Каскодний підсилювач електричних сигналів на біполярних транзисторах

Недоліком транзисторного підсилювача зі спільним емітером є велика власна вихідна ємність  $C_{KE}$ , яка значно обмежує величину верхньої частоти робочого діапазону:

$$\tilde{N}_{\hat{E}\hat{A}} = \tilde{N}_{\hat{E}} \cdot (1 + h_{21\hat{A}}), \quad (2.1.166)$$

де  $C_K$  – ємність колекторного переходу транзистора.

Підсилювач, реалізований за схемою зі спільною базою, має кращі частотні властивості, оскільки його вихідна ємність дорівнює  $C_K$ .

**Каскодний підсилювач** (див. рис. 2.1.55) поєднує в собі два послідовно ввімкнені біполярні транзистори, що працюють в активному режимі, причому  $VT_1$  – ввімкнений за схемою зі спільним емітером,  $VT_2$  – зі спільною базою. У цьому підсилювачі потенціали баз обох біполярних транзисторів фіксуються резистивним подільником  $R_1, R_2, R_3$ , на відміну від підсилювача з динамічним навантаженням (рис. 2.1.50), де фіксується струм бази  $VT_2$ .

Крім того, база біполярного транзистора  $VT_3$  шунтується на робочій частоті фільтруючим конденсатором  $C_3$  на корпус, а в колектор біполярного транзистора  $VT_2$  ввімкнено навантаження  $R_E$ . Така схема ввімкнення біполярних транзисторів каскодного підсилювача поєднує в ньому позитивні якості підсилювача на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільним емітером, – значний вхідний опір та значне підсилення за струмом і напругою; і підсилювача на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільною базою, – значне підсилення за напругою та підсилювальні властивості в широкому діапазоні частот. Недоліки схеми зі спільним емітером – велика вихідна ємність, схеми зі спільною базою – малий вхідний опір взаємно компенсуються. Стала часу вихідного кола каскодного підсилювача описується виразом  $t_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} = R_E \cdot C_E$ , у той самий час як для підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером стала часу буде становити  $t_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{E}} = R_E \cdot (1 + h_{21E}) \cdot C_E$ . Отже, верхня частота робочого діапазону каскодного підсилювача буде в  $(1 + h_{21E})$  разів вища, ніж підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером за однакових величин опорів резисторів колекторних навантажень  $R_K$ .

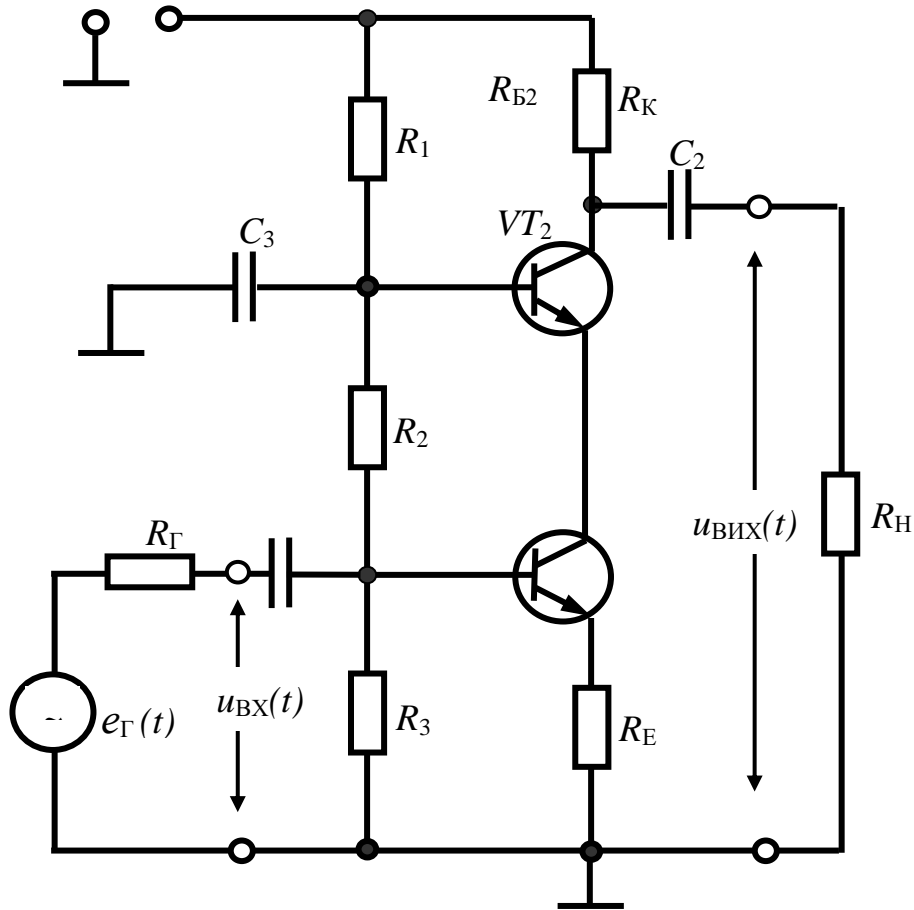


Рис.2.1.55. Принципова схема каскодного підсилювача

У початковому стані за відсутності вхідного сигналу в каскодному підсилювачі протікають початкові постійні керовані струми:

резистивного подільника  $I_{\text{під}}^0 : +E \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_3 \rightarrow \perp \rightarrow -E$ ;

бази  $VT_1$ ,  $I_{\text{А}10} : +E \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow \text{база } VT_1 \rightarrow R_{\text{А}} \rightarrow \perp \rightarrow -E$ ;

бази  $VT_2$ ,  $I_{\text{Б}20} : +E \rightarrow R_1 \rightarrow \text{база } VT_2 \rightarrow \text{емітер } VT_2 \rightarrow \text{колектор } VT_2 \rightarrow R_{\text{А}} \rightarrow \perp \rightarrow -E$ ;

колекторів  $VT_1$  та  $VT_2$ ,  $I_{\text{Е}10} = I_{\text{Е}20} : +E \rightarrow R_{\text{Е}} \rightarrow \text{емітер } VT_1 \rightarrow \text{емітер } VT_2 \rightarrow R_{\text{Е}} \rightarrow \perp \rightarrow -E$ ;

некеровані зворотні струми колекторно-базових переходів:

$VT_1$ ,  $I_{\text{КБ}1} : +\text{колектор-база } VT_1 \rightarrow R_3 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E \rightarrow$

$\rightarrow \text{колектор-емітер } VT_2 \rightarrow \text{колектор-база } VT_1$ ;

$VT_2$ ,  $I_{\text{ЕА}2} : +\text{емітер } VT_2 \rightarrow R_2 \rightarrow R_3 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E \rightarrow R_{\text{Е}} \rightarrow \text{емітер } VT_2$ .

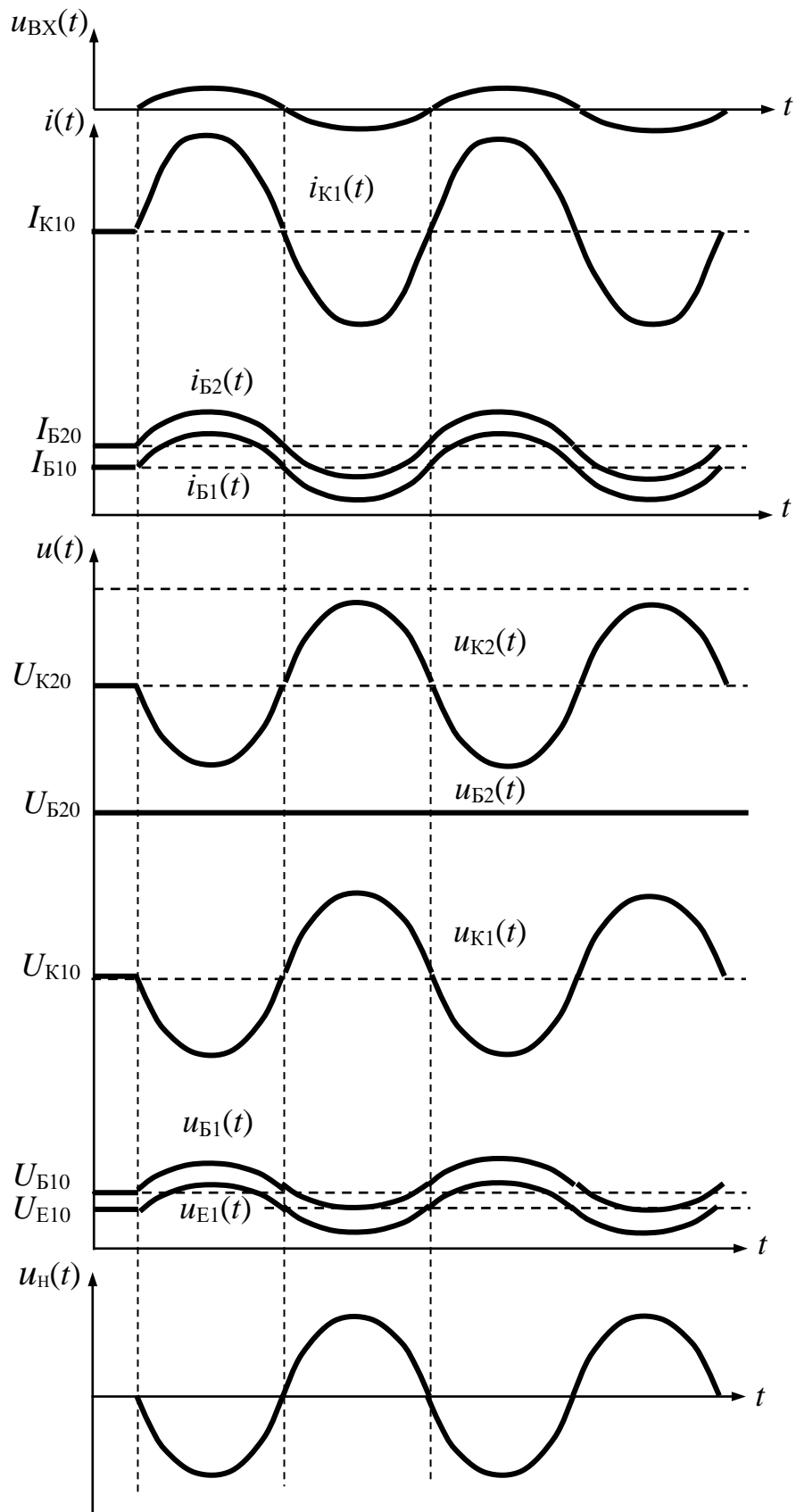


Рис. 2.1.56. Епюри напруг та струмів каскодного підсилювача

Під дією вхідної змінної напруги  $u_{BX}$  (рис. 2.1.56) буде змінюватись напруга  $u_{A1}$  та струм бази  $i_{A1}$  біполярного транзистора  $VT_1$ . Це приведе до пропорційної



збільшеної зміни струму  $i_{\hat{E}1}$  та напруги  $u_{\hat{E}1}$  колектора біполярного транзистора  $VT_1$ . Оскільки  $u_{\hat{E}1} = u_{\hat{A}2}$ , то струми бази  $i_{\hat{A}2}$  та колектора  $i_{\hat{E}2}$  біполярного транзистора  $VT_2$  будуть також змінюватися за законом зміни вхідного сигналу, що викличе пропорційну зміну напруги на колекторі  $VT_2$ . Зміна струму бази  $i_{\hat{A}2}$  біполярного транзистора  $VT_2$  буде відбуватися внаслідок розряду (збільшення  $i_{\hat{A}2}$ ) та заряду конденсатора  $C_3$ . Стала часу заряду та розряду цього конденсатора набагато більше періоду вхідного сигналу, тому, під час його дії потенціал бази  $u_{\hat{A}2}$  біполярного транзистора  $VT_2$  буде залишатися майже незмінним.

Еквівалентну схему каскодного підсилювача для середніх частот і малого сигналу наведено на рис. 2.1.57. У цій схемі конденсатори  $C_1, C_2, C_3$  та ДЖ постійної ЕРС замінені перемичками. Паразитні ємності  $p-n$ -переходів не показано, оскільки на середніх частотах їх вплив незначний. Резистор  $R_1$  також не показано, оскільки він шунтується конденсатором  $C_2$ .

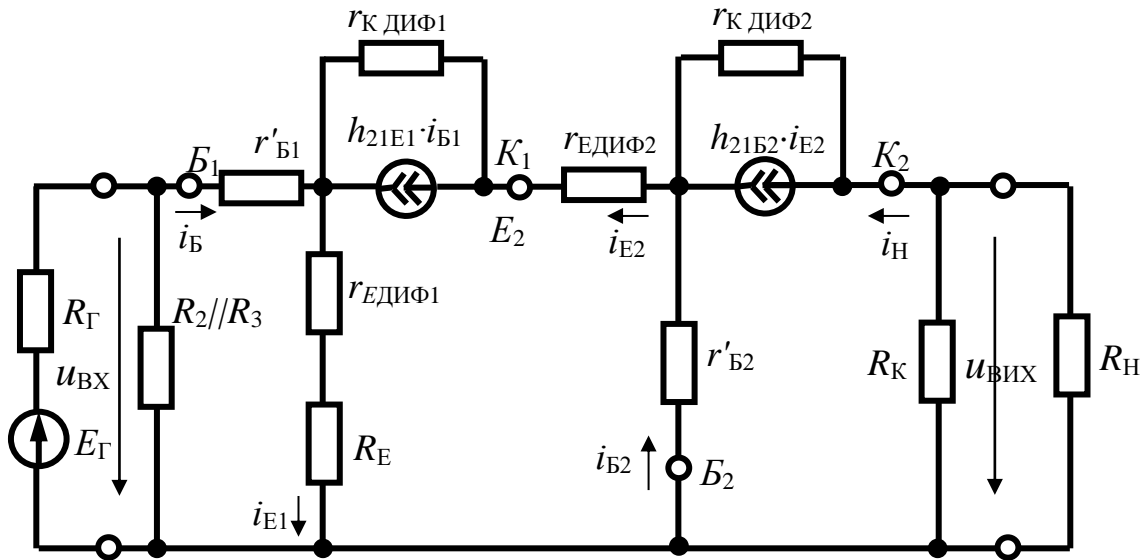


Рис. 2.1.57. Еквівалентна схема каскодного підсилювача

Оскільки  $r_{\hat{E}1} \gg R_{\hat{A}2}$  (де  $R_{\hat{A}2}$  – вхідний опір підсилювача зі спільною базою), то, ігноруючи струмом, що відгалужується на  $r_{\hat{E}1}$ , можна записати  $i_{\hat{E}1} \approx i_{\hat{E}2}$ . Не враховуючи паралельно увімкнені резистори  $R_2$  і  $R_3$ , вирази для вхідної та вихідної напруг будуть мати вигляд:

$$u_{\hat{A}2} = {}^3_{\hat{A}1} \left[ r'_{\hat{A}1} + (1 + h_{21\hat{A}1}) (r_{\hat{A}1} + R_{\hat{A}2}) \right] = {}^3_{\hat{A}1} \cdot R_{\hat{A}2}; \quad (2.1.167)$$

$$u_{\hat{A}2} = h_{21\hat{A}2} \cdot {}^3_{\hat{A}2} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_{\hat{I}}) = -h_{21\hat{A}2} \cdot h_{21\hat{A}1} \cdot {}^3_{\hat{A}1} \cdot (R_{\hat{E}} \parallel R_{\hat{I}}), \quad (2.1.168)$$

де  $h_{21A2}$  – диференційний коефіцієнт передачі змінного струму емітера в коло колектора біполярного транзистора  $VT_2$ , ввімкненого за схемою зі спільною базою.

У рівнянні (2.1.168) не враховано відгалуження струму  $i_{E2}$  на  $r_{E2}$ , оскільки  $r_{E2} \gg (R_E \parallel R_H)$ . Тому, приймаючи внутрішній опір джерела струму  $R_{\tilde{A}} = 0$ , коефіцієнт підсилення за напругою каскодного підсилювача можна описати виразом

$$K_U = \frac{u_{\hat{E}\tilde{O}}}{\hat{a}_{\tilde{A}}} = \frac{u_{\hat{E}\tilde{O}}}{r_{A1} \cdot (R_{A\tilde{O}} + R_{\tilde{A}})} = \frac{u_{\hat{E}\tilde{O}}}{r_{A1} \cdot R_{A\tilde{O}}} = \frac{-h_{21A2} \cdot h_{21A1} \cdot (R_E \parallel R_I)}{R_{A\tilde{O}}}, \quad (2.1.169)$$

де  $R_{A\tilde{O}} = r'_{A1} + (1 + h_{21A1}) \cdot (r_{A\tilde{O}A1} + R_A)$  – вхідний опір каскодного підсилювача.

Якщо внутрішній опір джерела струму  $R_{\tilde{A}} \neq 0$  і враховуючи, що  $h_{21A2} \approx 1$ , то вираз коефіцієнта підсилення за напругою каскодного підсилювача буде мати вигляд

$$K_U = \frac{u_{\hat{E}\tilde{O}}}{\hat{a}_{\tilde{A}}} = \frac{-h_{21A2} \cdot h_{21A1} \cdot (R_E \parallel R_I)}{R_{A\tilde{O}} + R_{\tilde{A}}}. \quad (2.1.170)$$

Отже, коефіцієнт підсилення каскодного підсилювача наближається до коефіцієнта підсилення каскаду зі спільним емітером, зберігаючи великі вхідний та вихідний опори й малу вихідну ємність  $C_E$ .

Якщо в каскодному підсилювачі від'єднати від корпусу конденсатор  $C_2$  й подати через нього інший вхідний сигнал  $u_{BX2}$ , то колекторний струм буде залежати від обох сигналів. Ця обставина дозволяє використовувати каскодний підсилювач за відповідного підбору робочого режиму як перемножувач сигналів.

### 2.1.13. Підсилювачі потужності

Підсилювачі потужності є найбільшими споживачами електричної енергії серед усіх електронних підсилювачів, тому для них одним із найважливіших параметрів є ККД. Для його підвищення необхідно, щоб початкові постійні струми активного електронного приладу, які визначаються положенням ТПР, були мінімальними. Тобто для підвищення ККД активний електронний прилад підсилювача повинен функціонувати в режимі  $B$  (біполярний транзистор перебуває половинуперіоду відсічки колекторного струму  $I_E$ ), але при цьому будуть збільшуватися нелінійні спотворення електричних сигналів, обумовлені

зростанням нелінійності коефіцієнта передачі струму активного електронного приладу (біполярного транзистора). Отже, для потужного підсилювального каскаду важливими характеристиками є коефіцієнт підсилення, ККД, коефіцієнт нелінійних спотворень тощо.

### 2.1.13.1. Підсилювачі потужності з трансформаторними зв'язками

Із теорії електрорадіокілів відомо, що максимальна передача потужності від джерела електричного сигналу до навантаження буде за умови рівності їх активних опорів та комплексної спряженості реактивних. Однак не завжди ці умови виконуються. Наприклад, підсилювач характеризується великим вихідним опором, на відміну від навантаження, опір якого малий. Для їх узгодження часто використовують трансформатори, які забезпечують трансформацію не тільки напруг та струмів, а й опорів.

Вираз коефіцієнта трансформації має вигляд

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{л}}^*}}, \quad (2.1.171)$$

де  $w_1, w_2$  – кількість витків первинної та вторинної обмоток;  $U_1, U_2, I_1, I_2$  – напруги та струми первинної та вторинної обмоток трансформатора;  $R_{\text{н}}$  – опір навантаження вторинної обмотки трансформатора;  $R_{\text{л}}^*$  – перерахований у первинну обмотку трансформатора опір навантаження.

Використання трансформаторів у підсилювачах забезпечує:

гальванічну розв'язку електричних кілів (чим виключається вплив навантаження на початковий режим);

можливість узгодження вихідного опору ДС та його навантаження;

можливість одержати сигнал будь-якої полярності.

Водночас використання трансформаторів зумовлює такі недоліки:

додаткові втрати потужності;

додаткові нелінійні спотворення, зумовлені нелінійністю характеристик намагнічування;

великі габарити та маса, низька технологічність виробництва, що не дає можливості скласти трансформатор в інтегральному вигляді;

металомісткість (провід та магнітопровід), що обумовлює високу вартість; обмежений діапазон робочих частот.

На рис. 2.1.58, а наведено принципову схему транзисторного підсилювача зі спільною базою та трансформаторними зв'язками. На рис. 2.1.58, б наведено епюри струмів та напруг цього підсилювача при дії гармонічного сигналу.

У початковому стані в підсилювачі протікають:

керований струм бази  $I_{\text{А0}} : \perp \rightarrow \text{ââçà} - \text{âî³ðâð} \rightarrow$  вторинна обмотка  $w_2$  трансформатора  $T_1 \rightarrow R_{\text{Е}} \rightarrow -E_{\text{Е}}$ ;

керований струм колектора  $I_{\hat{E}0} : +E_{\hat{E}} \rightarrow$  первинна обмотка  $w_3$  трансформатора  $T_2 \rightarrow \hat{e}\hat{i}\hat{e}\hat{a}\hat{e}\hat{o}\hat{i}\hat{d} - \hat{a}\hat{i}\hat{3}\hat{o}\hat{a}\hat{d} \rightarrow$  вторинна обмотка  $w_2$  трансформатора  $T_1 \rightarrow R_E \rightarrow -E_E \rightarrow \perp \rightarrow E_{\hat{E}}$ ;

некерований зворотний струм колекторно-базового переходу  $I_{\hat{E}\hat{A}\hat{C}\hat{A}\hat{I}\hat{D}}$  біполярного транзистора:  $+E_{\hat{E}} \rightarrow$  первинна обмотка  $w_3$  трансформатора  $T_2 \rightarrow \hat{e}\hat{i}\hat{e}\hat{a}\hat{e}\hat{o}\hat{i}\hat{d} - \hat{a}\hat{a}\hat{c}\hat{a} \rightarrow \perp \rightarrow -E_{\hat{E}}$ .

Активний опір обмоток трансформатора дуже малий та спад напруги постійного струму на них найближчий до нуля, тому в початковому стані на колекторі напруга  $U_{\hat{E}0} = E_{\hat{E}}$ . На емітері невелика (частки вольтів) негативна напруга. Конденсатор  $C$  на частоті сигналу являє собою перемичку, тобто потенціал точки з'єднання  $R_A$  та вторинної обмотки  $w_2$  трансформатора  $T_1$  незмінний. Вираз перерахованого в первинну обмотку опору навантаження має вигляд

$$R_i^* = \frac{R_i}{n_2^2}, \quad (2.1.172)$$

де  $n_2$  – коефіцієнт трансформації трансформатора  $T_2$ .

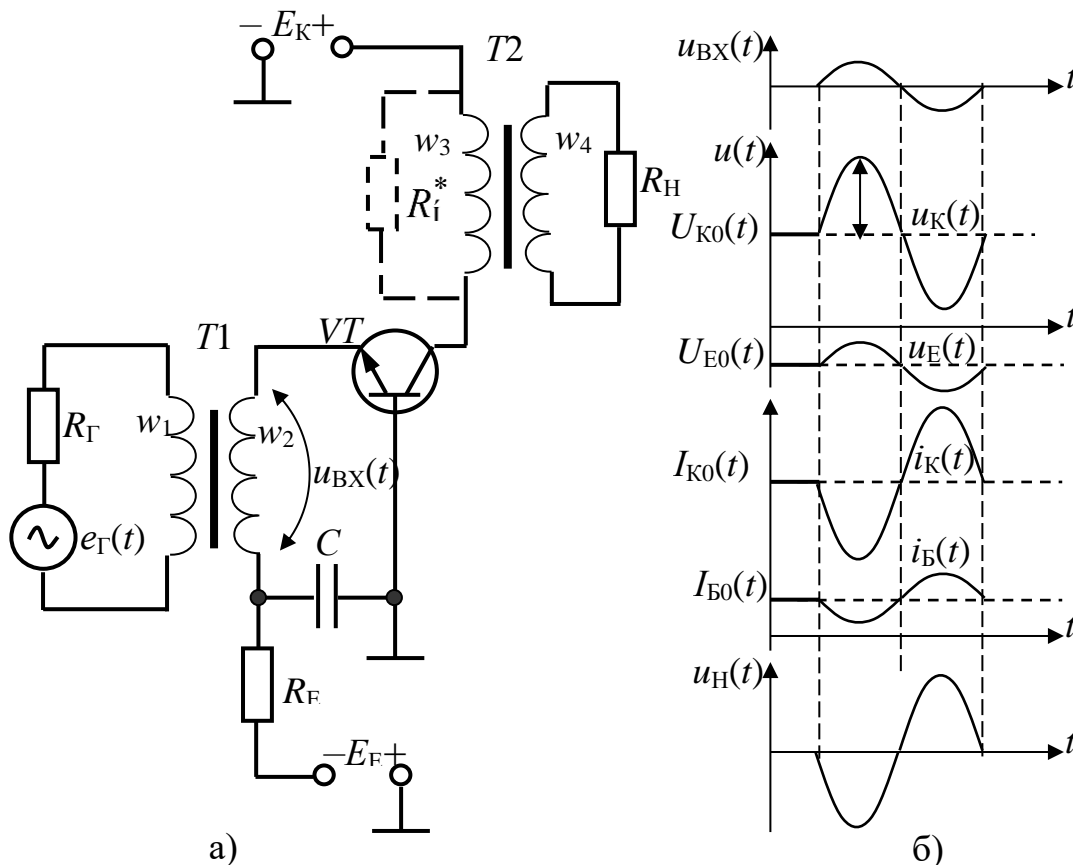


Рис. 2.1.58. Підсилювач потужності на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільною базою та трансформаторними зв'язками: а – схема; б – епюри напруг та струмів

Джерело змінної напруги  $e_{\tilde{A}}(t)$  створює в первинній обмотці  $w_1$  трансформатора  $T_1$  змінний струм, завдяки якому у вторинній обмотці  $w_2$  трансформатора  $T_1$  наводиться ЕРС (ЕРС взаємоіндукції)  $e_{\hat{A}\hat{O}}(t)$  (рис. 2.1.58, б). При дії позитивної півхвилі  $e_{\hat{A}\hat{O}}(t)$ , потенціал емітера  $\phi_{\hat{A}}$  підвищується, напруга між базою та емітером  $U_{\hat{A}\hat{A}}$  зменшується, що призводить до пропорційного зменшення струмів бази  $i_{\hat{A}}(t)$  та колектора  $i_{\hat{E}}(t)$ . Зменшенню струму  $i_{\hat{E}}(t)$ , що протікає через первинну обмотку  $w_3$  трансформатора  $T_2$ , протидіє ЕРС самоіндукції цієї обмотки. ЕРС самоіндукції буде направлена проти зменшення струму  $i_{\hat{E}}(t)$  («+» внизу обмотки  $w_3$ , «-» – зверху обмотки за схемою). Амплітуда ЕРС самоіндукції  $E_m$  буде пропорційна до індуктивності обмотки та швидкості зміни струму, що протікає через неї. На вторинній обмотці  $w_4$  трансформатора  $T_2$  буде індукуватися ЕРС взаємоіндукції  $e_{\hat{I}}(t)$ , пропорційна до коефіцієнта трансформації  $n_2$ .

Отже, у першу половину півперіоду вхідного сигналу напруга на колекторі стане більше напруги ДЖ  $E_{\hat{E}}$ , оскільки послідовно з цим джерелом вмикається ЕРС самоіндукції первинної обмотки  $w_3$  трансформатора  $T_2$ . Ці обставини необхідно враховувати при виборі біполярного транзистора. При дії другого півперіоду вхідного сигналу відбуваються аналогічні процеси, тільки змінюються знаки. Потужність, яка розсіюється на колекторнонавантаженні  $R_{\hat{I}}^*$ , знаходять з виразу

$$D_{\hat{I}}^* = \frac{U_{m_{\hat{E}}} \cdot I_{m_{\hat{E}}}}{2} = \frac{I_{m_{\hat{E}}}^2 \cdot R_{\hat{I}}^*}{2} = \frac{U_{m_{\hat{E}}}^2}{2 \cdot R_{\hat{I}}^*} < \frac{A_{\hat{E}} \cdot I_{\hat{E}0}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}, \quad (2.1.173)$$

де  $U_{m_{\hat{E}}}$ ,  $I_{m_{\hat{E}}}$  – амплітудні значення напруги на колекторі та струму в ньому;  $I_{\hat{E}0}$  – початкове значення колекторного струму.

З урахуванням ККД трансформатора  $\eta_{\hat{O}\hat{D}}$  потужність на навантаженні

$$D_{\hat{I}} = \eta_{\hat{O}\hat{D}} \cdot D_{\hat{I}}^*. \quad (2.1.174)$$

Споживана від джерела струму потужність  $P_0$  не залежить від вхідного сигналу

$$D_0 = I_{\hat{E}0}^2 \cdot A_{\hat{E}} + I_{\hat{A}0}^2 \cdot A_{\hat{A}}, \quad (2.1.175)$$

де  $I_{\hat{A}0}$  – початковий струм емітера біполярного транзистора.

Максимальні амплітуди струму колектора та напруги на ньому влінійному режимі підсилювача обмежені значеннями

$$I_{m_{\hat{E}} \max} < I_{\hat{E}0}, U_{m_{\hat{E}} \max} < E_{\hat{E}}. \quad (2.1.176)$$

При цьому максимально можливе значення ККД  $\eta < 0,5$ . У реальних підсилювачах з урахуванням втрат у трансформаторах і на резисторі  $R_{\hat{A}}$  ККД обмежений величиною  $\eta = 0,3 \div 0,35$ .

Коефіцієнт підсилення потужності обчислюється за виразом

$$K_P = \frac{D_{\hat{I}}^*}{D_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{2^2 m_{\hat{E}} \cdot R_{\hat{I}}^*}{2^2 m_{\hat{A}} \cdot R_{\hat{A}\hat{O}}} \approx \frac{R_{\hat{I}}^*}{R_{\hat{A}\hat{O}}} \approx \frac{R_{\hat{I}}^*}{r_{\hat{A}}'}, \quad (2.1.177)$$

де  $R_{\hat{A}\hat{O}}$  – вхідний опір підсилювача.

Із виразу виходить, що для збільшення коефіцієнта підсилення потужності  $K_P$  необхідно збільшувати опір навантаження  $R_{\hat{I}}$ , тобто збільшувати вихідну потужність можна внаслідок збільшення вихідної напруги, а не струму.

Для зменшення нелінійних спотворень у вхідному колі необхідно збільшувати власний опір ДС, але при цьому збільшуються втрати на ньому. Тому, як правило, вибирають коефіцієнт трансформації трансформатора  $T_1$  з рівняння

$$R_{\hat{A}}^* = n_1^2 \cdot R_{\hat{A}} = R_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (2.1.178)$$

Отже, даному підсилювачу потужності властиві недоліки та позитивні якості використання трансформаторів та ввімкнення біполярного транзистора за схемою зі спільною базою. Узгодження малого вхідного опору підсилювача з великим вихідним опором ДС  $R_{\hat{A}}$  забезпечується трансформатором  $T_1$ . Цей підсилювач має значний ККД, малі нелінійні спотворення та максимально можливу верхню частоту робочого діапазону.

### 2.1.13.2. Двотактний підсилювач потужності

Із метою підвищення ККД ППТ використовують двотактні вихідні каскади підсилення. **Двотактним** називають підсилювач, який має дві симетричні гілки, які працюють по черзі в режимах  $B$  та  $AB$  в кожному півперіоді вхідного сигналу.

Тенденції до мікромініатюризації електронних пристроїв призвели до розробки двотактних ППТ з безтрансформаторним виходом. Особливо небажане, а в деяких схемах повністю виключається можливість, використання трансформаторних вихідних каскадів в інтегральній схемотехніці. Відсутність частотозалежних елементів у колах зв'язку між каскадами дозволяє вводити глибокі загальні негативні зворотні зв'язки як за змінним, так і за постійним струмами, що суттєво покращує характеристики всього пристрою. Безтрансформаторні потужні вихідні каскади збирають переважно за двотактною схемою на біполярних транзисторах, що працюють в режимах  $B$  та  $AB$  і ввімкнені за схемами зі спільним емітером та спільним колектором. У цих схемах можливе ввімкнення в одному каскаді або однакових транзисторів, або транзисторів із різними типами електропровідності. Каскади, у яких використані біполярні транзистори зрізним типом електропровідності  $p-n$ - або  $n-p$ -

*p-n*, мають назву каскадів із додатковою симетрією. Одну з можливих схем підсилювального каскаду з додатковою симетрією зображено на рис. 2.1.59, а. За відсутності вхідного сигналу струм через опір навантаження  $R_f$  відсутній, оскільки невеликі початкові струми, що протікають через біполярні транзистори  $VT_1$  та  $VT_2$ , взаємно віднімаються.

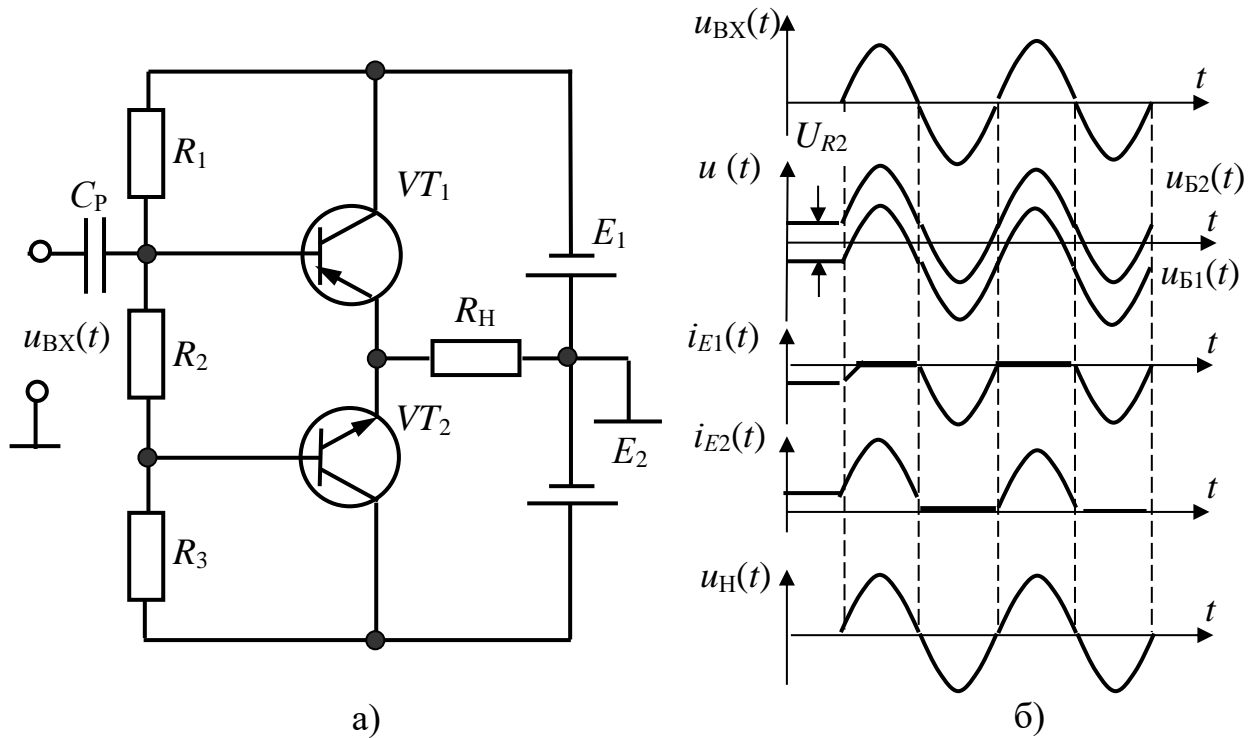


Рис. 2.1.59. Двотактний безтрансформаторний підсилювач потужності:  
а) схема; б) епюри напруг та струмів

Недоліком такого підсилювача є потреба у двох різнополярних джерелах постійної ЕРС  $E_1$  та  $E_2$ .

У початковому стані в підсилювачі протікають:  
керований постійний струм подільника

$$I_{\text{під}}: +E_2 \rightarrow R_3 \rightarrow R_2 \rightarrow R_1 \rightarrow -E_1 \rightarrow +E_1 \rightarrow -E_2;$$

керовані постійні струми баз:

$$I_{\text{б10}}: +E_1 \rightarrow R_f \rightarrow \text{база } VT_1 \rightarrow R_1 \rightarrow -E_1$$

та

$$I_{\text{б20}}: +E_2 \rightarrow R_3 \rightarrow \text{база } VT_2 \rightarrow R_f \rightarrow -E_2;$$

керовані постійні струми колекторів:

$$I_{\text{к10}}: +E_1 \rightarrow R_f \rightarrow \text{колектор } VT_1 \rightarrow -E_1$$

та

$$I_{E20} : +E_2 \rightarrow \text{еіеіеіеі} - \text{аі³аа} VT_2 \rightarrow R_1 \rightarrow -E_2;$$

некерований зворотний струм колекторно-базових переходів

$$I_{E10} : +E_2 \rightarrow \text{еіеіеіеі} - \text{ааа} VT_2 \rightarrow R_2 \rightarrow \text{ааа} - \text{еіеіеіеі} VT_2 \rightarrow -E_1.$$

Початковий зсув транзисторів  $U_{A0}$  задається напругою на резисторі  $R_2$ . При цьому для забезпечення малої температурної залежності потенціалів баз від їх струмів, струм подільника  $I_{B0}$  повинен бути набагато більшим за початкові постійні струми бази  $I_{A0}$ ,  $I_{B0} = (5...10) \cdot I_{A0}$ .

Резистор  $R_2$  ввімкнено паралельно з двома послідовно з'єднаними переходами база-емітер біполярних транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ , тобто

$$U_{R20} = U_{A10} + U_{A20}. \quad (2.1.179)$$

За вибраним струмом подільника, нехтуючи  $I_{E10}$  (оскільки  $I_{E10} \ll I_{A0}$ ), можна знайти опір резистора  $R_2$

$$R_2 = (U_{A10} + U_{A20}) / I_{B0}. \quad (2.1.180)$$

Як правило,  $R_2 \ll R_1 = R_3$ , тому вхідний сигнал майже однакової амплітуди на базах обох транзисторів. Якщо  $|E_1| = |E_2|$  і транзистори повністю ідентичні, то

$$R_1 = R_3 = (E_{1(2)} - U_{A0}) / I_{B0}. \quad (2.1.181)$$

Оскільки опір резистора  $R_2$  малий, то можна вважати, що бази транзисторів за змінним струмом безпосередньо з'єднані між собою. Для зменшення впливу опорів  $R_2$  для змінного струму він може бути шунтований конденсатором.

При подачі вхідного змінного сигналу через розділювальний конденсатор  $C_D$  він проходить на бази біполярних транзисторів, де додається до їх початкових напруг  $U_{A10}$  та  $U_{A20}$ , створюючи результуючі напруги  $u_{A1}(t)$  та  $u_{A2}(t)$ . У позитивний півперіод дії вхідного сигналу біполярний транзистор  $VT_1$  закривається, його опір суттєво зростає, а через біполярний транзистор  $VT_2$  й навантаження  $R_1$  протікає емітерний струм  $i_{e2}(t)$  (зліва направо за схемою). У цьому випадку відкритий біполярний транзистор  $VT_2$  з навантаженням  $R_H$  утворюють емітерний повторювач вхідної напруги (підсилювальний каскад, зібраний за схемою зі спільним колектором). В інший негативний півперіод вхідного сигналу закривається біполярний транзистор  $VT_2$ , а транзистор  $VT_1$  з навантаженням  $R_2$  утворює емітерний повторювач вхідної напруги. Емітерний струм  $I_{A1}$  протікає через  $R_2$  справа наліво за схемою. Оскільки вихідна напруга схеми зі спільним колектором майже дорівнює вхідній, коефіцієнт підсилення даного підсилювача за напругою  $K_U < 1$ , а коефіцієнт підсилення за струмом



$K_I < (1 + h_{21A})$ , підсилення потужності в такому підсилювачі досягається внаслідок підсилення струму

$$K_D = K_U \cdot K_I < (1 + h_{21A}). \quad (2.1.182)$$

Для отримання однакових входного опору та коефіцієнта підсилення потужності в різні півперіоди дії входного сигналу, біполярні транзистори підсилювача рекомендується вибирати ідентичними.

Оскільки вихідний опір емітерного повторювача малий, це полегшує узгодження підсилювача з низькоомним навантаженням. ККД даної схеми може бути достатньо високим. Можливі й інші схеми побудови безтрансформаторних двотактних вихідних каскадів.

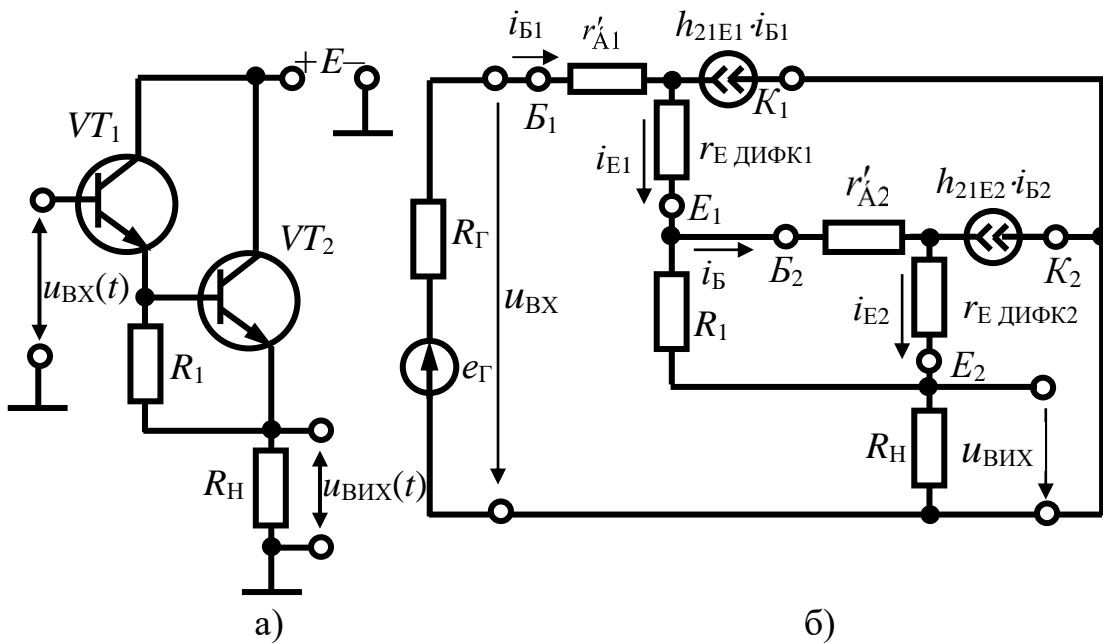


Рис. 2.1.60. Схема емітерного повторювача на складеному транзисторі:  
а) принципова; б) еквівалентна

Іноді виникає потреба одержати коефіцієнт підсилення потужності змінного сигналу значно більшим, тоді використовують складені або композитивні транзистори. На рис. 2.1.60, а наведено принципову схему одного плеча двотактного підсилювача потужності на складеному транзисторі *n-p-n*-типу. Обидва біполярні транзистори  $VT_1$  та  $VT_2$  ввімкнені за схемою зі спільним колектором, тобто являють собою емітерні повторювачі. Резистор  $R_1$  створює гальванічний зв'язок між базою та емітером біполярного транзистора  $VT_2$ , чим забезпечується його захист від пробоя статичним зарядом. Для оцінювання коефіцієнта підсилення плеча підсилювача слід скласти його спрощену еквівалентну схему в області середніх частот (рис. 2.1.60, б).

Оскільки  $R_1 \gg r'_{A2} \cdot (1 + h_{21A1}) \cdot r_{A2} = R_{A2}$ , то при аналізі для спрощення приймають, що  $R_1 \rightarrow \infty$ .

Виходячи з еквівалентної схеми та враховуючи, що  $h_{21\dot{A}1} \gg 1$ , можна струм бази біполярного транзистора  $VT_2$  визначити як

$$i_{\dot{A}2} \approx i_{\dot{A}1} = (1 + h_{21\dot{A}1}) \cdot i_{\dot{A}1},$$

де  $i_{\dot{A}1}$  – струм емітера біполярного транзистора  $VT_1$ ;  $h_{21\dot{A}1}$  – диференційний коефіцієнт підсилення змінного струму біполярного транзистора  $VT_1$ , ввімкненого за схемою зі спільним емітером;  $i_{\dot{A}1}$  – струм бази біполярного транзистора  $VT_1$ .

Тобто струм бази біполярного транзистора  $VT_2$  набагато більший за струм бази біполярного транзистора  $VT_1$  ( $i_{\dot{A}2} \gg i_{\dot{A}1}$ ). Це означає, що колекторний струм біполярного транзистора  $VT_2$  також набагато більший за колекторний струм біполярного транзистора  $VT_1$  ( $i_{\dot{E}2} \gg i_{\dot{E}1}$ ), а тому біполярний транзистор  $VT_2$  споживає більшу потужність, ніж біполярний транзистор  $VT_1$ . Вираз вхідного опору емітерного повторювача на складеному транзисторі буде мати вигляд

$$\begin{aligned} R_{\dot{A}\ddot{O}} &= r'_{\dot{A}1} + (1 + h_{21\dot{A}1}) \cdot (r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}1} + R_{\dot{A}\ddot{O}VT2}) = \\ &= r'_{\dot{A}1} + (1 + h_{21\dot{A}1}) \cdot [r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}1} + r'_{\dot{A}2} + (1 + h_{21\dot{A}2}) \cdot (r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}})] \approx (2.1.183) \\ &\approx r'_{\dot{A}1} + h_{21\dot{A}1} \cdot h_{21\dot{A}2} \cdot (r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}}) \approx h_{21\dot{A}1} \cdot h_{21\dot{A}2} \cdot (r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}}). \end{aligned}$$

Наближений вираз струму в навантаженні  $i_H$  має вигляд

$$u_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}} = i_{\dot{I}} \cdot R_{\dot{I}} \approx \frac{u_{\dot{A}\ddot{O}} \cdot R_{\dot{I}}}{(r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}})}. \quad (2.1.184)$$

Оскільки вхідний струм з урахуванням (2.1.183) дорівнює

$$i_{\dot{A}\ddot{O}} = i_{\dot{A}1} \approx \frac{u_{\dot{A}\ddot{O}}}{R_{\dot{A}\ddot{O}}} \approx \frac{u_{\dot{A}\ddot{O}}}{h_{21\dot{A}1} \cdot h_{21\dot{A}2} \cdot (r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}})}, \quad (2.1.185)$$

то струм у навантаженні буде визначатися за формулою

$$i_{\dot{I}} \approx \frac{u_{\dot{A}\ddot{O}}}{(r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}})}, \quad (2.1.186)$$

при цьому вираз вихідної напруги на навантаженні буде мати вигляд

$$u_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}} = i_{\dot{I}} \cdot R_{\dot{I}} \approx \frac{u_{\dot{A}\ddot{O}} \cdot R_{\dot{I}}}{(r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}})}. \quad (2.1.187)$$

Тоді коефіцієнти підсилення за напругою та струмом відповідно дорівнюють

$$K_U = \frac{u_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}}}{u_{\dot{A}\ddot{O}}} \approx \frac{R_{\dot{I}}}{r_{\dot{A}\ddot{E}\hat{O}\hat{E}2} + R_{\dot{I}}}; \quad (2.1.188)$$

$$K_I = \frac{i_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{i_1}{i_{\text{вх}}} \approx h_{21\text{А1}} \cdot h_{21\text{А1}} \quad (2.1.189)$$

Із цих виразів видно, що коефіцієнт підсилення напруги  $K_U \ll 1$ , коефіцієнт підсилення струму наближається до добутку диференційних коефіцієнтів передачі змінних струмів баз у кола колекторів біполярних транзисторів  $VT_1$  та  $VT_2$  й може сягати десятків тисяч.

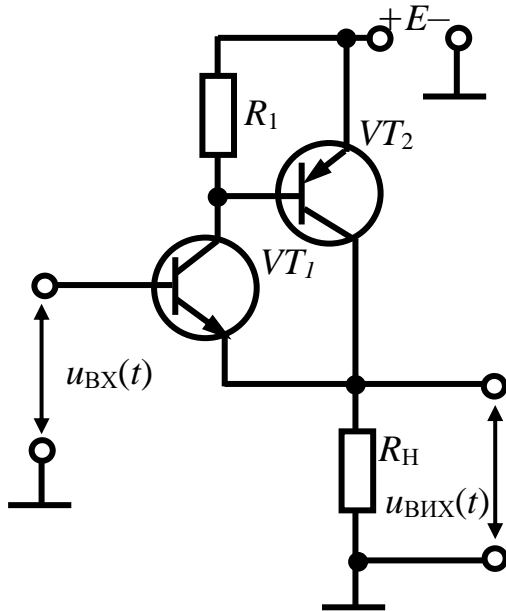


Рис. 2.1.61. Підсилювач на композитивному транзисторі

У разі неможливості підібрати пари біполярних транзисторів однакової електропровідності для створення складених транзисторів використовують біполярні транзистори різної електропровідності. У цьому випадку створюється комплементарний транзистор, що має параметри, наближені до аналогічного складеного. На рис. 2.1.61 зображено принципову схему одного плеча двотактного підсилювача на композитивному транзисторі.

Біполярний транзистор  $VT_1$   $n-p-n$ -типу, ввімкнений за схемою зі спільним колектором, а біполярний транзистор  $VT_2$  – за схемою зі спільним емітером. Резистор  $R_1$  ввімкнений паралельно до переходу емітер-база біполярного транзистора  $VT_2$ , тобто

$U_{R1} = U_{\text{АА2}}$ . Ця напруга є невеликою й змінюється незначно, тому напруга на колекторі біполярного транзистора  $VT_1$  також є майже незмінною

$$u_{\text{Е1}} = E - u_{R1} = E - u_{\text{АА2}} \approx \text{const}. \quad (2.1.190)$$

Як правило, вибирають опір резистора  $R_1$  значно більшим за вхідний опір біполярного транзистора  $VT_2$

$$R_1 \gg R_{\text{вх}VT_2} = r'_{\text{А2}} + (1 + h_{21\text{А1}}) \cdot r_{\text{бэ}VT_2}. \quad (2.1.191)$$

Однак вибирати опір резистора  $R_1$  дуже великим неприпустимо, оскільки зворотний струм колекторно-базового переходу транзистора

$VT_2$   $I_{\text{ЕА}VT_2}$  ( $\text{АА2} - \text{Е} \rightarrow \text{АА2} \rightarrow R_1 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E \rightarrow R_1 \rightarrow \text{АА2} - \text{Е} \rightarrow \text{АА2}$ ) може створити на ньому значну напругу, що призведе до протікання через навантаження  $R_1$  значного початкового струму. За еквівалентною схемою підсилювача на комплементарному транзисторі вираз

коефіцієнта підсилення за струмом буде мати вигляд

$$K_I = \frac{i_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{i_1}{i_{\text{вх}}} \approx h_{21\text{А1}} \cdot h_{21\text{А1}}, \quad (2.1.192)$$

а коефіцієнт підсилення напруги

$$K_U = \frac{u_{\hat{E}\hat{O}}}{u_{\hat{A}\hat{O}}} \approx \frac{R_{\hat{I}}}{R_{\hat{I}} + r'_{A1}/(h_{21A1} \cdot h_{21A2})} < 1. \quad (2.1.193)$$

Підсилювач на біполярному транзисторі  $VT_1$  охоплений стовідсотковим негативним зворотним зв'язком. Напруга зворотного зв'язку з навантаження  $R_{\hat{I}}$  прикладається до емітера біполярного транзистора  $VT_1$  й тому підсилення на ньому не перевищує одиниці.

Отже, складені та комплементарні транзистори дають приблизно однакове підсилення при використанні їх у вихідних каскадах.

На рис. 2.1.62, а зображено принципову схему двотактного безтрансформаторного підсилювача на складених транзисторах  $VT_1$  та  $VT_2$  й  $VT_3$  та  $VT_4$ .

Використання конденсатора  $C_3$  у вихідному колі підсилювача дозволяє обійтися одним джерелом напруги живлення  $E$ . Даний конденсатор  $C_3$  в один півперіод дії вхідного сигналу буде заряджатися до напруги  $\hat{A}/2$ , а в інший буде розряджатися через навантаження  $R_{\hat{I}}$ , виконуючи функції додаткового ДЖ. Величину ємності конденсатора  $C_3$  можна визначити з умови

$$\tau_D = R_{\hat{I}} \cdot C_3 > \frac{1}{2\pi \cdot f_{\hat{I}}}. \quad (2.1.194)$$

де  $R_{\hat{I}}$  – опір навантаження;  $f_{\hat{I}}$  – нижня частота робочого діапазону підсилювача.

Коефіцієнт передачі такого  $RC$ -кола повинен бути менше 0,7.

У цьому підсилювачі використано дві пари складених транзисторів:  $VT_1, VT_2$  –  $n-p-n$ -типу та  $VT_3, VT_4$  –  $p-n-p$ -типу. Резистори  $R_1, R_2$  обмежують початкові струми баз біполярних транзисторів  $VT_1, VT_3$ .

На рис. 2.1.62, б наведено епюри напруг та струмів підсилювача.

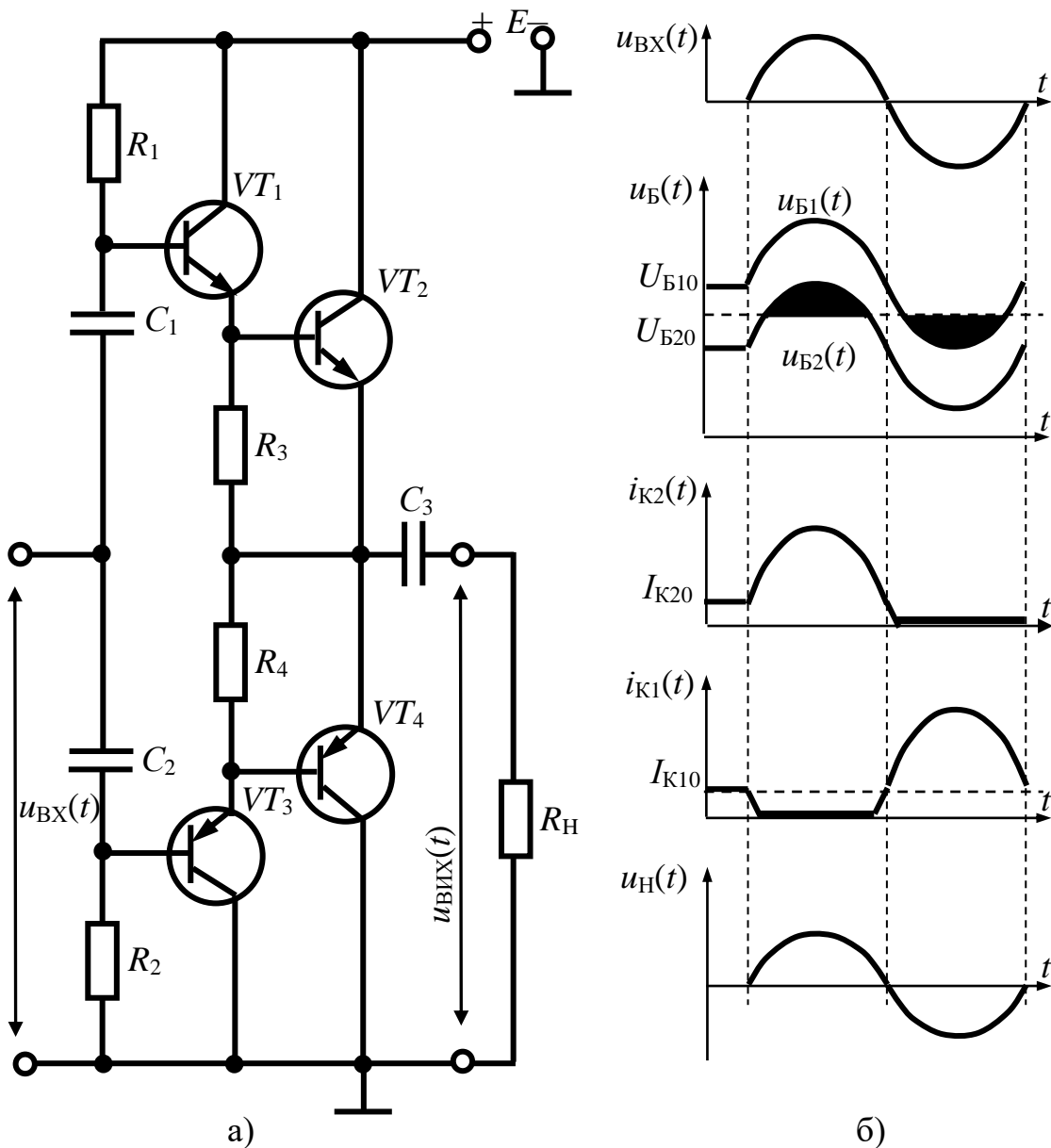


Рис. 2.1.62. Двотактний підсилювач з одним джерелом напруги живлення:  
 а) схема, б) епюри

У початковому стані за відсутності входного сигналу у двотактному підсилювачі протікають початкові постійні керовані струми:

Баз  $VT_1$  та  $VT_3$ ,  $I_{A10} = I_{A30}$ :

$+E \rightarrow R_1 \rightarrow \text{база } VT_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_4 \rightarrow \text{база } VT_3 \rightarrow R_2 \rightarrow \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E$ ;

Баз  $VT_2$  та  $VT_4$ ,  $I_{A20} = I_{A40}$ :

$+E \rightarrow R_1 \rightarrow \text{база } VT_1 \rightarrow \text{база } VT_2 \rightarrow \rightarrow \text{база } VT_4 \rightarrow \text{база } VT_3 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E$ ;

колекторів  $VT_2$  та  $VT_4$ ,  $I_{E20} = I_{E40}$ :

$$+E \rightarrow R_1 \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_1 \rightarrow \text{base} \text{ of } VT_2 \rightarrow \\ \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_4 \rightarrow \text{base} \text{ of } VT_3 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E;$$

некеровані зворотні струми колекторно-базових переходів  $VT_2$  та  $VT_4$ ,  
 $I_{\text{emitter}2} = I_{\text{emitter}4}$ :

$$\text{emitter} \text{ of } VT_2 \rightarrow R_3 \rightarrow R_4 \rightarrow \text{base} \text{ of } VT_4 \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow \\ \rightarrow +E \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_2.$$

Зазвичай крім цих основних кіл протікання струмів у точках з'єднання трьох і більше елементів струми розгалужуються.

При дії позитивного півперіоду вхідного сигналу біполярні транзистори  $VT_3, VT_4$  закриваються, а струми біполярних транзисторів  $VT_1, VT_2$  пропорційно зростають, викликаючи появу змінної складової струму  $i_f$  через навантаження  $i_f \cdot (+E \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_2 \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_2 \rightarrow \tilde{N}_3 \rightarrow R_H \rightarrow \perp \rightarrow -E \rightarrow +E)$ .

Конденсатор  $C_3$  заряджається («+» ліворуч, «-» праворуч за схемою). Під час дії негативного півперіоду вхідного сигналу біполярні транзистори  $VT_1, VT_2$  закриваються, а струми біполярних транзисторів  $VT_3, VT_4$  змінюються пропорційно до вхідного сигналу. При цьому струм через навантаження створюється внаслідок розряду конденсатора  $C_3 (+C_3 \rightarrow \text{emitter} \text{ of } VT_4 - \text{emitter} \text{ of } VT_4 \rightarrow R_H \rightarrow -C_3)$ .

При інтегральному виконанні підсилювачів потужності вихідні каскади створюють без конденсаторів рис. 2.1.63, а, б. У таких підсилювачах пара вхідних транзисторів не має початкової напруги зсуву, тому вони вносять особливо великі нелінійні спотворення сигналів типу «сходінка».

Для зменшення спотворень у вхідне коло вводять негативний зворотний зв'язок (резистор  $R_1$ ) або на вхідні транзистори подають зовнішній зсув.

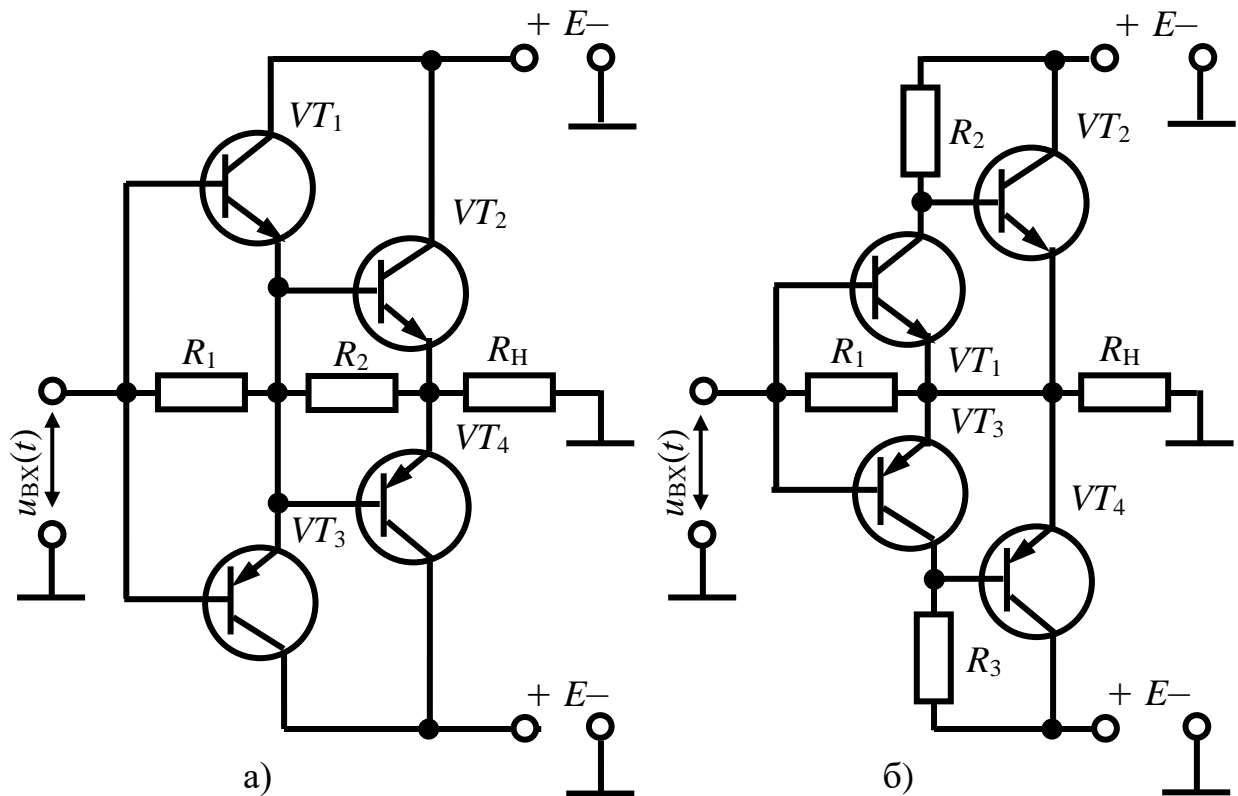


Рис. 2.1.63. Двотактні підсилювачі потужності з гальванічним зв'язком

На рис. 2.1.64, а показано характеристики й струми у двотактному підсилювачі без зсуву, а на рис. 2.1.64, б із зсувом. При подачі на бази біполярних транзисторів напруг зсуву  $U_{\text{АА}10}$  й  $U_{\text{АА}30}$  результуюча вхідна характеристика лінеаризується (рис. 2.1.64, б) і нелінійні спотворення зменшуються. Але при цьому збільшується вхідний струм, що впливає на зростання потужності вхідного сигналу, та, відповідно, на зменшення коефіцієнта підсилення за потужністю й ККД.

Оскільки вихідні біполярні транзистори працюють у режимі великих струмів, то в схемах особливу увагу слід приділяти їх термостабілізації. Це забезпечується введенням глибокого негативного зворотного зв'язку для постійного струму, використанням термозалежних резисторів або напівпровідникових діодів у базових колах. За заданих параметрів навантаження параметри вихідних транзисторів слід вибирати із запасом:

$$Fh_{21\text{А}} > (2 \div 3) \cdot F_{\text{А}};$$

$$I_{\hat{E}\text{max}} > (0,8 \div 0,9) \cdot I_{\text{I max}};$$

$$U_{\hat{E}\text{max}} > (0,8 \div 0,9) \cdot U_{\text{I max}};$$

$$P_{\hat{E}\text{max}} > (0,8 \div 0,9) \cdot P_{\text{I max}}.$$

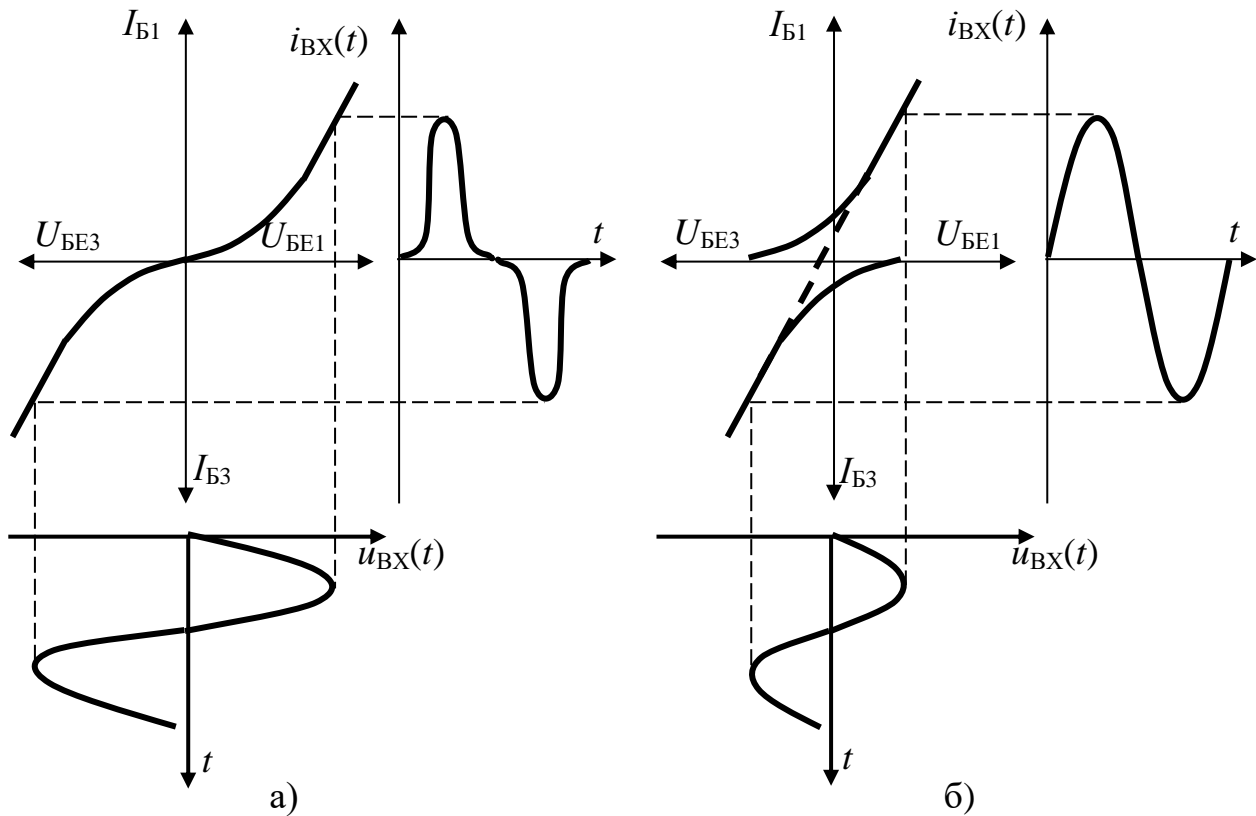


Рис. 2.1.64. Зменшення спотворень у вхідному колі подачею напруги зсуву

На рис. 2.1.65 зображено принципову схему двотактного вихідного каскаду зі зменшеними нелінійними спотвореннями. Зсув вхідних біполярних транзисторів  $VT_1, VT_2$  забезпечується діодами  $VT_5 \div VT_8$  (біполярні транзистори ввімкнені за діодною схемою). Вони також забезпечують термостабілізацію режиму роботи. Резистори  $R_0$  мають невеликий опір й призначені для обмеження струмів емітерів вихідних біполярних транзисторів  $VT_3, VT_4$  при короткому замиканні виходу.



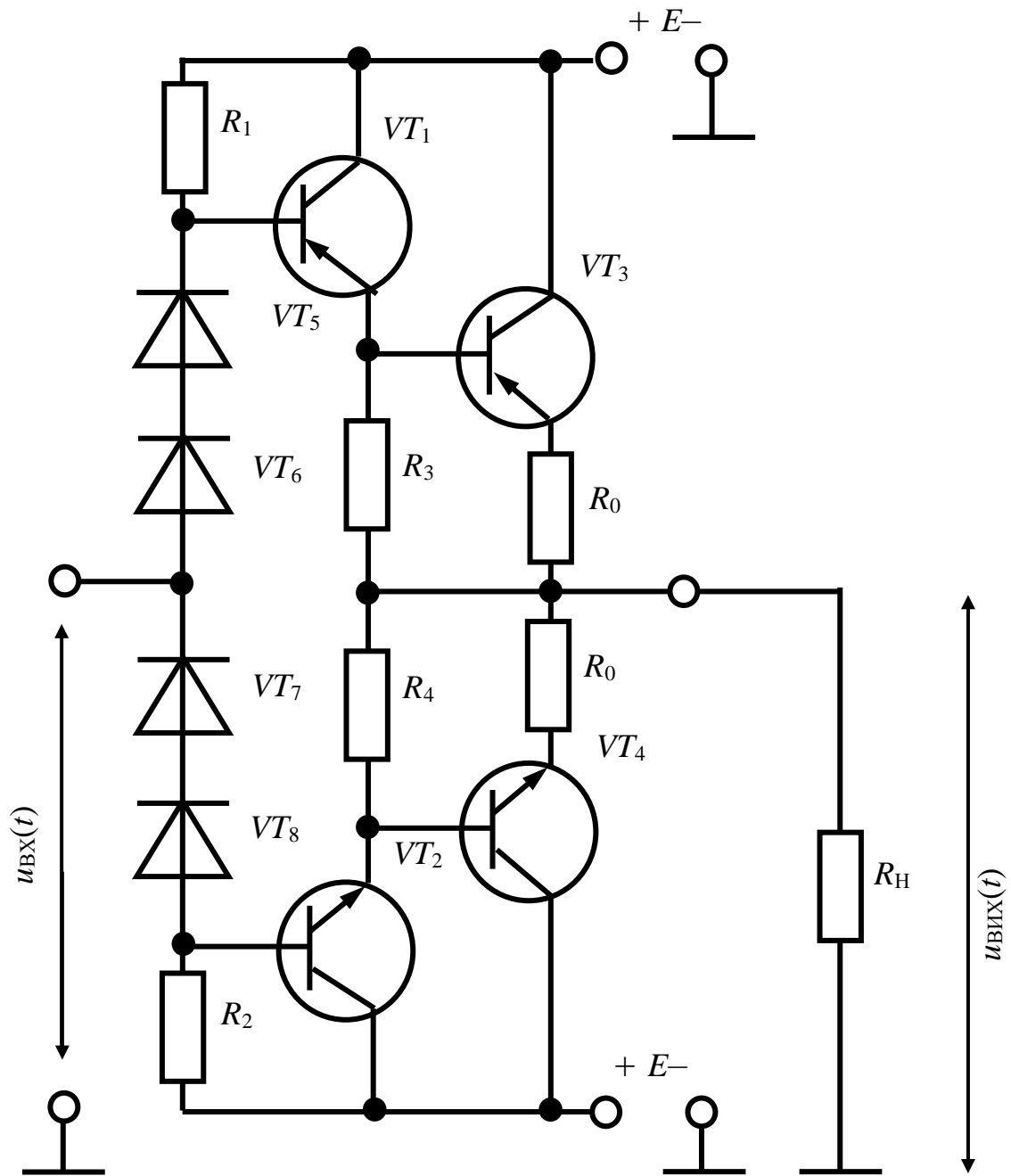


Рис. 2.1.65. Двотактний вихідний каскад зі зменшеними нелінійними спотвореннями

На рис. 2.1.66 наведено принципову схему двотактного вихідного каскаду із захистом виходу від короткого замикання. Захист забезпечується за допомогою додаткових біполярних транзисторів  $VT_5$ ,  $VT_6$ . Резистори  $R_0$  призначені для обмеження струмів колекторів біполярних транзисторів  $VT_2$ ,  $VT_4$ . Якщо на виході підсилювача виникає коротке замикання, то ці струми збільшуються й на резисторах  $R_0$  створюється напруга, достатня для відкриття та насичення біполярних транзисторів  $VT_5$ ,  $VT_6$ . Вони з'єднують вихід підсилювача з його входом. Вхідна напруга через резистор  $R_{\text{ВІХ}}$  та відкриті транзистори  $VT_5$ ,  $VT_6$  під'єднується до виходу підсилювача. Частина вхідної напруги спаде на

резисторі  $R_{\text{АЕО}}$ , через що буде обмежуватися величина вхідного сигналу на базах біполярних транзисторів  $VT_1, VT_3$ . Вхідні біполярні транзистори  $VT_1, VT_3$  початкового зсуву не мають. Резистори  $R_3, R_4$  призначені для обмеження струмів баз біполярних транзисторів  $VT_5, VT_6$ . Для збільшення струму в навантаженні такого підсилювача єдоцільним використання додаткових біполярних транзисторів, ввімкнених паралельно вихідним.

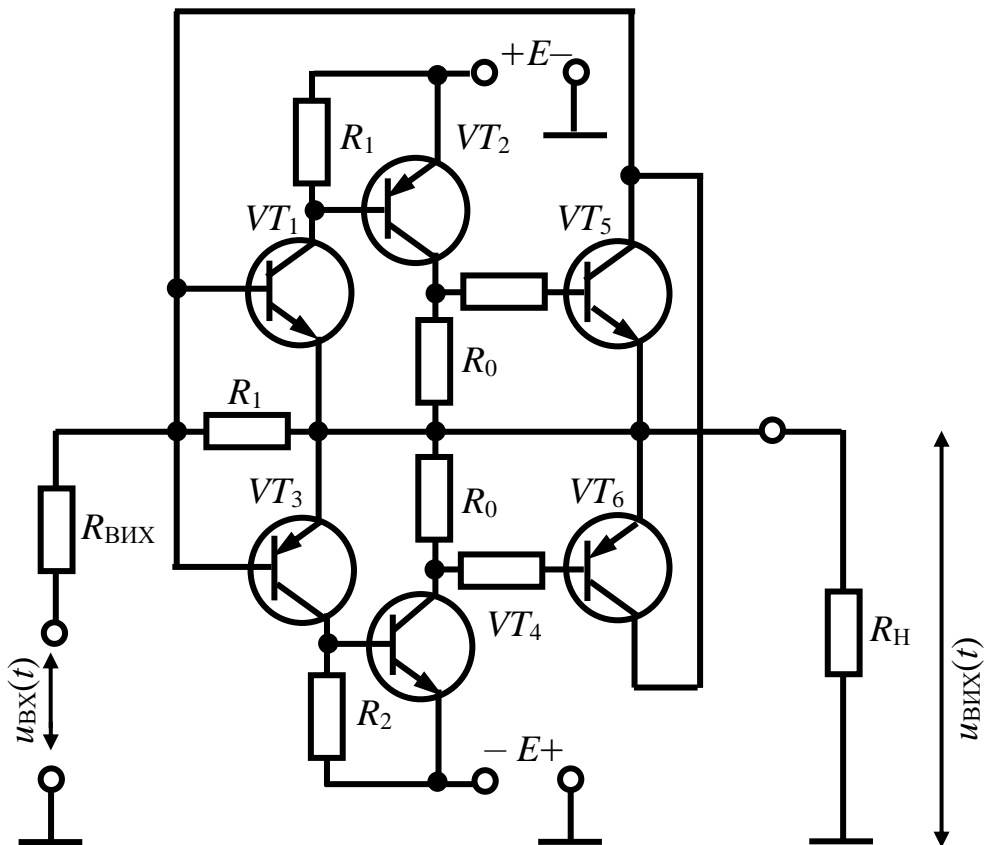


Рис. 2.1.66. Двотактний вихідний каскад із захистом виходу від короткого замикання

Із появою потужних польових транзисторів їх почали використовувати у вихідних каскадах разом із біполярними. При цьому зменшуються нелінійні спотворення сигналів й покращуються частотні параметри підсилювачів.

Крім розглянутих схем підсилювачів потужності, у практичній схемотехніці використовують більш складні схеми зі зворотними зв'язками й елементами захисту виходу від короткого замикання. Для підсилення потужності також широко використовують сучасні польові транзистори.

### Контрольні питання

1. Характеристика електричних сигналів та пристроїв для їх підсилення та перетворення.
2. Принцип підсилення електричних сигналів аналоговими електронними підсилювачами, їх склад та призначення елементів.
3. Класифікація підсилювачів.

4. Основні параметри підсилювачів електричних сигналів (вхідний опір, вихідний опір, коефіцієнти підсилення за напругою, струмом, потужністю, динамічний діапазон, ККД) електричних сигналів. Логарифмічне представлення коефіцієнтів підсилення та їх залежність від співвідношення вхідного та вихідного опорів.

5. Сутність лінійних спотворень електричних сигналів у підсилювачах.

6. Характеристики (амплітудно-частотна, фазо-частотна) та параметри (робочий діапазон частот; нижня, верхня та середня частоти робочого діапазону; нерівномірність АЧХ; максимальне відхилення модуля коефіцієнта підсилення від його середнього значення; максимальне й мінімальне значення модуля коефіцієнта підсилення в смузі робочих частот) лінійних спотворень електричних сигналів у підсилювачах.

7. Сутність нелінійних спотворень електричних сигналів у підсилювачах.

8. Характеристики (амплітудна, перехідна) та параметри (коефіцієнт гармонік, коефіцієнт нелінійних спотворень, коефіцієнт шуму) нелінійних спотворень електричних сигналів у підсилювачах.

9. Призначення, види та основні параметри зворотного зв'язку в аналогових електронних пристроях.

10. Режими роботи підсилювачів та перетворювачів електричних сигналів ( $A$ ,  $B$ ,  $AB$ ,  $C$ ,  $D$ ), їх переваги та недоліки.

11. Принципи забезпечення початкових режимів роботи підсилювачів електричних сигналів.

12. Принципи термостабілізації режиму роботи підсилювачів електричних сигналів.

13. Підсилювач електричних сигналів на польовому транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним витоком. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова та еквівалентна схеми, склад та призначення елементів, основні параметри.

14. Підсилювач електричних сигналів на польовому транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним стоком. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, основні параметри.

15. Підсилювач електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова та еквівалентна схеми, склад та призначення елементів, основні параметри.

16. Підсилювач електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільною базою. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова та еквівалентна схеми, склад та призначення елементів, основні параметри.

17. Підсилювач електричних сигналів на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним колектором. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова та еквівалентна схеми, склад та призначення елементів, основні параметри.

18. Диференціальний підсилювач електричних сигналів. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова та еквівалентна схеми, склад та призначення елементів, основні параметри.

19. Диференціальний підсилювач із транзисторним стабілізатором струму. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, призначення елементів, основні параметри.

20. Диференціальний підсилювач зі зворотним зв'язком за синфазним сигналом. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, основні параметри.

21. Однотранзисторне струмове дзеркало. Призначення пристрою, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, співвідношення між струмами.

22. Двотранзисторне струмове дзеркало. Призначення пристрою, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, співвідношення між струмами.

23. Тритранзисторне струмове дзеркало. Призначення пристрою, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, співвідношення між струмами.

24. Базова схема підсилювача з динамічним навантаженням. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

25. Підсилювач із динамічним навантаженням із покращеними характеристиками. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

26. Каскодний підсилювач електричних сигналів на біполярних транзисторах. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

27. Підсилювач потужності з трансформаторними зв'язками. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, основні параметри.

28. Двотактний підсилювач потужності. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів, основні параметри.

29. Емітерний повторювач на складеному транзисторі. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

30. Підсилювач на композитивному транзисторі. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

31. Двотактний підсилювач на складених транзисторах з одним джерелом напруги живлення. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

32. Двотактні підсилювачі потужності з гальванічним зв'язком. Призначення підсилювачів, принципи їх побудови та дії, принципові схеми, склад та призначення елементів.

33. Двотактний вихідний підсилювальний каскад зі зменшеними нелінійними спотвореннями. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

34. Двотактний вихідний підсилювальний каскад зі зменшеними нелінійними спотвореннями. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

35. Двотактний вихідний підсилювальний каскад із захистом виходу від короткого замикання. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, принципова схема, склад та призначення елементів.

## Розділ 2.2. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ В ІНТЕГРАЛЬНОМУ ВИКОНАННІ

### 2.2.1. Загальна характеристика багатокаскадних підсилювачів електричних сигналів

У сучасній радіотехніці іноді виникає потреба підсилювати сигнали від часток мікрвольтів до десятків вольтів, тобто необхідно створювати підсилювачі з коефіцієнтом підсилення за напругою  $K_U = 10^6 \div 10^8$ . Підсилювальні каскади, розглянуті в попередній главі, не можуть забезпечити такі величини коефіцієнта підсилення. Даний недолік може бути усунутий використанням багатокаскадних підсилювачів – послідовного з'єднання окремих підсилювальних каскадів. У загальному вигляді структурна схема двокаскадного підсилювача може мати вигляд, наведений на рис. 2.2.1.

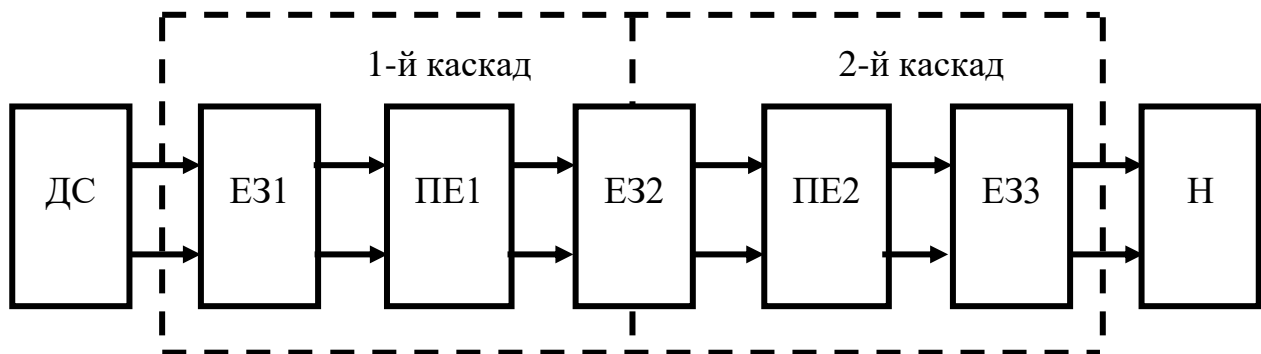


Рис. 2.2.1. Структурна схема двокаскадного підсилювача

Елементи зв'язку (ЕЗ) забезпечують зв'язок між виходом попереднього підсилювального елемента (ПЕ) або ДС й входом наступного або навантаження (Н).

В електроніці використовують зв'язок:  
гальванічний (безпосередній);  
ємнісний (RC-кола);  
трансформаторний;  
частотозалежний;  
оптронний.

Останній вид зв'язку використовується, як правило, на низькій частоті для забезпечення якісної гальванічної розв'язки.

На рис. 2.2.2. наведено структурну схему багатокаскадного підсилювача, один із каскадів якого охоплений зворотним зв'язком.

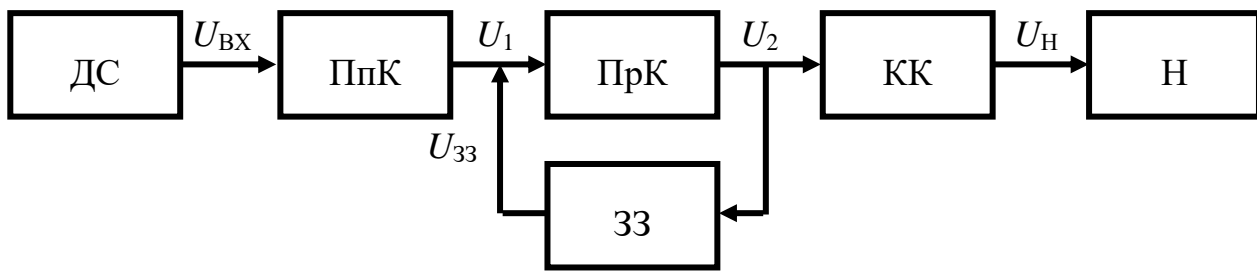


Рис. 2.2.2. Структурна схема двокаскадного підсилювача

Вираз коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача має вигляд

$$K_U = \frac{U_H}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{U_1 \cdot U_2 \cdot U_{\hat{I}}}{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot U_1 \cdot U_2} = K_{\hat{I}\hat{I}} \cdot K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}} \cdot K_{\hat{E}\hat{E}}, \quad (2.2.1)$$

де  $U_{\hat{A}\hat{O}}, U_1, U_2, U_{\hat{I}}$  – напруги на входах попереднього, проміжного, кінцевого каскадів та на навантаженні відповідно;  $U_{\zeta\zeta}$  – напруга зворотного зв'язку;  $K_{\hat{I}\hat{I}}, K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}}, K_{\hat{E}\hat{E}}$  – коефіцієнти підсилення за напругою попереднього, проміжного й кінцевого каскадів.

Вираз коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача має вигляд

$$K_U = \frac{U_H}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{U_1 \cdot U_2 \cdot U_{\hat{I}}}{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot U_1 \cdot U_2} = K_{\hat{I}\hat{E}} \cdot K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}} \cdot K_{\hat{E}\hat{E}}, \quad (2.2.2)$$

де  $U_{\hat{A}\hat{O}}, U_1, U_2, U_{\hat{I}}$  – напруги на входах попереднього, проміжного, кінцевого каскадів та на навантаженні відповідно;  $U_{\zeta\zeta}$  – напруга зворотного зв'язку;  $K_{\hat{I}\hat{E}}, K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}}, K_{\hat{E}\hat{E}}$  – коефіцієнти підсилення за напругою попереднього, проміжного й кінцевого каскадів.

Отже, коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення послідовно з'єднаних каскадів.

Вираз коефіцієнта підсилення багатокаскадного підсилювача в децибелах має вигляд

$$\begin{aligned} K_{U\hat{A}\hat{A}} &= 20 \cdot \lg K_U = 20 \cdot \lg(K_{\hat{I}\hat{E}} \cdot K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}} \cdot K_{\hat{E}\hat{E}}) = \\ &= 20 \cdot \lg K_{\hat{I}\hat{E}} + 20 \cdot \lg K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}} + 20 \cdot \lg K_{\hat{E}\hat{E}} = \\ &= K_{\hat{I}\hat{E}} \hat{a}\hat{A} + K_{\hat{I}\hat{O}\hat{E}} \hat{a}\hat{A} + K_{\hat{E}\hat{E}} \hat{a}\hat{A}. \end{aligned} \quad (2.2.3)$$

Смуга робочих частот підсилювача визначається нижньою та верхньою частотами, на яких коефіцієнт підсилення зменшується у  $\sqrt{2}$  разів від

номінального. На рис. 2.2.3. наведено АЧХ двокаскадного підсилювача. Його результуючий коефіцієнт підсилення становить

$$K = K_1 \cdot K_2 \quad (2.2.4)$$

На нижній граничній частоті коефіцієнт підсилення першого каскаду  $K_1(f_{H1}) = K_{1\text{н\`а\`д}}/\sqrt{2}$ , другого каскаду  $K_2(f_{H2}) = K_{2\text{н\`а\`д}}/\sqrt{2}$ , а коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилювача при  $f_{H1} = f_{H2}$

$$K(f_H) = K_1(f_H) \cdot K_2(f_H) = \frac{K_{1\text{н\`а\`д}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{K_{2\text{н\`а\`д}}}{\sqrt{2}} = \frac{K_{\text{н\`а\`д}}}{2}, \quad (2.2.5)$$

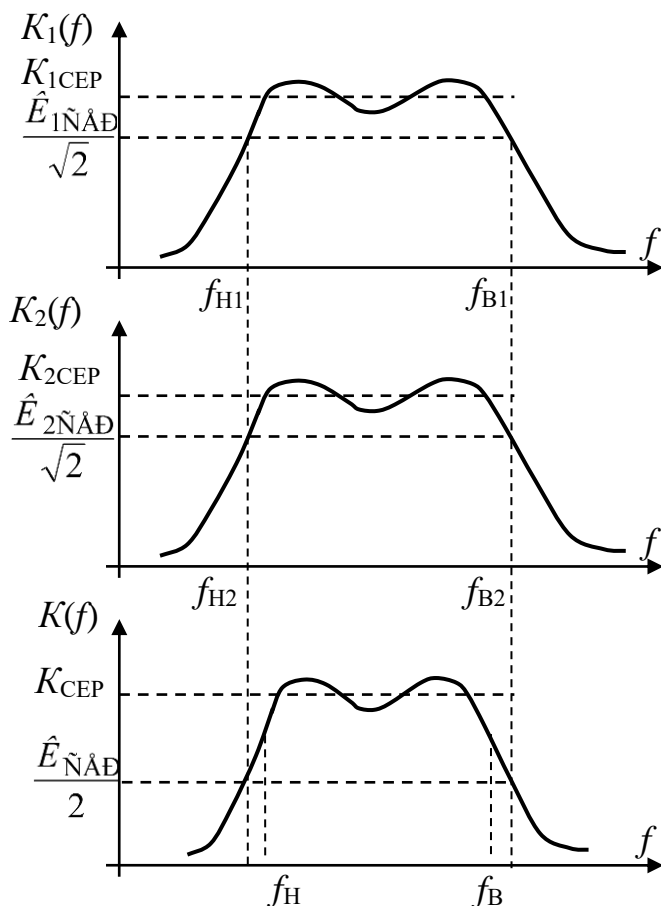


Рис. 2.2.3. АЧХ двокаскадного підсилювача

тобто на нижній частоті двох ідентичних каскадів результуючий коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача у два рази менший за номінальний. Оскільки, за визначенням, гранична частота – це частота, на якій номінальний коефіцієнт підсилення зменшується у  $\sqrt{2}$  разів, то нижня частота багатокаскадного підсилювача  $f_H$  буде більше  $f_{H1}$  та  $f_{H2}$ .

Отже, в багатокаскадному підсилювачі нижня гранична частота буде більшою за нижню граничну частоту будь-якого окремого каскаду, а верхня – меншою за найменшу з верхніх граничних частот робочих діапазонів окремих каскадів. Іншими словами, для створення багатокаскадного підсилювача зі

смугою робочих частот від  $f_H$  до  $f_{\hat{A}}$  кожен

каскад повинен мати нижню граничну частоту  $f_{H1} < f_H$ , а верхню –  $f_{\hat{A}1} > f_{\hat{A}}$ . Аналогічно можна показати, що за заданих допустимих значень нерівномірності АЧХ ( $H\%$ ) багатокаскадного підсилювача вимоги до нерівномірності АЧХ окремих каскадів будуть жорсткішими.

Деякі специфічні вимоги до підсилювачів можна задовольнити введенням відповідного зворотного зв'язку. Негативний зворотний зв'язок використовується для зменшення нестабільності коефіцієнта підсилення та нерівномірності АЧХ, а також для розширення смуги робочих частот.

Відносна нестабільність коефіцієнта підсилення за наявності негативного зворотного зв'язку становить

$$|\hat{E}_{\Pi}(jf)| \gg 1 \quad (2.2.6)$$

де  $\frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}}$  – відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача без

зворотного зв'язку;  $\frac{\partial \gamma}{\gamma}$  – відносна нестабільність коефіцієнта зворотного зв'язку.

Якщо прийняти параметри кіл зворотного зв'язку стабільними, тобто  $\frac{\partial \gamma}{\gamma} \rightarrow 0$ , то орієнтовно петльове підсилення, яке забезпечує зменшення нестабільності коефіцієнта підсилення, можна оцінити за формулою

$$\gamma \cdot K_{\bar{i}} \approx \frac{\frac{\partial K_{\bar{i}}}{K_{\bar{i}}}}{\frac{dK_{\zeta\zeta}}{K_{\zeta\zeta}}} - 1. \quad (2.2.7)$$

За заданого значення коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком  $K_{\zeta\zeta}$  й глибини зворотного зв'язку  $\gamma \cdot K_{\bar{i}}$ , коефіцієнт підсилення підсилювача з розімкнутим колом зворотного зв'язку буде

$$K_{\bar{i}} \approx K_{\zeta\zeta} \cdot (1 + \gamma \cdot K_{\bar{i}}). \quad (2.2.8)$$

Вибираючи каскади підсилювачів, необхідно враховувати, що вхідний опір наступного каскаду повинен бути не менше допустимого опору навантаження попереднього.

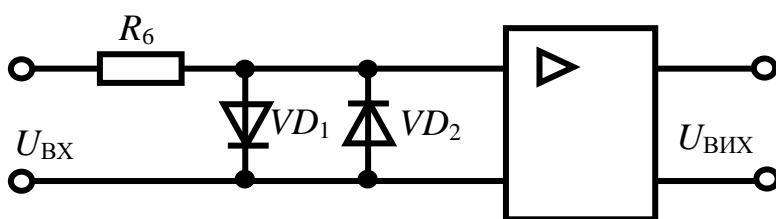


Рис. 2.2.4. Обмежувач амплітуди на вході підсилювача

Для захисту вхідних кіл підсилювача від великої амплітуди вхідних сигналів як ЕЗ може використовуватися обмежувач на резисторі та двох зустрічно ввімкнених діодах (рис. 2.2.4).



За малих амплітуд вхідного сигналу ( $U_{m\hat{A}\hat{O}} < 0,4 B$ ) опори діодів великі, й сигнал не шунтується ними. За збільшення амплітуди вхідного сигналу опори діодів зменшуються, вони починають шунтувати вхід підсилювача, обмежуючи сигнал на ньому. Залишок сигналу виділяється на обмежувальному резисторі  $R$ .

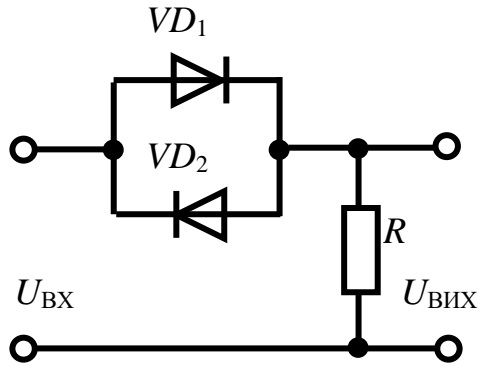


Рис. 2.2.5. Шумопослаблююче коло

Якщо до багатокаскадного підсилювача не ставлять жорстких вимог щодо лінійності, то як ЕЗ між каскадами може використовуватися шумопослаблювальне коло – подільник із пари зустрічно паралельно ввімкнених діодів й резистора (рис. 2.2.5).

За малих рівнів вхідного сигналу, які єспівмірними з рівнями шумів, опори діодів великі, струм й напруга на резисторі малі. Для сигналу великої амплітуди опори діодів зменшуються, а прямий струм через них збільшується, відповідно коефіцієнт передачі кола різко зростає. Зустрічне паралельне ввімкнення діодів дозволяє реалізувати послаблення малих значень напруг шумів різної полярності.

Найчастіше як ЕЗ багатокаскадних підсилювачів використовують диференційні за конфігурацією та перехідні за характером  $RC$ -кола (рис. 2.2.6). При розрахунку параметрів таких кіл необхідно враховувати вихідний опір попереднього каскаду, вхідний опір наступного й частотну залежність коефіцієнта передачі

$$K_{\zeta\zeta}(j\omega) = \frac{R_{\hat{A}\hat{A}}}{R_{\hat{A}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}, \quad (2.2.9)$$

де  $R_{\hat{A}\hat{A}} = R \parallel R_{\hat{A}\hat{O}}$ ;  $R_{\hat{A}\hat{O}}$ ,  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  – вхідний та вихідний опори каскадів.

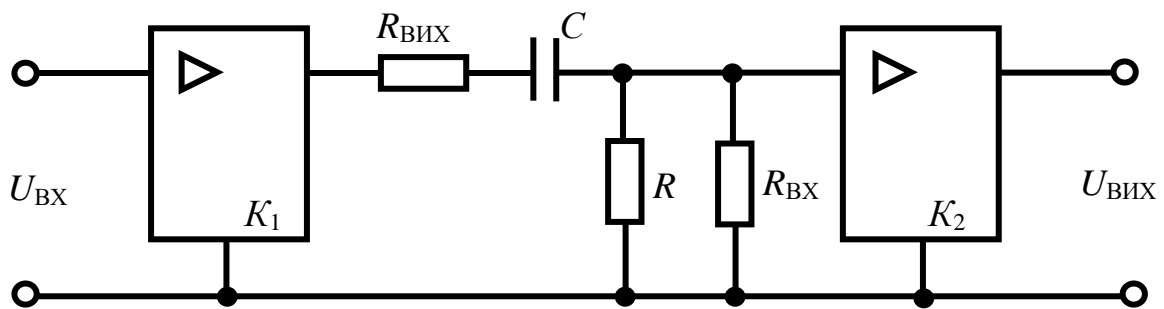


Рис. 2.2.6. ЕЗ двокаскадного підсилювача

Стала часу кола зв'язку вибирається згідно з умовою

$$\tau_{\hat{A}\hat{A}} \approx C \cdot (R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + R_{\hat{A}\hat{A}}) > \frac{1}{f_{C \min}}, \quad (2.2.10)$$

де  $f_{C \min}$  – мінімальна частота спектра підсиленого сигналу.

Причому вдіапазоні робочих частот для зменшення частотної залежності коефіцієнта передачі від параметрів кола зв'язку повинна виконуватися умова

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} \gg \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}. \quad (2.2.11)$$

Тоді коефіцієнт передачі кола міжкаскадного зв'язку в робочій смузі частот описується формулою

$$\hat{E}_{\hat{C}\hat{C}} = \frac{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}}{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}. \quad (2.2.12)$$

Залежність коефіцієнта передачі ЕЗ від частоти призводить до частотних спотворень сигналів. Коефіцієнт частотних спотворень на нижній робочій частоті кола зв'язку, що аналізується, визначається відношенням

$$\dot{I}_{\hat{I}} = \frac{\hat{E}_{\hat{C}\hat{C}}}{|\hat{E}_{\hat{C}\hat{C}}(j\omega)|} = \frac{\frac{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}}{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}}{\left| \frac{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}}{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} \right|} = \frac{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \quad (2.2.13)$$

$$= \frac{\sqrt{[(R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \omega_{\hat{I}} \cdot \tilde{N}]^2 + 1}}{(R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \omega_{\hat{I}} \cdot \tilde{N}}.$$

Виконавши нескладні перетворення

$$\dot{I}_{\hat{I}} \cdot (R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \omega_{\hat{I}} \cdot \tilde{N} = \sqrt{[(R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \omega_{\hat{I}} \cdot \tilde{N}]^2 + 1},$$

$$[(R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \omega_{\hat{I}} \cdot \tilde{N}]^2 \cdot (\dot{I}_{\hat{I}}^2 - 1) = 1,$$

можна одержати вираз для сталої кола зв'язку з допустимими частотними спотвореннями  $\dot{I}_{\hat{I}}$

$$(R_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) \cdot \tilde{N} = \frac{1}{\omega_{\hat{I}} \cdot \sqrt{(\dot{I}_{\hat{I}}^2 - 1)}}. \quad (2.2.14)$$

Задавши значення опору резистора  $R$  ( $R < R_{\hat{A}\hat{O}}$ ) й допустимими значеннями коефіцієнта частотних спотворень  $\dot{I}_{\hat{I}}$ , можна обчислити величину ємності конденсатора  $C$ .

Отже, нелінійні спотворення сигналу виникають здебільшого там, де більший вхідний сигнал, тобто у вихідних каскадах, оскільки перші каскади підсилюють сигнали менших амплітуд.

## 2.2.2. Аналогові інтегральні мікросхеми

### 2.2.2.1. Загальні відомості

Побудова складної радіоелектронної апаратури на дискретних активних і пасивних елементах пов'язана з різким падінням надійності апаратури, збільшенням споживаної потужності, маси й габаритів. Створення ІМС дозволило розв'язати ці задачі.

**Інтегральна мікросхема (ІМС)** – це мікроелектронний пристрій, що виконує функції перетворення й обробки сигналу. В ІМС електрично з'єднані елементи щільно розміщені і, тому ІМС розглядають як єдине ціле.

Переваги ІМС:

виготовлення всіх елементів ІМС в єдиному технологічному циклі різко підвищило її надійність; сучасні мікросхеми, які містять сотні й тисячі елементів, мають надійність і габарити того самого порядку, що й дискретні елементи;

зменшилися габарити та маса апаратури;

збільшилася економічність апаратури, яка помітно виявляється при створенні великих систем;

зменшилися витрати на обслуговування апаратури;

скоротився період проектування й виготовлення апаратури.

За функціональним призначенням розрізняють основні види ІМС: аналогові й цифрові.

*Аналогові ІМС* призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом безперервної функції. Цифрові ІМС призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом дискретної функції.

До аналогових належать ІМС, які виконують функції підсилення, генерування сигналів різної форми, а також перетворення сигналів (модулятори, демодулятори, перетворювачі частоти та ін.). До складу аналогових ІМС входять також ІМС, що виконують допоміжні функції: стабілізатори напруги й струму, випрямлячі та інші, а також набори транзисторів, діодів та інших елементів, які використовуються при конструюванні мікроелектронних пристроїв.

Аналогові та цифрові ІМС розробляються й випускаються підприємствами-виробниками у вигляді серій. *Серією* називають сукупність ІМС, які можуть виконувати різноманітні функції, мають єдине конструктивно-технологічне виконання й призначені для сумісного застосування. Випуск кожної нової серії ІМС вимагає великих витрат часу та коштів, тому, до ІМС ставлять вимоги універсальності, багатоцільового використання в пристроях різного призначення.

За конструктивно-технологічним виконанням ІМС поділяються на три групи: напівпровідникові, гібридні та інші. Найбільш поширеними є напівпровідникові ІМС.

Однією з характеристик ІМС є ступінь інтеграції (що характеризує складність ІМС):

$$k_i = \lg \cdot N_{2iN} ,$$

де  $N_{2iN}$  – кількість елементів, які входять до ІМС.

Залежно від значення  $k_i$  ІМС поділяють:

- $k_i < 1$  – схеми малого рівня інтеграції;
- $k_i < 2$  – схеми середнього рівня інтеграції;
- $k_i = (3...4)$  – великі ІМС;
- $k_i > 4$  – надвеликі ІМС.

**Маркування вітчизняних ІМС** складається із чотирьох елементів.

1-й елемент – цифра, що вказує конструктивно-технологічне виконання ІМС:  
 1, 5, 6, 7 – напівпровідникові ІМС; 2, 4, 8 – гібридні;  
 3– інші (плівкові, керамічні та ін.).

2-й елемент – дві або три цифри (01 до 99 або 001 до 999), що вказують на порядковий номер розробки серії ІМС.

Перші два елементи позначають серію ІМС. У маркуванні мікросхем, що випускаються для широкого застосування, перед першим елементом позначення ставлять літеру «К».

3-й елемент – дві літери, що відповідають підгрупі й виду ІМС, які визначають основне функціональне призначення ІМС. У табл. 2.2.1 наведено позначення аналогових мікросхем за функціональною ознакою.

Таблиця 2.2.1

№ зп	Підгрупа ІМС	Вид ІМС	Літерне позначення
1	Генератори сигналів	гармонічні	ГС
		прямокутної форми	ГГ
		лінійно змінні	ГЛ
		спеціальної форми	ГФ
		шуму	ГМ
		інші	ГП
2	Підсилювачі	високої частоти	УВ
		проміжної частоти	УР
		низької частоти	УН
		імпульсних сигналів	УИ
3	Широкосмугові підсилювачі	операційні й диференціальні	УД
		постійного струму	УТ
		широкосмугові та відеопідсилювачі	УК
		повторювачі	УЕ
		індикації	УМ
		інші	УП
4	Детектори	амплітудні	ДА
		імпульсні	ДИ
		частотні	ДС
		фазові	ДФ

		інші	ДП
5	Модулятори	амплітудні	МА
		частотні	МС
		фазові	МФ
		імпульсні	МІ
		інші	МП
6	Багатофункціональні аналогові ІМС	одночасно виконують декілька функцій	ХА

Закінчення табл. 2.2.1

№ зп	Підгрупа ІМС	Вид ІМС	Літерне позначення
7	Комутатори йключі	струму	КТ
		напруги	КН
		інші	КП
8	Тригери	Шмітта	ТЛ
		інші	ТП
9	Схеми вторинних джерел	випрямлячі	ЕВ
		перетворювачі	ЕМ
		стабілізатори напруги	ЕН
		стабілізатори струму	ЕТ
		інші	ЕП
10	Фільтри	верхніх частот	ФВ
		нижніх частот	ФН
		смугові	ФЕ
		режекторні	ФР
		інші	ФП
11	Перетворювачі	частоти	ПС
		фази	ПФ
		тривалості імпульсів	ПД
		напруги	ПН
		рівня (узгоджувачі)	ПУ
		код-аналог	ПА
		аналог-код	ПВ
		інші	ПП
12	Схеми (лінії) затримки	пасивні	БМ
		активні	БР
		інші	БП
13	Схеми селекції та порівняння	амплітудні (рівня сигналу)	СА
		часові	СВ
		частотні	СС
		фазові	СФ
		інші	СП

14	Формувачі імпульсів	прямокутної форми	АГ
		спеціальної форми	АФ
		інші	АП
15	Набір елементів (мікрозборки)	діодів	НД
		транзисторів	НТ
		резисторів	НР
		конденсаторів	НЕ
		комбіновані	НК
		інші	НП

4-й елемент – число, що позначає умовний (або порядковий у даній серії) номер розробки за функціональною ознакою.

За необхідності розробник ІМС після умовного номера розробки може додати літеру (від А до Я), що позначає відмінність електричних параметрів ІМС одного типу.

*Приклади аналогових ІМС різних серій:*

1. Серія *K118*. Мікросхеми даної серії призначені для використання в різній радіоелектронній апаратурі, можуть виконувати функції генераторів, перетворювачів, підсилювачів низької частоти та інших пристроїв.

*ІМС K118 УН2А, K118 УН2Б, K118 УН2В*

Принципову схему й схему ввімкнення мікросхеми *K 118 УН2* наведено на рис. 2.2.7.

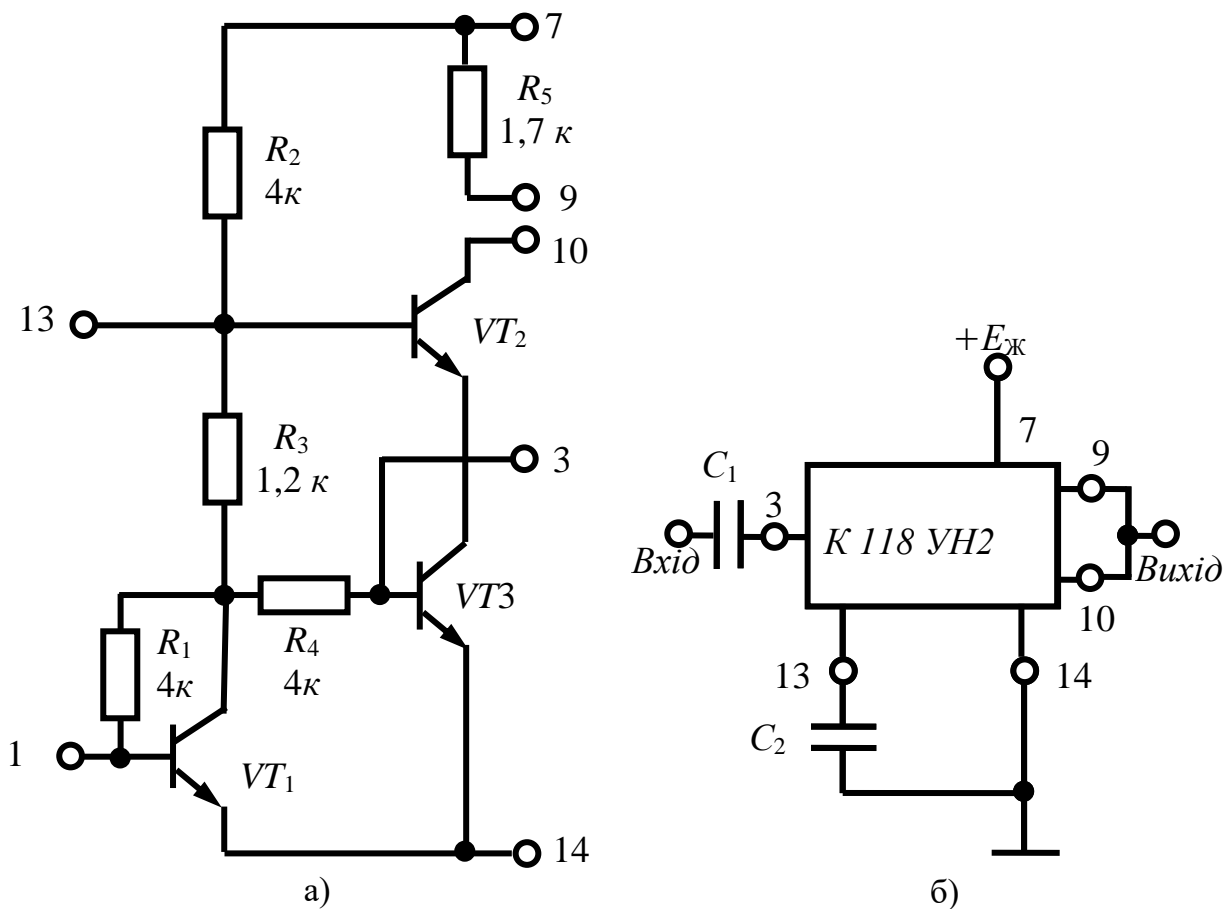


Рис. 2.2.7. ІМС *K 118 УН2*:

а) принципова схема; б) схема ввімкнення

Каскодні підсилювачі призначені для роботи як підсилювачі високої та проміжної частоти радіоелектронних пристроїв широкого застосування.

У каскодному підсилювачі біполярний транзистор  $VT_3$  ввімкнений за схемою зі спільним емітером, а  $VT_2$  – спільною базою. Режим роботи транзисторів  $VT_2$  і  $VT_3$  забезпечується першим каскадом, виконаним на біполярному транзисторі  $VT_1$  і резисторах  $R_1, R_2, R_3, R_4$ . За необхідності цей каскад можна використовувати для попереднього підсилення сигналу.

2. Серії 142, K142. Мікросхеми даних серій являють собою набори порізному ввімкнених напівпровідникових діодів, а також регульовані й нерегульовані стабілізатори напруги.

ІМС 142 ЕН 6А, 142 ЕН 6Б – двополярні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою. Типову схему ввімкнення ІМС наведено на рис. 2.2.8.

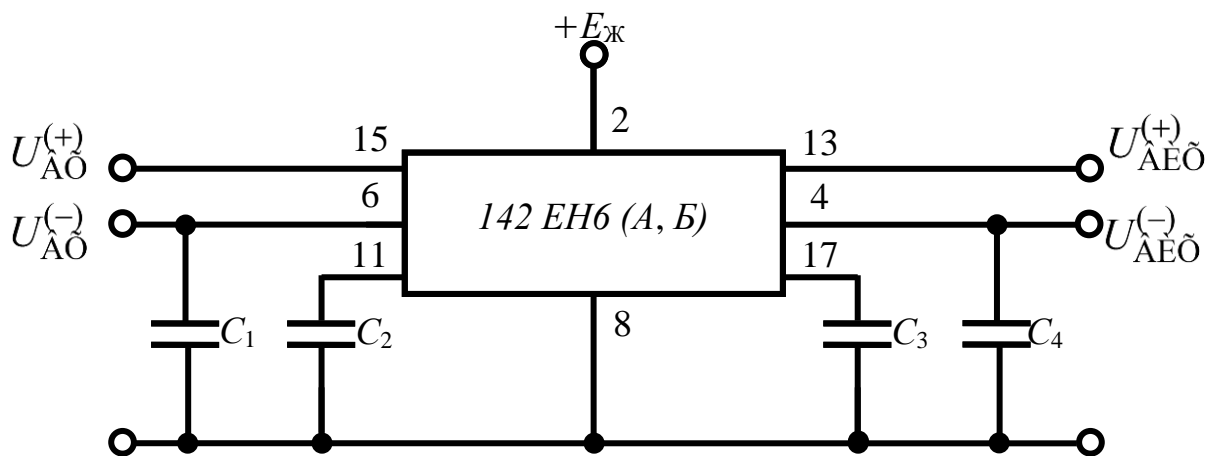


Рис. 2.2.8. Типова схема ввімкнення ІМС 142 ЕН 6 (А, Б)

Призначення виводів: 2 – регулювання; 4 – вихід  $U_{\text{АЕО}}^{(-)}$ ; 6 – вхід  $U_{\text{АО}}^{(-)}$ ; 8 – спільний; 11, 17 – корегування; 13 – вихід  $U_{\text{АЕО}}^{(+)}$ ; 15 – вхід  $U_{\text{АО}}^{(+)}$ . Рівень вихідної напруги регулюється зміною напруги керування, що подається на вивід 2 мікросхеми.

3. Серії 153, K153. Операційні підсилювачі призначені для підсилення постійного та змінного струмів, побудови пристроїв, які виконують математичні операції, перетворювачів, генераторів електричних сигналів та інших пристроїв радіоелектронної апаратури.

ІМС K153 УД5 – високочастотний операційний підсилювач із малою напругою зсуву нуля, рівнем дрейфу та шумів і великим коефіцієнтом підсилення, підтримуваним із високою точністю при замкненій петлі негативного зворотного зв'язку. Типову схему ввімкнення мікросхеми наведено на рис. 2.2.9.

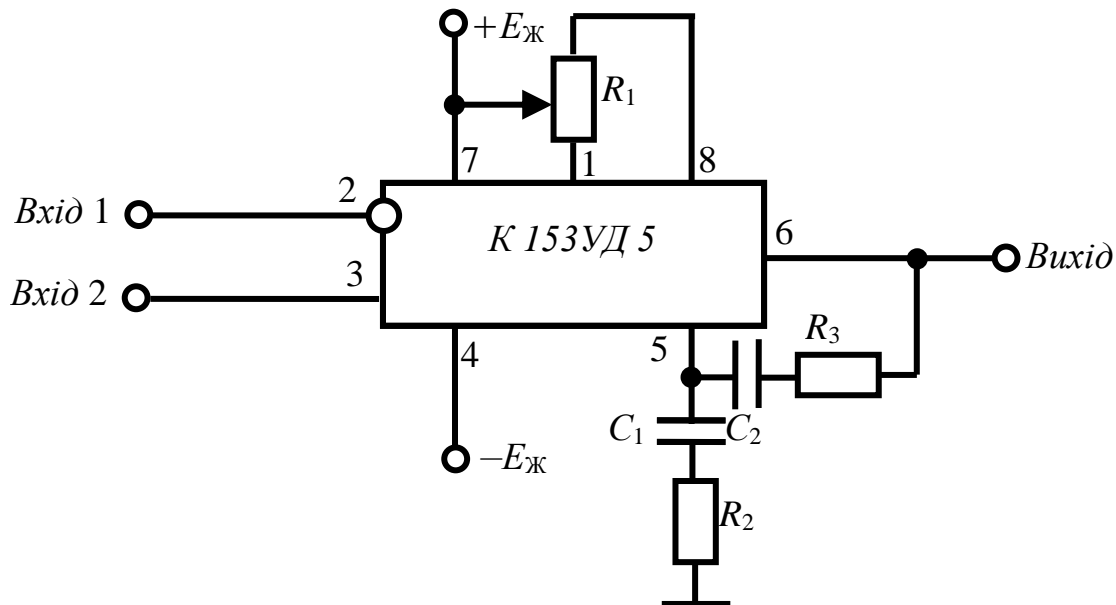


Рис. 2.2.9. Типова схема ввімкнення ІМС К 153 УД 5

Призначення виводів: 2 – інверсний вхід; 3 – прямий вхід; 7 – живлення ( $+E_{Ж}$ ); 4 – живлення ( $-E_{Ж}$ ); 6 – вихід; 1, 8 – баланс; 5 – частотне корегування.

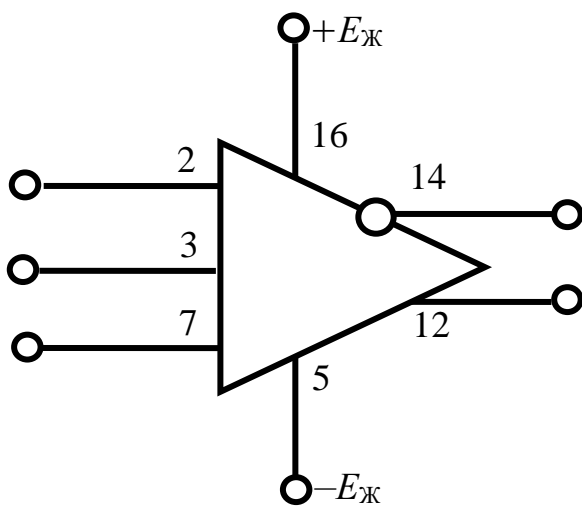


Рис. 2.2.10. Структурна схема ІМС 597 СА 2

4. Серії 597, КМ 597, КР 597. Компаратори напруги ІМС 597 СА2, КМ 597 СА2, КР 597 СА2 призначені для порівняння аналогових величин із стробуванням та запам'ятовуванням попереднього стану.

Структурну схему компаратора наведено на рис. 2.2.10. Призначення виводів: 2 – прямий вхід; 3 – інверсний вхід; 5 – живлення ( $-E_{Ж}$ ); 7 – вхід стробування; 8 – загальний; 12 – прямий вихід; 14 – інверсний вихід; 16 – живлення ( $+E_{Ж}$ ).

5. Серія КР 1021. Мікросхеми даної серії є пристроями, призначеними для побудови телевізійних приймачів.

ІМС КР 1021 ХА3 – це багатофункціональна аналогова ІМС, яка призначена для обробки сигналів у телевізійних приймачах.

6. Серія КР 1005. Мікросхеми серії КР1005 призначені для побудови апаратури відеозапису.

ІМС КР 1005 ПС1 використовується як формувач опорної частоти для перетворення сигналів.

### 2.2.3. Загальна характеристика операційних підсилювачів

Термін «операційний підсилювач» з'явився в аналоговій обчислювальній техніці, де подібні підсилювачі з відповідними зворотними зв'язками



застосовуються для виконання різноманітних математичних операцій (інтегрування, додавання тощо).

Розробка операційних підсилювачів у вигляді ІМС привела до значного розширення функцій таких підсилювачів.

**Операційним** підсилювачем називається високоякісний підсилювач постійного струму, призначений для виконання різноманітних операцій над аналоговими величинами при роботі в схемах із негативним зворотним зв'язком. Підсилювачі постійного струму відрізняються від підсилювачів змінного струму тим, що дозволяють підсилити сигнали, швидкість зміни яких (частота) наближена до нуля ( $f_i \rightarrow 0$ ). Завдяки тому, що підсилювачі постійного струму не містять розділювальних конденсаторів та трансформаторів верхня границя їх робочого діапазону частот ( $f_B$ ) може досягати десятків мегагерців.

*Класифікація операційних підсилювачів:*

за призначенням: загального призначення, спеціальні, прецизійні, вимірвальні, швидкої дії та інші;

за принципом дії й схемним виконанням:

підсилювачі прямого підсилення (із безпосередніми зв'язками);

підсилювачі з перетворенням сигналу (модуляція-підсилення-демодуляція або підсилювачі з керованими генераторами).

Найбільш поширеними є операційні підсилювачі з безпосередніми (гальванічними) зв'язками. Інтегральні операційні підсилювачі, як правило, створюють із послідовно з'єднаних вхідного, проміжного та вихідного каскадів (рис. 2.2.11).

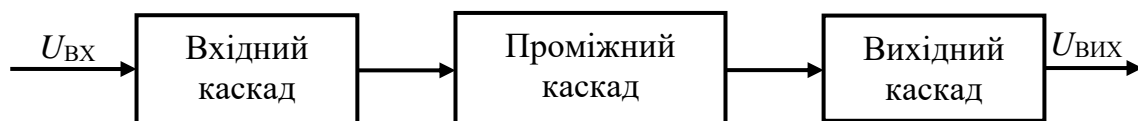


Рис. 2.2.11. Загальна структура операційного підсилювача

Як вхідний найчастіше використовується диференціальний підсилювач із великими вхідним опором й коефіцієнтом підсилення, а також малою чутливістю до дестабілізуючих факторів (зміна температури, напруги тощо).

Проміжний каскад забезпечує основне підсилення сигналу, узгодження за рівнем напруги й опору з кінцевим (вихідним) каскадом. Як правило, це балансний підсилювач із динамічним навантаженням.

Кінцевий вихідний каскад забезпечує мінімальний вихідний опір, або здатність мікросхеми працювати на низькоомне навантаження. Частіше як кінцевий каскад використовують емітерний або витоковий повторювач. Для збільшення ККД використовують двотактні схеми повторювачів, що працюють у режимі *B* або *AB*.

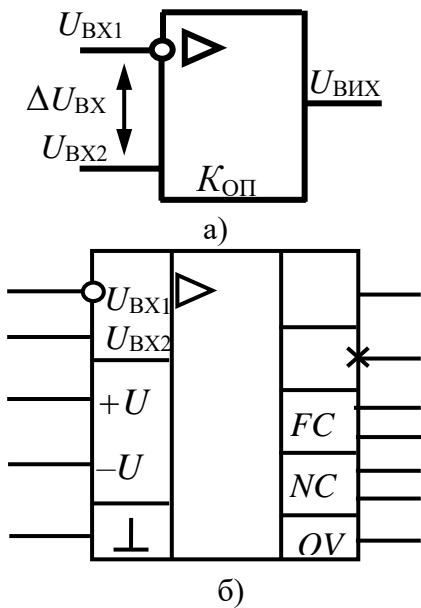


Рис. 2.2.12. Графічні позначення операційного підсилювача

⊥ – корпус мікросхеми.

Операційний підсилювач, який має додатковий вхід управління його параметрами, називається *програмованим*.

### Вхідні й вихідні параметри операційних підсилювачів

Операційні підсилювачі характеризуються вхідними й вихідними параметрами та параметрами передачі, які не завжди можна виміряти безпосередньо. Тому, для їх знаходження іноді складають спеціальні схеми.

Живлення операційного підсилювача від джерел постійної напруги може бути однополярним або двополярним. У першому випадку всі миттєві значення підсиленої вихідної напруги будуть з однаковим знаком. При двополярному живленні операційного підсилювача можна отримати вихідну напругу різної полярності, причому її величина буде вдвічі більшою за величину вихідної напруги операційного підсилювача при однополярному живленні.

#### 2.2.3.1. Вхідні параметри операційного підсилювача

Напруга зсуву нуля  $U_{\text{СІ}}$  – це величина напруги між входами операційного підсилювача, за якої вихідна напруга дорівнює нулю.

Знаючи напругу зсуву  $U_{\text{СІ}}$ , можна обчислити вихідну напругу операційного підсилювача за нульової вхідної за формулою:

$$U_{\text{ВІХ}} = K_{\text{П}} \cdot U_{\text{СІ}}, \quad (2.2.15)$$

де  $K_{\text{П}}$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача ( $K_{\text{П}} \gg 1$ ).

Спрощені графічні позначення операційного підсилювача без додаткового поля наведено на рис. 2.2.12, а, із двосторонніми додатковими полями – на рис. 2.2.12, б.

На рис. 2.2.12 позначено:

o – інвертування сигналу на вході або виході;

▷ – підсилювач;

FC – виводи для під'єднання елементів частотного корегування АЧХ операційного підсилювача;

NC – виводи для під'єднання елементів збалансування режиму роботи операційного підсилювача;

$\pm U$  – виводи для ввімкнення напруги живлення;

OV – загальний вивід;

Величина напруги зсуву  $U_{C1}$  для реальних мікросхем складає від часток до десятків мілівольтів.

Знання величини вхідного струму операційного підсилювача  $I_{\hat{A}\tilde{\Pi}}$  необхідне для забезпечення нормального режиму роботи вхідного диференціального каскаду. У сучасних операційних підсилювачах вхідні струми становлять від одиниць до сотень наноамперів.

Вхідний опір операційного підсилювача  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}$  – це величина, що дорівнює відношенню приросту вхідної напруги  $\Delta U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}$  до приросту активної складової вхідного струму  $\Delta I_{\hat{A}\tilde{\Pi}}$

$$R_{\hat{A}\tilde{\Pi}} = \Delta U_{\hat{A}\tilde{\Pi}} / \Delta I_{\hat{A}\tilde{\Pi}}. \quad (2.2.16)$$

Розрізняють вхідні опори операційного підсилювача синфазному та диференціальному сигналам  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}$ ,  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}}$ .

Вхідний опір операційного підсилювача диференціальному сигналу  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}$  – це повний вхідний опір з боку одного входу операційного підсилювача при заземленому іншому. Для сучасних операційних підсилювачів значення  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}$  сягають від десятків кілоомів до сотень мегаомів.

Вхідний опір операційного підсилювача синфазному сигналу  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}}$  – це відношення приросту синфазної вхідної напруги до приросту активної складової вхідного струму.

Для вхідних опорів операційного підсилювача є характерною нерівність  $R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}} \gg R_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}$ .

Максимальна синфазна вхідна напруга операційного підсилювача  $U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö max}}$  – максимальне значення напруг між кожним із входів мікросхеми операційного підсилювача та шиною корпусу, амплітуди та фази яких збігаються.

Максимальна вхідна напруга операційного підсилювача  $U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö max}}$  – найбільше значення вхідної напруги операційного підсилювача, за якого вихідна напруга відповідає заданому значенню.

Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу операційного підсилювача  $K_{\hat{\Pi}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}}$  – відношення коефіцієнтів підсилення напруги при дії між входами операційного підсилювача диференціального та синфазного сигналів:

$$\begin{aligned} \hat{E}_{\hat{\Pi}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}} &= \frac{U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}}{U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{ñö}}} \Big|_{U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}} = U_{\hat{A}\tilde{\Pi}}^{\text{äèö}}} = \\ &= \frac{\hat{E}_{U}^{\text{äèö}}}{\hat{E}_{U}^{\text{ñö}}} \leq 10^3 \dots 10^5. \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

### 2.2.3.2. Вихідні параметри операційного підсилювача

До вихідних параметрів операційного підсилювача належать вихідні опір, напруга й струм.

Вихідний опір операційного підсилювача  $R_{\text{в}}^{\text{в}} = R_{\text{в}}^{\text{в}}$  – це величина, що дорівнює відношенню приросту вихідної напруги до активної складової вихідного струму.

Максимально допустимі енергетичні характеристики (потужність, напруга, струм) зазначаються в паспортних технічних характеристиках операційного підсилювача.

Максимально допустима вихідна напруга, як правило, повинна бути на 10...30% нижча за напругу живлення.

### 2.2.3.3. Характеристики передачі операційного підсилювача

До характеристик передачі операційного підсилювача належать: коефіцієнт підсилення напруги  $K_{\text{п}}^{\text{п}}$ , частота одиничного підсилення  $f_1$ , швидкість наростання вихідної напруги (струму).

Коефіцієнт підсилення напруги операційного підсилювача є відношенням напруги на виході операційного підсилювача до різниці двох напруг, що діють на його прямому та інверсному входах  $K_{\text{п}}^{\text{п}} = U_{\text{в}}^{\text{в}} / \Delta U_{\text{в}}^{\text{в}} = U_{\text{в}}^{\text{в}} / (U_{\text{в}}^{\text{в}} - U_{\text{в}}^{\text{в}})$ . Він може сягати достатньо значних величин  $K_{\text{п}}^{\text{п}} \leq 10^6$ , тому, вимірювання різницевої напруги між його входами є достатньо складним завданням, через незначність останньої.

Швидкість наростання вихідної напруги  $V_{\text{max}}^{\text{в}}$  – це максимальна швидкість зміни вихідного сигналу за максимального значення його амплітуди на вході, вимірюється осцилографом нахил фронту у вольтгах за мікросекунду від рівня  $0,1 \cdot U_{\text{max}}^{\text{в}}$  до  $0,9 \cdot U_{\text{max}}^{\text{в}}$  ( $U_{\text{max}}^{\text{в}}$  – максимальна амплітуда сигналу на виході операційного підсилювача). Швидкість наростання вихідної напруги розраховується за формулою

$$V_{\text{max}}^{\text{в}} = 2\pi \cdot f_C \cdot U_{\text{max}}^{\text{в}}, \text{ В/мкс.} \quad (2.2.18)$$

Крім розглянутих характеристик операційного підсилювача іноді використовують час встановлення  $t_{\text{в}}^{\text{в}}$  – час, за який закінчується перехідний процес, та час відновлення  $t_{\text{в}}^{\text{в}}$  – час, який потрібний для повернення підсилювача в лінійний режим зі стану насичення виходу.

Крім того, до параметрів операційного підсилювача належать:

напруга ДЖ,  $U_{\text{ДЖ}}^{\text{ДЖ}}$ ;

споживаний струм  $I_{\text{ДЖ}}^{\text{ДЖ}}$  – значення струму, який споживається операційним підсилювачем від ДЖ в заданому режимі;

опір навантаження  $R_H$  – значення активного опору, підключеного до виходу операційного підсилювача, за якого забезпечується заданий коефіцієнт підсилення.

Коефіцієнт впливу  $K_B$  нестабільності напруги живлення на напругу зсуву  $\Delta U_{C1}$  характеризує перераховані до входу зміни вихідної напруги операційного підсилювача, при зміні напруги живлення на величину  $\Delta U_{AE\hat{A}}$ :

$$K_{\hat{A}} = \frac{\Delta U_{C1}}{\Delta U_{AE\hat{A}}} \left[ \frac{i\hat{A}}{B} \right] = \frac{\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} / K_{\hat{II}}}{\Delta U_{AE\hat{A}}}. \quad (2.2.19)$$

Приклад ілюструє величини параметрів для операційного підсилювача 1УТ401А:

$$\begin{aligned} U_{E(\hat{A}\hat{E}\hat{A}^3\hat{A} \ 7)} &= +6,3 \hat{A}; & U_{E(\hat{A}\hat{E}\hat{A}^3\hat{A} \ 1)} &= -6,3 \hat{A}; & K_{\hat{II}} &= 800 \div 4000; \\ \Delta I_{\hat{A}\hat{O}} &< 1,5 \hat{i}\hat{A} & R_{\hat{A}\hat{O}\hat{II}} &> 4 \hat{e}\hat{l}\hat{i} & ; & U_{\hat{A}\hat{O}} &< \pm 3 \hat{A}; & I_{\hat{A}\hat{O}\hat{II}} &< 5 \hat{i}\hat{e}\hat{A} & ; \\ R_{\hat{II}\hat{N}\hat{E}} &> 60 \hat{A}\hat{A}, & R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{II}} &< 700 \hat{l}\hat{i} & ; & R_{\hat{I}} &> 5,1 \hat{e}\hat{l}\hat{i} & , & I_{\hat{N}\hat{I}} &< 4,2 \hat{i}\hat{A} & ; \\ U_{C1} &< \pm 7 \hat{A}; & U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= \pm 3 \hat{A}; & U_{\hat{N}\hat{O}\hat{A}\hat{O}\hat{max}} &< \pm 3 \hat{A}. \end{aligned}$$

#### 2.2.3.4. Амплітудно-частотна характеристика операційних підсилювачів

Хоча операційний підсилювач не містить у своєму складі реактивних елементів, їх коефіцієнт підсилення із зростанням частоти зменшується через наявність паразитних ємностей та індуктивностей, а також внаслідок обмеженої швидкості руху електричних зарядів у напівпровіднику. Врахувати приблизно вплив цих обставин можливо, якщо подати операційний підсилювач як підсилювач із підключеним до його виходу еквівалентним конденсатором  $C$ . Тоді комплексний коефіцієнт передачі операційного підсилювача можна описати виразом для електричного кола першого порядку

$$\hat{E}(j\omega) = \frac{\hat{E}_{\hat{II}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{C1D}}} = \frac{\hat{E}_{\hat{II}}}{1 + \frac{jf}{f_{C1D}}}, \quad (2.2.20)$$

де  $K_{\hat{II}}$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку в області середніх частот;  $f_{\hat{N}\hat{I}\hat{D}}$  – частота спряження асимптот логарифмічної амплітудно-частотної характеристики (ЛАЧХ) або верхня гранична частота АЧХ, на якій коефіцієнт підсилення знижується на 3 дБ або у  $\sqrt{2}$  разів.

Якщо  $K_{\hat{II}} \gg 1$ , а опір навантаження ( $R_{\hat{I}} \gg R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ ) то

$$f_{\hat{N}\hat{I}\hat{D}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_H \cdot C}. \quad (2.2.21)$$

АЧХ операційного підсилювача – це залежність модуля коефіцієнта підсилення операційного підсилювача від частоти

$$|K(j\omega)| = |K(jf)| = K(f) = \frac{K_{\text{п}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{НД}}}\right)^2}}. \quad (2.2.22)$$

На рис. 2.2.13 надано графік лінійної АЧХ операційного підсилювача.

В інженерній практиці іноді зручніше використовувати ЛАЧХ, що апроксимовані відрізками прямих. Помилки апроксимації, які при цьому виникають, несуттєві й на результати аналізу впливають незначно.

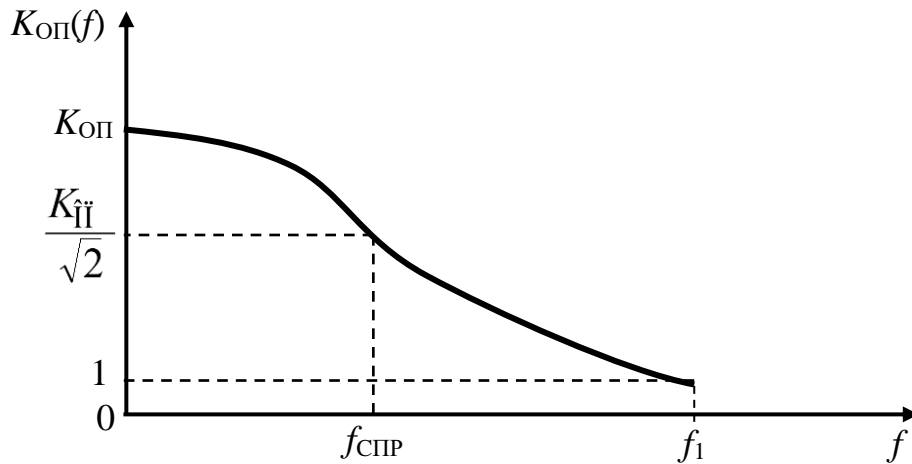


Рис. 2.2.13. Лінійна АЧХ операційного підсилювача

#### Апроксимація АЧХ операційного підсилювача

1. На частотах  $f < f_{\text{НД}}$  величина  $(f / f_{\text{НД}}) < 1$ , а у формулі (2.2.22) в знаменнику відношення  $(f / f_{\text{НД}})^2 \ll 1$ , тому ним можна знехтувати:

$$K(f) \approx K_{\text{п}} \quad | f < f_{\text{НД}} ;$$

$$K_{\text{дБ}}(f) \approx 20 \cdot \lg K(f) = 20 \cdot \lg K_{\text{п}} ,$$

тобто на частотах  $f < f_{\text{НД}}$  ЛАЧХ операційного підсилювача апроксимується горизонтальною лінією на рівні  $20 \cdot \lg K_{\text{п}}$ .

2. Для частот  $f > f_{\text{НД}}$  відношення  $(f / f_{\text{НД}})^2 \gg 1$  і в знаменнику формули (2.2.22) можна знехтувати одиницею. Тоді

$$K(f) \approx \frac{K_{\text{п}}}{\frac{f}{f_{\text{НД}}}} = \frac{K_{\text{п}} \cdot f_{\text{НД}}}{f};$$

$$K_{\ddot{A}\ddot{A}}(f) \approx 20 \cdot \lg K(f) = 20 \cdot \lg(K_{\ddot{\Pi}} \cdot f_{\ddot{N}\ddot{D}}) = 20 \cdot \lg f.$$

Отже, на частотах  $f > f_{\ddot{N}\ddot{D}}$  за збільшення частоти на порядок коефіцієнт підсилення операційного підсилювача зменшується на 20 ДБ, тобто апроксимована ЛАЧХ операційного підсилювача має спад  $-20 \text{ ДБ/дек}$ . На рис. 2.2.14 наведено апроксимовану ЛАЧХ операційного підсилювача.

На частоті спряження апроксимуючих прямих  $f_{\ddot{N}\ddot{D}}$  апроксимована ЛАЧХ операційного підсилювача відрізняється від реальної на 3 ДБ. На частоті  $f_1$  коефіцієнт підсилення операційного підсилювача дорівнює 0 ДБ або одиниці в разях, тобто  $f_1$  це частота одиничного підсилення операційного підсилювача.

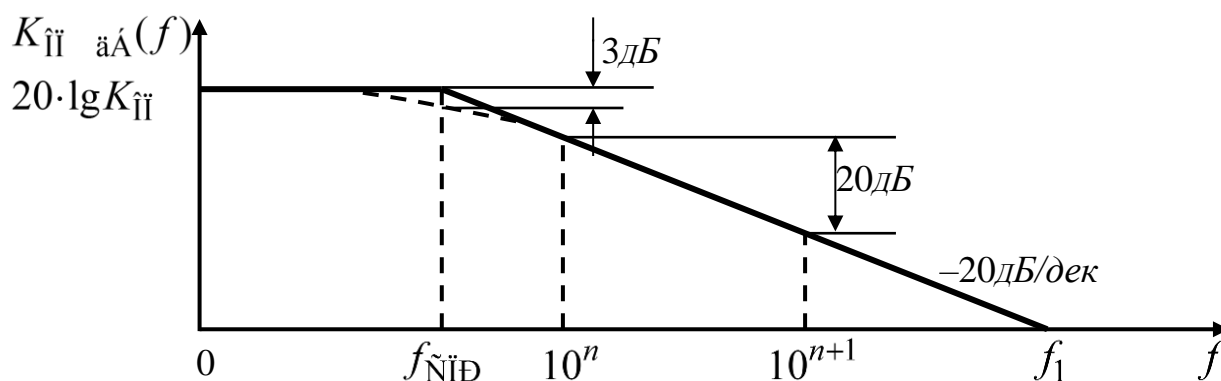


Рис. 2.2.14. Апроксимована ЛАЧХ

Якщо підсилювач складається з декількох послідовно з'єднаних каскадів, то результуючий коефіцієнт підсилення буде дорівнювати добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів. Для двокаскадного підсилювача, що має однакові частоти спряження АЧХ  $f_{\ddot{N}\ddot{D}1} = f_{\ddot{N}\ddot{D}2}$ , вираз результуючого коефіцієнта підсилення буде мати вигляд

$$K(f) = K_1(f) \cdot K_2(f) = \frac{K_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\ddot{N}\ddot{D}1}}\right)^2}} \cdot \frac{K_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\ddot{N}\ddot{D}2}}\right)^2}}; \quad (2.2.23)$$

$$K_{\ddot{A}\ddot{A}}(f) \approx 20 \cdot \lg K_1(f) + 20 \cdot \lg K_2(f). \quad (2.2.24)$$

Результуючу АЧХ для багатокаскадного підсилювача за АЧХ окремих каскадів зручніше будувати в логарифмічному масштабі. Побудова апроксимованої результуючої ЛАЧХ зводиться до масштабного додавання ординат ЛАЧХ каскадів з урахуванням їх знаків (рис. 2.2.15).

На частотах  $0 \dots f_{\ddot{N}\ddot{D}1}$  обидва каскади мають горизонтальний відрізок ЛАЧХ й, тому, результуюча (їх сума) АЧХ буде мати горизонтальний відрізок. На частотах  $f_{\ddot{N}\ddot{D}1} \dots f_{\ddot{N}\ddot{D}2}$  апроксимована АЧХ першого каскаду спадає зі швидкістю  $20 \text{ ДБ/дек}$ . На частотах більше  $f_{\ddot{N}\ddot{D}2}$ , АЧХ обох каскадів спадають зі

швидкістю  $20\text{ДБ/дек}$ , тому результуюча АЧХ спадає зі швидкістю  $40\text{ДБ/дек}$ . На частоті  $f_1$  сума ординат дорівнює  $0\text{ДБ/дек}$ , тобто це частота одиничного підсилення двокаскадного підсилювача.

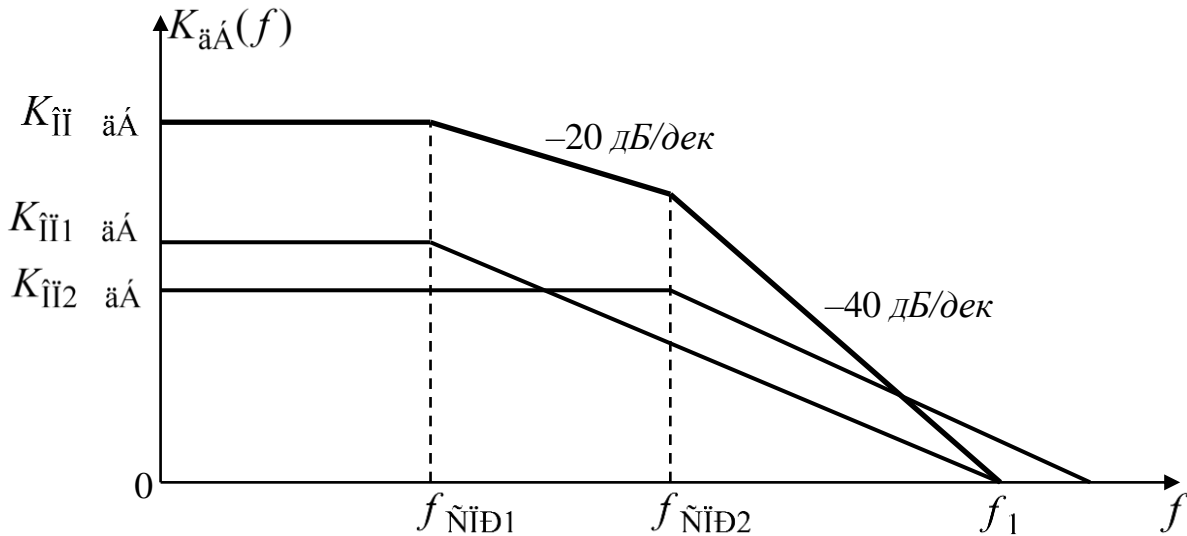


Рис. 2.2.15. Апроксимована ЛАЧХ двокаскадного підсилювача

Із метою стабілізації й покращення параметрів та характеристик операційних підсилювачів в їх схемах передбачаються зворотні зв'язки.

#### 2.2.4. Операційні підсилювачі, охоплені негативним зворотним зв'язком за напругою з інверсним та прямим входами

Як правило, операційні підсилювачі, для яких є характерним великий коефіцієнт підсилення ( $|K_U| \gg 1$ ), вмикають із негативним зворотним зв'язком. При цьому вхідний сигнал може подаватися як на прямий, так і на інверсний входи. Схему ввімкнення операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком та прямим входом наведено на рис. 2.2.16.

Сигнал зворотного зв'язку з виходу підсилювача на інверсний вхід подається через подільник  $Z_1, Z_2$ , а тому рівень цього сигналу (його напруга) є пропорційним до вихідної напруги  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ , отже, відбувається зворотний зв'язок за напругою.

Вихідна напруга  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  збігається за фазою з вхідною напругою  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ .

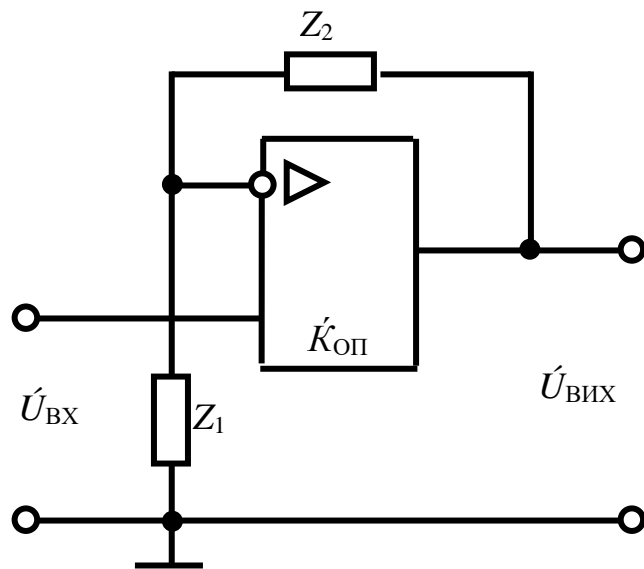


Рис. 2.2.16. Схема операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком ізподачею сигналу на прямий вхід



Якщо прийняти, що величина вхідного опору операційного підсилювача  $|Z_{\hat{A}\hat{O}}| \gg |Z_1|$ , то коефіцієнт зворотного зв'язку буде дорівнювати

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}_{\hat{C}\hat{C}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{Z_1}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.2.25)$$

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача із негативним зворотним зв'язком (відповідно до загальної теорії підсилювачів) дорівнює

$$\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}} = \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}} = \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}. \quad (2.2.26)$$

У виразі (2.2.26) враховано, що

$$\left| \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \right| \gg 1.$$

Із цього виразу видно, що коефіцієнт підсилення операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком ( $\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}}$ ) мало залежить від коефіцієнта

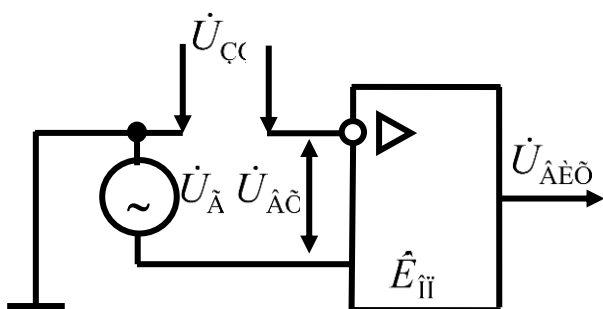


Рис. 2.2.17. Вхідне коло операційного підсилювача зі зворотним зв'язком

зворотного зв'язку оцінюється за виразом

$$\begin{aligned} Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}\hat{C}\hat{C}} &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\dot{I}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{\hat{A}} + \dot{U}_{\hat{C}\hat{C}}}{\dot{I}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{\hat{A}} + \dot{U}_{\hat{A}} \cdot \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}}{\dot{I}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{\hat{A}}}{\dot{I}_{\hat{A}\hat{O}}} \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}) = \\ &= Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}\hat{I}} \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}), \end{aligned} \quad (2.2.27)$$

де  $Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}\hat{I}} = \dot{U}_{\hat{A}} / \dot{I}_{\hat{A}\hat{O}}$  – власний вхідний опір операційного підсилювача.

Тобто в операційному підсилювачі при ввімкненні негативного зворотного зв'язку за напругою й подачі вхідного сигналу на прямий вхід його вхідний опір збільшується в  $(1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma})$  разів.

Вихідний опір операційного підсилювача зі зворотним зв'язком  $Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}\hat{C}\hat{C}}$  оцінюється відношенням приросту вихідної напруги  $\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{C}\hat{C}}$  до приросту активної складової вихідного струму  $\Delta \dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{I}\acute{C}\acute{C}} = \frac{\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{C}\acute{C}}}{\Delta\dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} \quad (2.2.28)$$

За відсутності зворотного зв'язку вихідна напруга операційного підсилювача визначається згідно з виразом

$$\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{I}\acute{C}\acute{C}} \cdot \Delta\dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \quad (2.2.29)$$

Під дією негативного зворотного зв'язку вихідна напруга буде залежати не тільки від струму через навантаження, а й від сигналу зворотного зв'язку. Для випадку, що розглядається,

$$\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{C}\acute{C}} = \Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} - \Delta\dot{U}_{\acute{C}\acute{C}} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} = Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{I}\acute{C}\acute{C}} \cdot \Delta\dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} - \Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{C}\acute{C}} \cdot \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} \quad (2.2.30)$$

Після нескладних перетворень

$$\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{C}\acute{C}} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{I}\acute{C}\acute{C}} \cdot \Delta\dot{I}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}}} \quad (2.2.31)$$

Тоді вихідний опір операційного підсилювача згідно з виразом (2.2.28), за наявності негативного зворотного зв'язку, і враховуючи (2.2.30), зменшується в  $(1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \dot{\gamma})$  разів:

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \acute{I}\acute{C}\acute{C}} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\ \hat{\Pi}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}}} \quad (2.2.32)$$

У вищенаведеному аналізі не враховано наявності синфазної складової сигналу. Однак на інверсному вході сигнал зворотного зв'язку  $\dot{U}_{\acute{C}\acute{C}}$  збігається за фазою з вихідним сигналом  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ , який, своєю чергою, є синфазним із вхідним сигналом  $\dot{U}_{\hat{A}}$ . Отже, на інверсному та прямому входах сигнали синфазні. Різниця напруг між входами операційного підсилювача  $|\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}|$  надто мала, оскільки вихідна напруга  $|\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}|$  обмежена десятками вольтів, а  $|\hat{E}_{\hat{\Pi}}| \gg 1$ , то

$$|\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}| = \frac{|\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}|}{|\hat{E}_{\hat{\Pi}}|} \rightarrow 0, \quad (2.2.33)$$

тобто напруги на інверсному та прямому входах є приблизно рівними. Тому можна вважати, що операційний підсилювач працює із синфазним сигналом  $\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$ , який викликає появу синфазної напруги на виході

$$\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} = \hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}} \cdot \frac{\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}} = \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}} \cdot \frac{\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}}, \quad (2.2.34)$$

де  $\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}$  – коефіцієнт послаблення синфазної складової сигналу операційним підсилювачем.

Напруга на виході підсилювача буде визначатися сумою одночасно діючих диференційної та синфазної складових вхідного сигналу

$$\begin{aligned} \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} + \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{N}\hat{O}} = \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}} \cdot \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} + \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}} \cdot \frac{\Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}} = \\ &= \frac{\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}}}{1 + \hat{E}_{\hat{I}\hat{I}} \cdot \dot{\gamma}} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}} \right) \cdot \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} \approx \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}} \right) \cdot \Delta \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}. \end{aligned} \quad (2.2.35)$$

Отже, результуюче значення коефіцієнта підсилення напруги операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком за напругою, з урахуванням коефіцієнта послаблення синфазного сигналу, описується виразом

$$\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}} \right). \quad (2.2.36)$$

Величина коефіцієнта послаблення синфазного сигналу  $\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}\hat{N}\hat{O}}$  змінюється залежно від частоти й напруги живлення, що породжує частотні та амплітудні похибки коефіцієнта підсилення напруги  $\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}}$ . Вхідний опір операційного підсилювача диференційному сигналу (вираз (2.2.27)) не перевищує вхідного опору операційного підсилювача синфазному сигналу  $Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{C}\hat{O}}$

$$Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} < Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{C}\hat{O}}. \quad (2.2.37)$$

Однак зі зростанням частоти вхідний опір операційного підсилювача синфазному сигналу  $Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{C}\hat{O}}$  зменшується й наближається до величини вхідного опору операційного підсилювача диференційному сигналу  $Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ .

Частише використовують ввімкнення операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід (рис. 2.2.18, а). Прямий вхід під'єднано до загального проводу та сигнал на ньому завжди відсутній. Це означає, що за такого ввімкнення в операційному підсилювачі відсутній синфазний вхідний сигнал. Для аналізу характеристик цього підсилювача складають його еквівалентну схему (рис. 2.2.18, б).

При побудові еквівалентної схеми враховувалося, що вхідна напруга створює через опір  $Z_1$  струм  $\dot{I}_1$ , який розгалужується на вхідний струм  $\dot{I}_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}}$  та струм через опір  $Z_2$  ( $\dot{I}_2$ ). Величина струму  $\dot{I}_2$  визначається різницею потенціалів, прикладених до опору  $Z_2$ , – з одного боку різниця вхідна напруга  $\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$ , а з іншого – протифазна вихідна напруга  $\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$ . Тобто величина різниці потенціалів, прикладених до опору  $Z_2$ , буде в  $(1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}})$  разів більше величини вхідної напруги, а тому, величина струму  $\dot{I}_2$  у стільки самаразів більше, ніж при дії тільки різницевої вхідної напруги  $\Delta\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$ . Враховувати збільшення величини струму  $\dot{I}_2$  можна зменшенням опору  $Z_2$  в еквівалентній схемі до величини, яка обчислюється за формулою

$$Z'_2 = \frac{Z_2}{1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}}}. \quad (2.2.38)$$

Еквівалентний опір на вході ідеалізованого операційного підсилювача складається з двох паралельно ввімкнених опорів

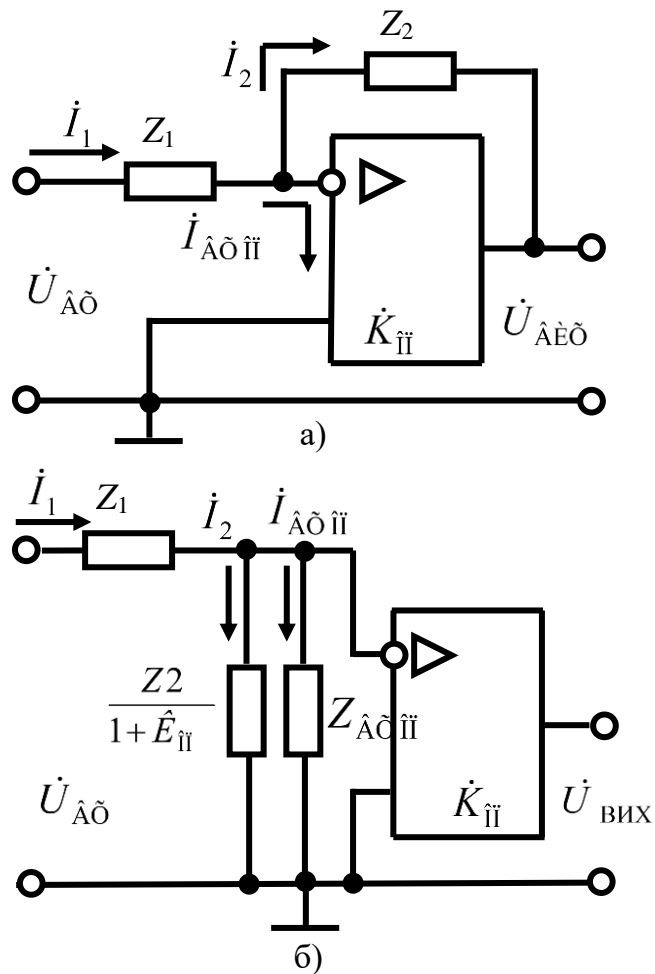


Рис. 2.2.18. Схема операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід:  
а) функціональна; б) еквівалентна

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} = Z_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}} \left\| \frac{Z_2}{1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}}} \right. \quad (2.2.39)$$

Тоді коефіцієнт підсилення за напругою згідно з еквівалентною схемою, з урахуванням інвертування сигналу в підсилювачі, обчислюється за виразом

$$\hat{E}_{U \text{ } \acute{I}\text{ } \acute{C}\text{ } \acute{C}} = -\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}\hat{A}^2\hat{E}} = -\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}}{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + Z_1}, \quad (2.2.40)$$

де  $\hat{E}_{\hat{\Pi}\hat{A}^2\hat{E}} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}}{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} + Z_1}$  – коефіцієнт передачі вхідного подільника напруги.

На практиці вибирають опір  $Z_2$  таким, щоб увесьому діапазоні робочих частот виконувалася умова  $|Z_{\hat{A}\hat{O}}| \gg |Z_2/(1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}})|$ , тоді  $Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} \approx Z_2/(1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}})$ , а вираз (2.2.26) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \hat{E}_{U \text{ } \acute{I}\text{ } \acute{C}\text{ } \acute{C}} &= -\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \frac{Z_2/(1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}})}{Z_1 + \frac{Z_2}{1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}}}} = -\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \frac{Z_2}{Z_1 \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}}) + Z_2} \approx \\ &\approx -\frac{\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot Z_2}{Z_1 \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}})} \approx -\frac{\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot Z_2}{Z_1 \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}}} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \end{aligned} \quad (2.2.41)$$

Отже, коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком за напругою з подачею сигналу на інверсний вхід, не залежить від коефіцієнта підсилення напруги операційного підсилювача  $\hat{E}_{\hat{\Pi}}$ , а визначається параметрами кола зворотного зв'язку  $Z_1, Z_2$ .

Перевагою схеми ввімкнення операційного підсилювача на рис. 2.2.18 над схемою на рис. 2.2.16 є краща стабільність коефіцієнта підсилення через відсутність синфазної складової вхідного сигналу. Вхідний опір такого підсилювача

$$Z_{\hat{A}\hat{O} \text{ } \acute{I}\text{ } \acute{C}\text{ } \acute{C}} = Z_1 + Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}} \approx Z_1. \quad (2.2.42)$$

Оскільки  $|\hat{E}_{\hat{\Pi}}| \gg 1$ , можна записати  $|Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{A}}| \ll |Z_1|$ .

Вхідний опір операційного підсилювача, ввімкненого за схемою на рис. 2.2.18, визначається як і для попереднього випадку

$$Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O} \text{ } \acute{I}\text{ } \acute{C}\text{ } \acute{C}} = \frac{Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}}}, \quad (2.2.43)$$

тобто наявність негативного зворотного зв'язку за напругою незалежно від способу подачі вхідного сигналу зменшує вихідний опір операційного підсилювача в  $(1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}})$  разів.

### 2.2.5. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики операційних підсилювачів, охоплених негативним зворотним зв'язком

Застосування зворотного зв'язку в операційному підсилювачі змінює його коефіцієнт підсилення, а також АЧХ. Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, описується виразом

$$\hat{E}_{U\dot{\Gamma}\zeta\zeta}(jf) = \frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}(jf)}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}}(jf)}. \quad (2.2.44)$$

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку описується виразом

$$\hat{E}_{\ddot{\Pi}}(jf) = \frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{1 + j \frac{f}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D}}}. \quad (2.2.45)$$

Враховуючи це та виконавши низку перетворень, вираз (2.2.30) можна записати так:

$$\hat{E}_{U\dot{\Gamma}\zeta\zeta}(j\omega) = \frac{\frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{1 + \frac{jf}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D}}}}{1 + \frac{\dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{1 + \frac{jf}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D}}}} = \frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}} \cdot f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D}}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D} \cdot (1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}}) + jf} = \quad (2.2.46)$$

$$= \frac{\frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}}}}{1 + \frac{jf}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D} \cdot (1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}})}} = \frac{\frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{F}}{1 + \frac{jf}{f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D} \cdot F}}.$$

де  $\frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{F} = \frac{\hat{E}_{\ddot{\Pi}}}{1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}}}$  – номінальний коефіцієнт підсилення операційного

підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком на нульовій частоті;  $f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D} \cdot F = f_{\text{C}\ddot{\Gamma}}\text{D} \cdot (1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}})$  – частота спряження асимптот ЛАЧХ операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком;  $F$  – глибина негативного зворотного зв'язку.

Із виразу (2.2.46) видно, що коефіцієнт підсилення операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком зменшується в  $(1 + \dot{\gamma} \cdot \hat{E}_{\ddot{\Pi}})$  разів, а частота спряження асимптот ЛАЧХ збільшується у стільки саме разів (рис. 2.2.19).

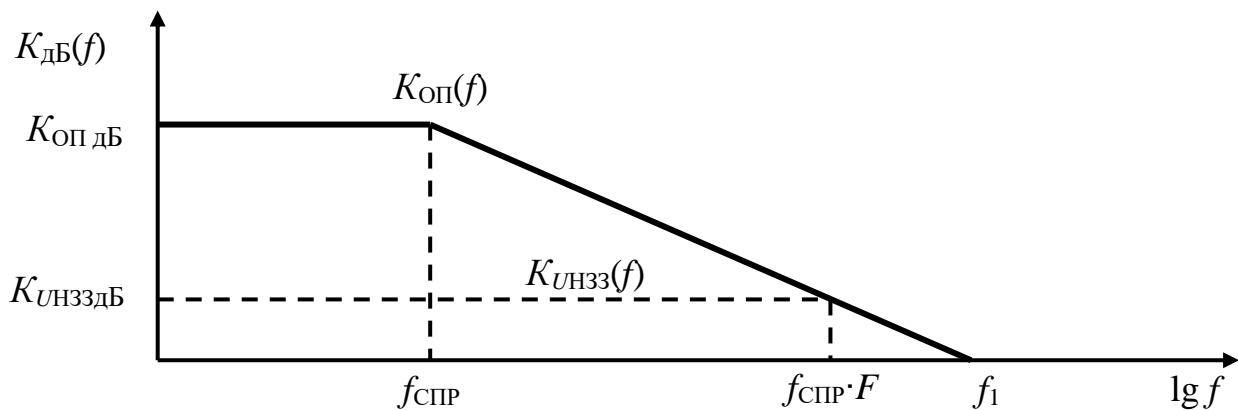


Рис. 2.2.19. ЛАЧХ операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком

Частота спряження асимптот ЛАЧХ збігається з верхньою частотою робочого діапазону, яку ще називають частотою зрізу.

Частота зрізу – це частота, на якій коефіцієнт підсилення зменшується у  $\sqrt{2}$  разів (на 3ДБ).

Оскільки

$$\hat{E}_{U\dot{\zeta}\zeta}(f) = \frac{\hat{E}_{\ddot{\eta}}}{F \sqrt{1 + (f / f_{\dot{\zeta}\zeta} \cdot F)^2}}. \quad (2.2.47)$$

На частоті зрізу  $(f / f_{\dot{\zeta}\zeta} \cdot F)$ , тоді верхня частота робочого діапазону операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком за напругою обчислюється за формулою

$$f_{\hat{A}\dot{\zeta}\zeta} = f_{\dot{\zeta}\zeta} \cdot F = f_{\dot{\zeta}\zeta} \cdot (1 + \hat{E}_{\ddot{\eta}} \cdot \gamma). \quad (2.2.48)$$

Для підсилювачів, у яких ЛАЧХ має швидкість спаду  $-20$  ДБ/дек., добуток номінального коефіцієнта підсилення на частоту зрізу при застосуванні зворотного зв'язку залишається незмінним

$$\hat{E}_{\ddot{\eta}} \cdot f_{\ddot{\eta}\dot{\zeta}\zeta} = \frac{\hat{E}_{\ddot{\eta}}}{F} \cdot f_{\dot{\zeta}\zeta} \cdot F = \text{const}. \quad (2.2.49)$$

Отже, можна зробити висновок, що за збільшення коефіцієнта підсилення в операційному підсилювачі, охопленого негативним зворотним зв'язком, зменшується верхня частота зрізу (смуга робочих частот).

### 2.2.6. Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком та корегування їх характеристик

Використання зворотних зв'язків у підсилювачах дає можливість змінювати їх характеристики в широкому діапазоні. Однак введення зворотного зв'язку створює й потенційну небезпеку порушення стійкості підсилювача, тобто виникнення неоднозначного зв'язку між вихідним та вхідним сигналами підсилювача через його самозбудження. Це виникає, коли петльове підсилення

перевищує одиницю,  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\dot{\Gamma}}| > 1$  а сигнал зворотного зв'язку стає синфазним із вхідним. Для аналізу стійкості підсилювачів розроблено різні методи на базі теорії автоматичного регулювання.

Згідно з критерієм стійкості Найквіста підсилювач зі зворотним зв'язком стійкий, якщо годограф зворотного відношення  $T(jf)$  не охоплює точку з координатами  $(-1; 0)$  при зміні частоти від 0 до  $\infty$ . Під зворотним відношенням розуміють величину, протилежну петльовому підсиленню,

$$\dot{O}(jf) = -\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\dot{\Gamma}}. \quad (2.2.50)$$

На рис. 2.2.20, а зображено годограф вектора зворотного відношення стійкого підсилювача, а на рис. 2.2.20, б – нестійкого на верхній частоті підсилювача. На діаграмах  $T(f) = |T(jf)|$  – модуль годографа зворотного відношення, а  $\varphi_{\Delta}$  – додатковий набіг фази сигналу на частоті  $f_1$ . У напрямку, протилежному вісі  $ReT(-)$ , додатковий фазовий набіг  $\varphi_{\Delta} = 180^\circ$  – це є фазова умова порушення стійкості підсилювача. Коли  $T(f) = |\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\dot{\Gamma}} > 1|$ , виконуються амплітудні умови порушення стійкості, то годограф охоплює точку з координатами  $(-1; 0)$ . Для частоти  $f_2$  додатковий фазовий набіг  $\varphi_{\Delta} = 0$ , а годограф зворотного відношення проходить через точки  $(2,5; 0)$  та  $(3; 0)$  відповідно.

На діаграмах  $T(f) = |T(jf)|$  – модуль годографа зворотного відношення, а  $\varphi_{\Delta}$  – додатковий набіг фази сигналу на частоті  $f_1$ . У напрямку, протилежному осі  $ReT(-)$ , додатковий фазовий набіг  $\varphi_{\Delta} = 180^\circ$  – це є фазова умова порушення стійкості підсилювача. Коли  $T(f) = |\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_{\dot{\Gamma}} > 1|$ , виконуються амплітудні умови порушення стійкості, то годограф охоплює точку з координатами  $(-1; 0)$ . Для частоти  $f_2$  додатковий фазовий набіг  $\varphi_{\Delta} = 0$ , а годограф зворотного відношення проходить через точки  $(2,5; 0)$  та  $(3; 0)$  відповідно.

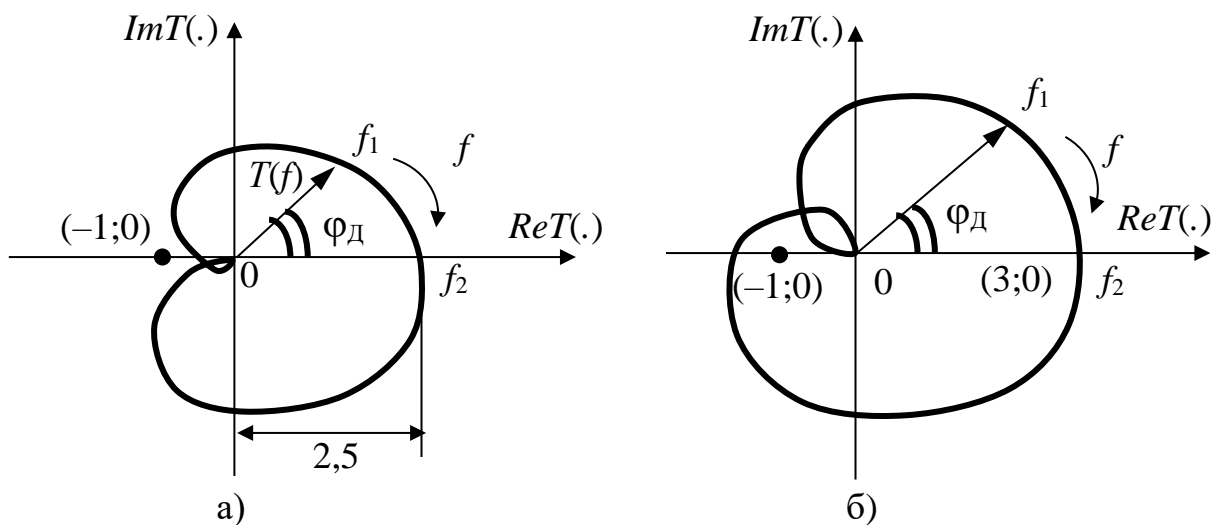


Рис. 2.2.20. Діаграми Найквіста для підсилювачів зі зворотним зв'язком



В інженерній практиці частіше для аналізу стійкості підсилювачів використовують метод логарифмічних характеристик. При цьому залежно від мети досліджень та початкових умов можливе розв'язання таких задач:

1. Перевірка умов стійкості та оцінювання перехідного процесу при введенні зворотного зв'язку в розроблений підсилювач із відомими параметрами схеми. Для цього складається функція передачі підсилювача. Враховуючи громіздкість рівнянь, їх намагаються спростити шляхом окремого подання кожного каскаду підсилювача, використовуючи ряд наближень.

2. При використанні готових підсилювачів, наприклад в інтегральному виконанні, за довідниковими або експериментальними АЧХ та ФЧХ підсилювача будуються лінійно-апроксимовані ЛАЧХ та логарифмічні фазочастотні характеристики (ЛФЧХ), за допомогою яких оцінюється стійкість підсилювача. Експериментальну ЛАЧХ знімають, подаючи на вхід підсилювача сигнали, частота яких змінюється в необхідному діапазоні, а коефіцієнт передачі (підсилення) вимірюється в децибелах. Для оцінювання стійкості підсилювача будуються апроксимовані ЛАЧХ та ЛФЧХ петльового підсилення  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|$  (рис. 2.2.21).

*Апроксимування ЛАЧХ.* Спочатку вибирається горизонтальна частина (асимптота I) від нульового значення частоти до частоти  $f_{\text{НІД}_1}$  на якій різниця між апроксимованою та експериментальною ЛАЧХ складає 3 ДБ. Це буде частота першої точки спряження асимптот. Із цієї точки під нахилом  $-20$  ДБ/дек. (або  $-40$  ДБ/дек.) проводиться друга асимптота II до частоти  $f_{\text{НІД}_2}$ , на якій різниця між нею та експериментальною ЛАЧХ становить 3 ДБ. Це буде точка другої частоти спряження  $f_{\text{НІД}_2}$ , з якої проводять асимптоту III з нахилом  $-40$  ДБ/дек. ( $-60$  ДБ/дек.).

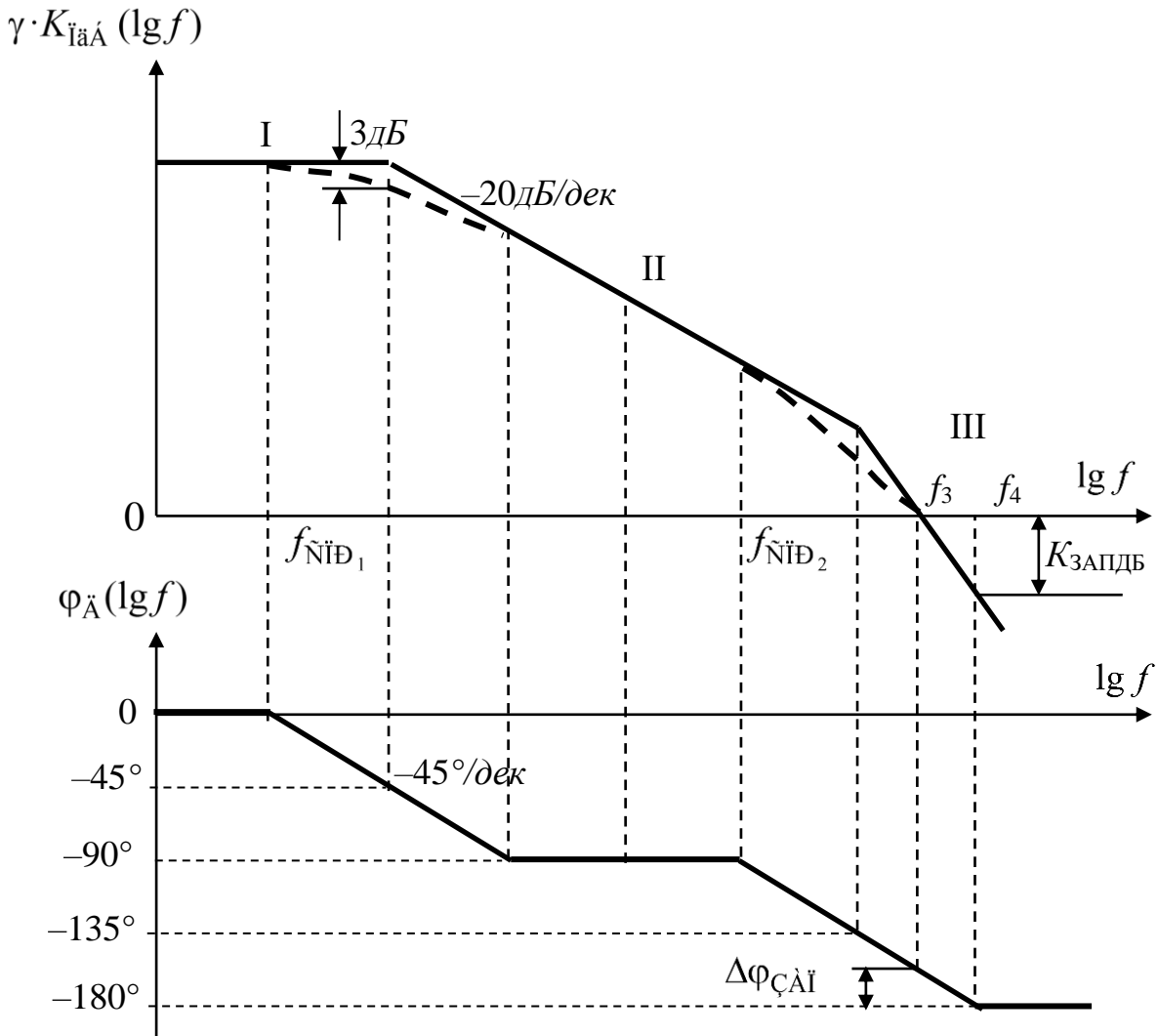


Рис. 2.2.21. ЛАЧХ та ЛФЧХ петльового підсилення

ЛФЧХ краще будувати за асимптотичною ЛАЧХ. При цьому похибки не перевищують  $10\%$ . На частоті спряження, де крутість спадання ЛАЧХ змінюється на  $-20 \text{ дБ/дек}$ . (частоті  $f_{\text{спр}}^{\text{дБ}}$ ), через точку з координатами  $(f_{\text{спр}}^{\text{дБ}}; -45^\circ)$  проводять лінійну асимптоту ЛФЧХ знахилом  $-45^\circ/\text{дек}$ . в діапазоні від  $0$  до  $-90^\circ$ . Якщо вточці спряження ЛАЧХ швидкість спадання зменшується на  $-40 \text{ дБ/дек}$ ., то асимптоту ЛФЧХ проводять через ту саму точку у тому самому діапазоні, але зі швидкістю спадання  $-90^\circ/\text{дек}$ . На частоті спряження  $f_{\text{спр}}^{\text{дБ}2}$  через точку  $(f_{\text{спр}}^{\text{дБ}2}; -135^\circ)$  проводиться асимптота II зі спаданням  $-45^\circ/\text{дек}$ . Ці асимптоти з'єднують горизонтальною лінією на рівні  $-90^\circ$ . Якщо на ЛАЧХ є відрізки, де вона зростає, то на частоті спряження  $f_{\text{спр}}^{\text{дБ}}$ , де швидкість зростання зменшується на  $20 \text{ дБ/дек}$ ., проводиться асимптота ЛФЧХ через точку  $(f_{\text{спр}}^{\text{дБ}}; +45^\circ)$  зі швидкістю спадання  $-45^\circ/\text{дек}$ . в діапазоні від  $90$  до  $0^\circ$ . Середина горизонтального відрізка ЛАЧХ збігається з нульовим значенням відрізка ЛФЧХ.

Із рис. 2.2.21 видно, що на частоті  $f_3$  петльове підсилення буде становити  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} = 0\Delta\Delta$  ( $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I| = 1$ ), а на частотах більше  $f_3$   $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} < 0\Delta\Delta$ , тобто не будуть виконуватися амплітудні умови втрати стійкості підсилювачем, оскільки  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I| < 1$ . На цій частоті додатковий фазовий набіг буде становити близько  $-150^\circ$ , що на  $30^\circ$  не досягає фазових умов порушення стійкості підсилювача. У такому випадку кажуть, що на частоті  $f_3$  підсилювач має запас стійкості за фазою  $\Delta\phi_{\text{зап}} = 30^\circ$ . У практичних схемах намагаються мати запас стійкості за фазою не менше  $60^\circ$ . На частоті  $f_4$  додатковий фазовий набіг становить  $180^\circ$ , тобто виконуються фазові умови порушення стійкості підсилювача. Але на цій частоті петльове підсилення становить не більше  $-5$  ДБ, тому кажуть, що запас стійкості підсилювача за амплітудою складає  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} = 5\Delta\Delta$ . На практиці намагаються забезпечити запас стійкості  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} = 3\Delta\Delta$ .

Розглянуті логарифмічні частотні характеристики (рис. 2.2.21) характеризують стійкий підсилювач. Однак імовірна ситуація, коли підсилювач має деякий діапазон частот, у якому виконуються амплітудні ( $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} = 0\Delta\Delta$ ) й фазові ( $\phi_d = 180^\circ$ ) умови порушення його стійкості.

На рис. 2.2.22 наведено логарифмічні частотні характеристики для нестійкого в діапазоні частот ( $f_2 \div f_3$ ) підсилювача.

На частотах  $0 \div f_3$  петльове підсилення буде становити  $|\dot{\gamma} \cdot \dot{K}_I|_{\Delta\Delta} > 0\Delta\Delta$ , тобто виконуються амплітудні умови порушення стійкості підсилювача, але фазові умови виконуються тільки на частотах  $f \geq f_2$ . Це означає, що обидві умови виконуються в діапазоні частот  $f_2 \div f_3$ , тобто в цьому діапазоні частот підсилювач є нестійким. Для стабілізації стійкості підсилювача в цьому діапазоні частот необхідно зменшити коефіцієнт підсилення (що не завжди є припустимим) або додатковий фазовий набіг за допомогою спеціальних елементів корегування.

Елементи корегування можуть вмикатися:

на вході підсилювача;

на виході підсилювача;

між входом і виходом підсилювальних каскадів;

у колах зворотного зв'язку.

Як елементи корегування найчастіше використовують пасивні RC-кола (рис. 2.2.23).

Коло корегування диференціального типу (рис. 2.2.23, а) забезпечує випередження фази вихідного сигналу до  $90^\circ$ . Її функція передачі описується виразом

$$\hat{E}_1(jf) = \frac{\dot{U}_{\hat{E}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{R_1}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1}} = \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}. \quad (2.2.51)$$

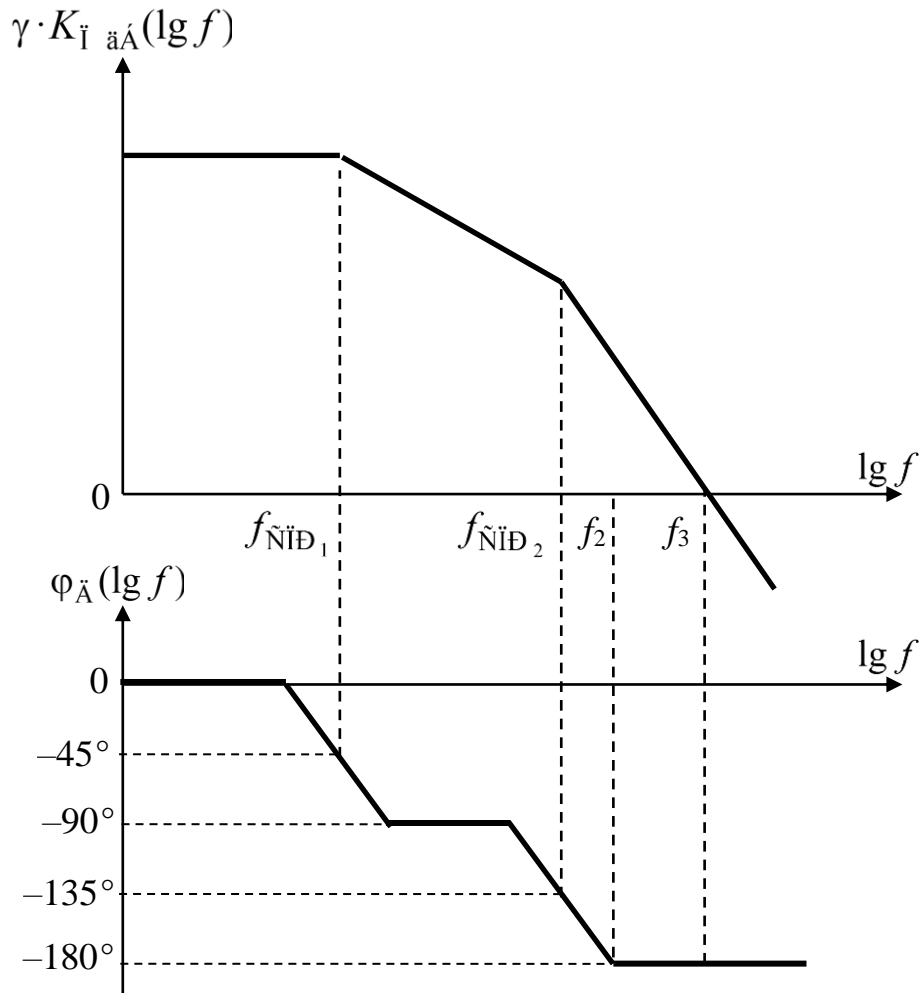


Рис. 2.2.22. Логарифмічні частотні характеристики нестійкого підсилювача  
 Модуль коефіцієнта передачі такого (як і будь-якого іншого пасивного) кола не перевищує одиниці. Частота спряження асимптот ЛЧХ оцінюється за виразом

$$f_{\dot{N}D_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_1}, \quad (2.2.52)$$

де  $\tau_1 = 2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1$  – стала часу кола.

Аналіз кола (рис. 2.2.23), а показує, що зіростанням частоти опір конденсатора зменшується, а коефіцієнт передачі кола зростає, наближуючись до одиниці. ЛАЧХ та ЛФЧХ цього кола надано на рис. 2.2.24, а.

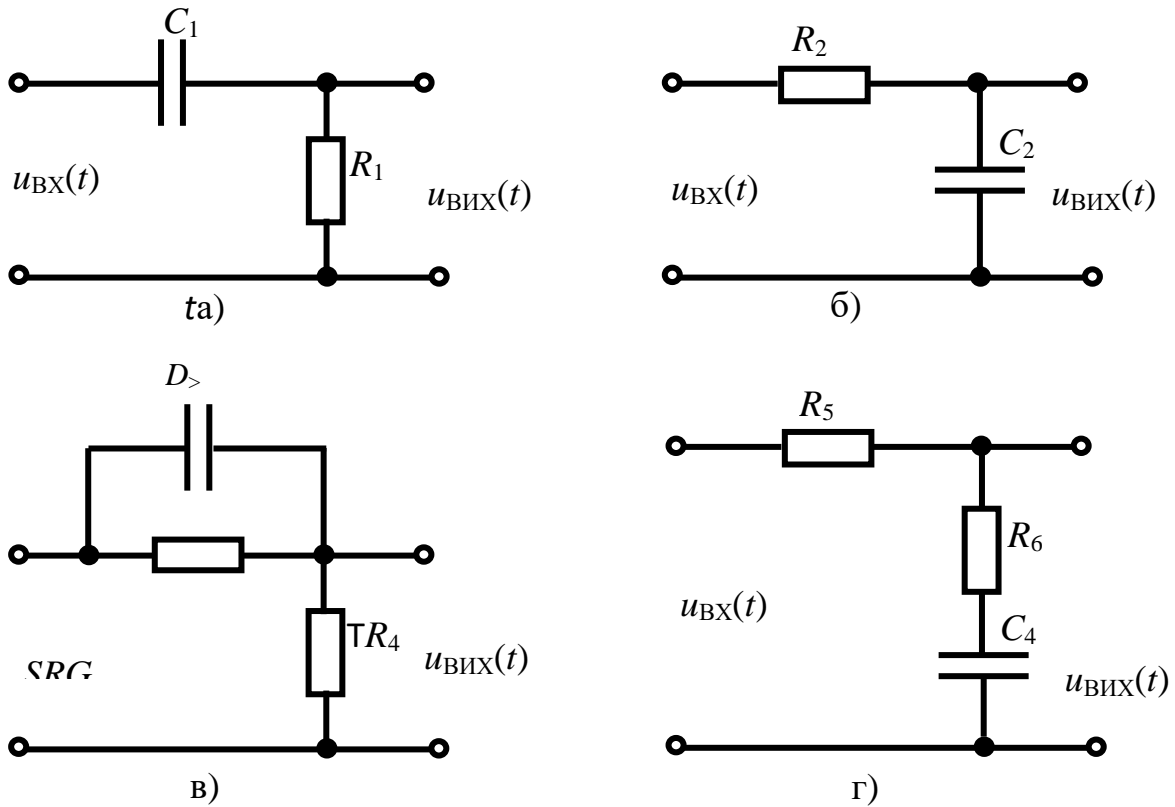


Рис. 2.2.23. Корегуючі RC-кола

Коло корегування інтегрувального типу (див. рис. 2.2.23, б) забезпечує відставання фази вихідного сигналу до  $-90^\circ$ . Її функція передачі описується виразом

$$\hat{E}_2(jf) = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{\hat{N}_2}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2}} = \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2 \cdot R_2}. \quad (2.2.53)$$

Частота спряження асимптот для такого кола

$$f_{\hat{N}\hat{I}\hat{D}_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_2}. \quad (2.2.54)$$

де  $\tau_2 = 2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_2$  – стала часу кола.

Кола корегування (див. рис. 2.2.23, в, г) мають складніші частотні характеристики вибіркового характеру. Так, коло на рис. 2.2.23, г забезпечує відставання фази вихідного сигналу в заданому діапазоні частот. Його функція передачі описується виразом

$$\hat{E}_4(jf) = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_4 \cdot R_6}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_4 \cdot (R_5 + R_6)}. \quad (2.2.55)$$

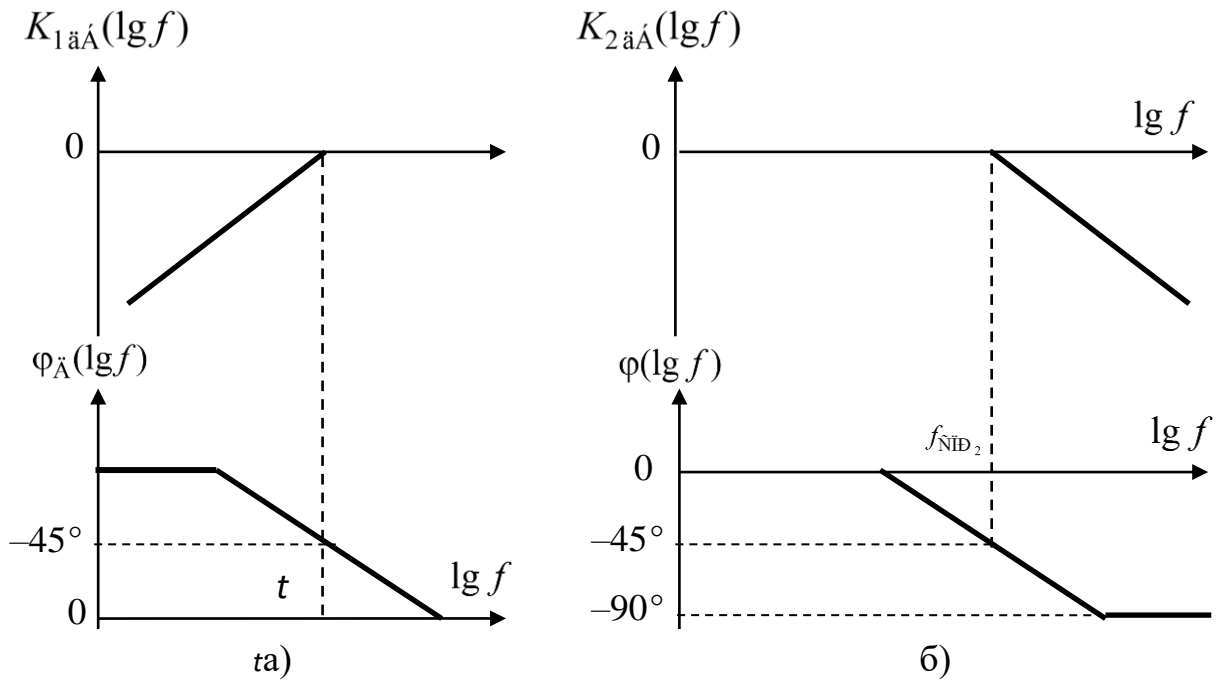


Рис. 2.2.24. Логарифмічні частотні характеристики  $RC$ -кіл диференціального (а) та інтегровального (б) типів

Частоти спряження  $f_3$  й  $f_4$  знаходять відповідно за формулами

$$f_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_4 \cdot (R_5 + R_6)} < f_4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_4 \cdot R_6}. \quad (2.2.56)$$

ЛЧХ кола корегування з рис. 2.2.23, г показано на рис. 2.2.25 (А), а кола з рис. 2.2.23, а – на рис. 2.2.25 (Б).

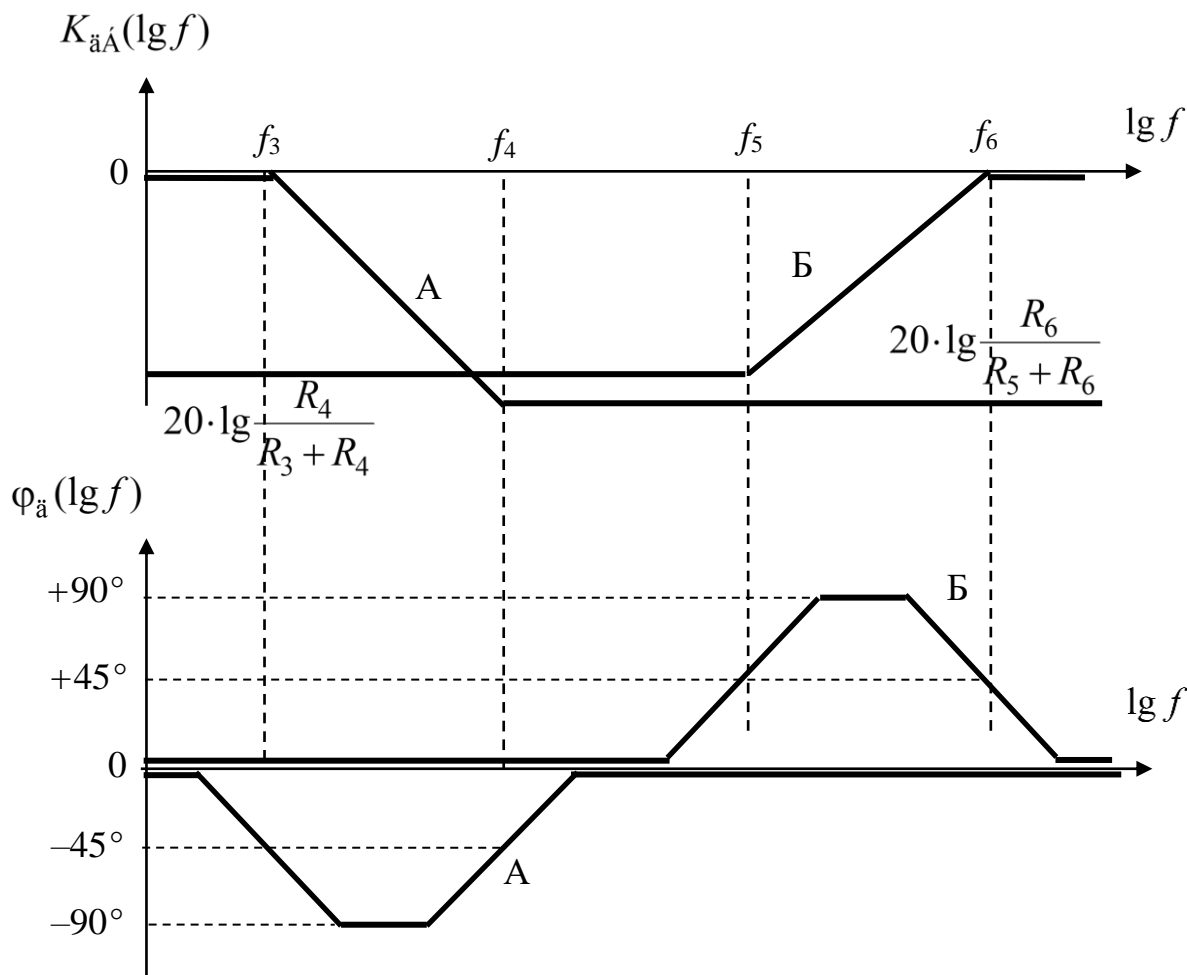


Рис. 2.2.25. Логарифмічні частотні характеристики кіл корегування

Можливе також використання більш складних кіл корегування з декількома резисторами, конденсаторами та індуктивностями. Їх характеристики більш складні, однак принцип синтезу характеристик залишається таким самим.

Як зазначено вище, коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів передачі послідовно ввімкнених каскадів. Результуюча логарифмічна частотна характеристика будується як сума асимптотичних характеристик каскадів. Ці обставини дають можливість розкласти ЛАЧХ на складові ЛАЧХ кіл корегування, розділених ідеальним підсилювачем (його АЧХ рівномірна в смузі робочих частот). Кількість найпростіших кіл корегування визначається кількістю зламів заданої ЛАЧХ, у яких крутість нахилу змінюється на  $20 \text{ ДБ/дек}$ . Отже, за заданою ЛАЧХ можна синтезувати еквівалентну схему підсилювача. Так, результуюча ЛАЧХ (рис. 2.2.26, а) може бути подана як сума ЛАЧХ корегуючих кіл інтегрувального типу (рис. 2.2.26, б, г) та ідеального підсилювача (рис. 2.2.26, в).

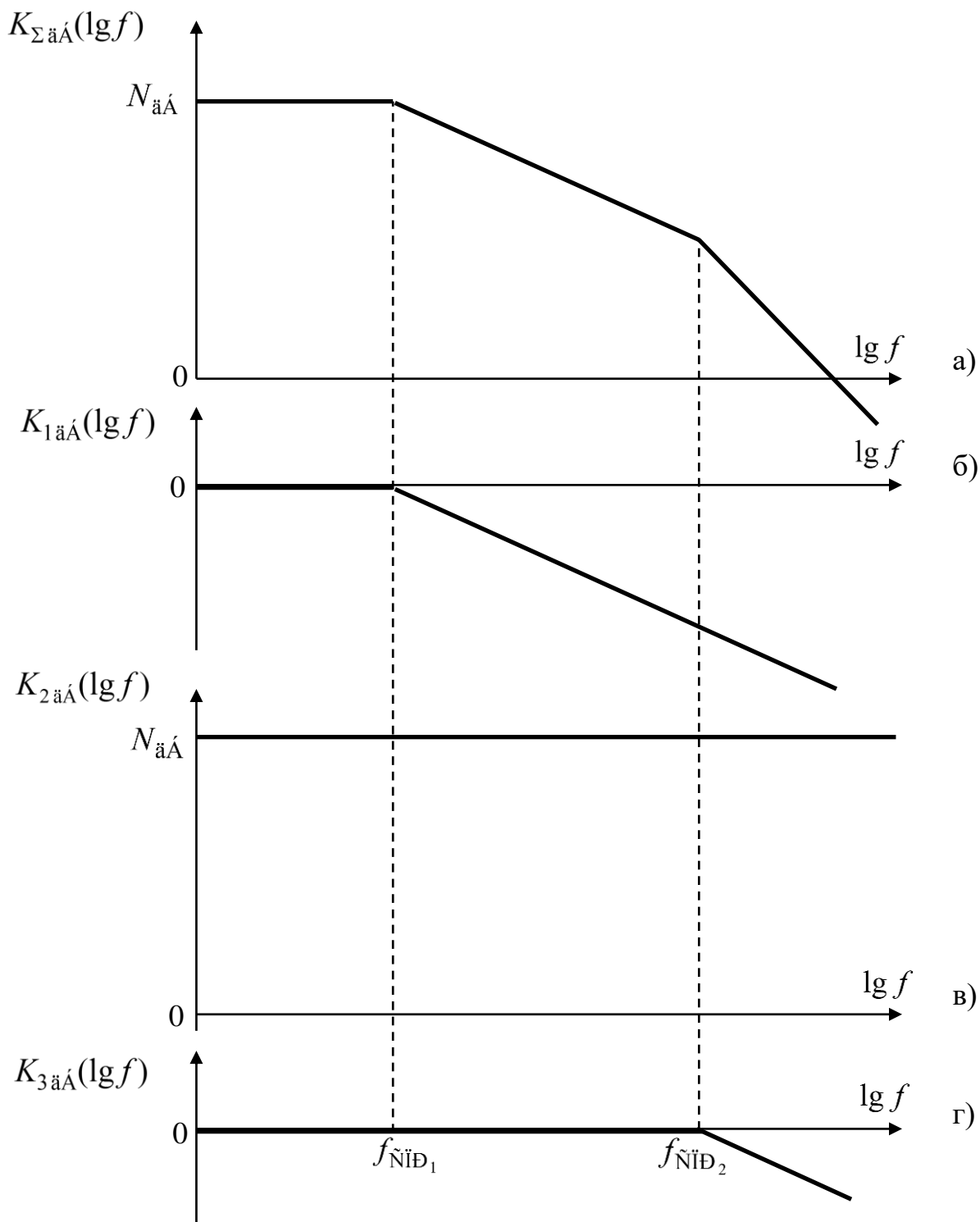


Рис. 2.2.26. ЛАЧХ підсилювача з колами корегування

Еквівалентну схему підсилювача, синтезованого за ЛАЧХ(рис. 2.2.26, а)зображено на рис. 2.2.27.



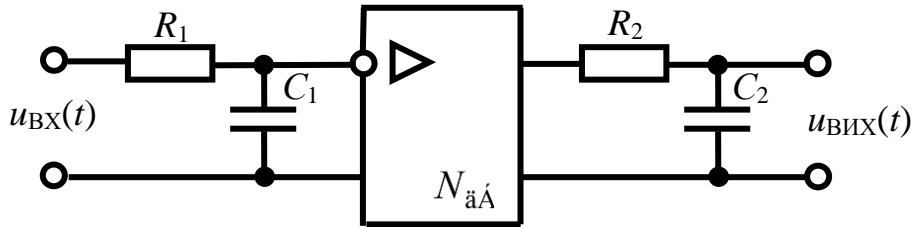


Рис. 2.2.27. Еквівалентна схема підсилювача

Частоти спряження асимптот цього підсилювача оцінюються згідно з виразами

$$f_{\tilde{N}\tilde{D}_1} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}; \quad f_{\tilde{N}\tilde{D}_2} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_2 \cdot R_2}.$$

Кола корегування розділені активним підсилювачем, чим виключається їх взаємний вплив, а тому їх можна міняти місцями.

Іноді доцільно елементи корегуючих ланок під'єднувати в ланцюги зворотного зв'язку. Для побудови частотних характеристик й аналізу стійкості такого підсилювача (рис. 2.2.28, а) будують його еквівалентну схему (рис. 2.2.28, б). Вона складається з власне підсилювача й еквівалентного кола зворотного зв'язку, що вмикається на його вхід.

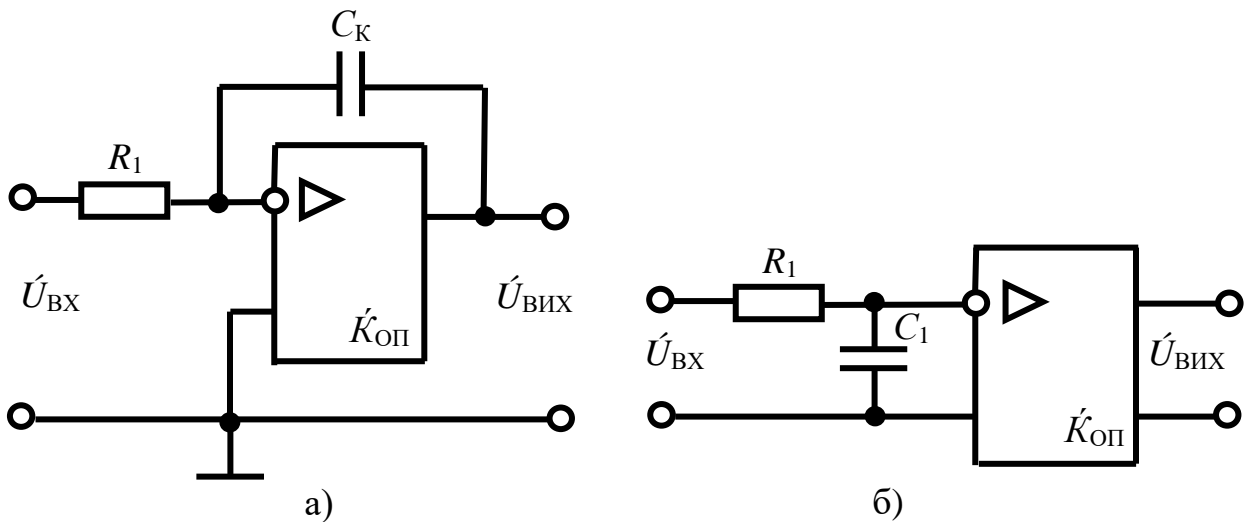


Рис.2.2.28. Схеми підсилювача з корегуючим конденсатором у колі зворотного зв'язку

На еквівалентній схемі коло зворотного зв'язку розірване. Для збереження режиму роботи підсилювача до входу під'єднується еквівалентний опір конденсатора  $C_1$ . Величина ємності конденсатора  $C_1$  вибирається з умови

$$j\tilde{O}_{\tilde{N}1} = \frac{j\tilde{O}_{\tilde{N}\hat{E}}}{1 + \hat{E}_{\tilde{\Pi}}(jf)} = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\tilde{\Pi}}(jf)]} \quad (2.2.57)$$

Тоді

$$C_1 = C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\tilde{\Pi}}(jf)], \quad (2.2.58)$$

де  $\hat{E}_{\text{II}}(jf)$  – комплексна функція передачі власне операційного підсилювача.

З еквівалентної схеми (рис. 2.2.28, б) випливає, що вираз комплексного коефіцієнта передачі підсилювача буде мати вигляд

$$\hat{E}(jf) = \frac{Z_1}{R_1 + Z_1} \cdot \hat{E}_{\text{II}}(jf) = \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\text{II}}(jf)] \cdot R_1}. \quad (2.2.59)$$

де

$$Z_1 = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} = \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\text{II}}(jf)]}.$$

Частота спряження еквівалентного вхідного кола

$$f_{\text{НІД}_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\text{II}}(0)] \cdot R_1}. \quad (2.2.60)$$

Якщо підсилювач має власну логарифмічну частотну характеристику типу рис. 2.2.29 (А), то на частотах від  $f_4$  до  $f_5$  існує небезпека порушення стійкості його функціонування. У цьому діапазоні частот коефіцієнт підсилення більше 0ДБ, а додатковий фазовий набіг становить  $180^\circ$ . При введенні зворотного зв'язку RC-колом, для частот  $f < f_{\text{СПР}_1}$  другим додатком у знаменнику виразу (2.2.59) можна знехтувати, й прийняти  $|K_{\text{ОП}}(jf)| \approx K_{\text{ОП}}(0)$ , бо  $(f / f_{\text{СПР}})^2 \ll 1$ .

Для частот  $f < f_{\text{НІД}_1}$ , де виконується умова  $|\hat{E}_{\text{II}}(jf)| \gg 1$ , вираз (2.2.59) можна записати

$$\begin{aligned} \hat{E}(jf) &= \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\text{II}}(jf)] \cdot R_1} \cdot \hat{E}_{\text{II}}(jf) \approx \\ &\approx \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot \hat{E}_{\text{II}}(jf) \cdot R_1} \cdot \hat{E}_{\text{II}}(jf) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot R_1}. \end{aligned} \quad (2.2.61)$$

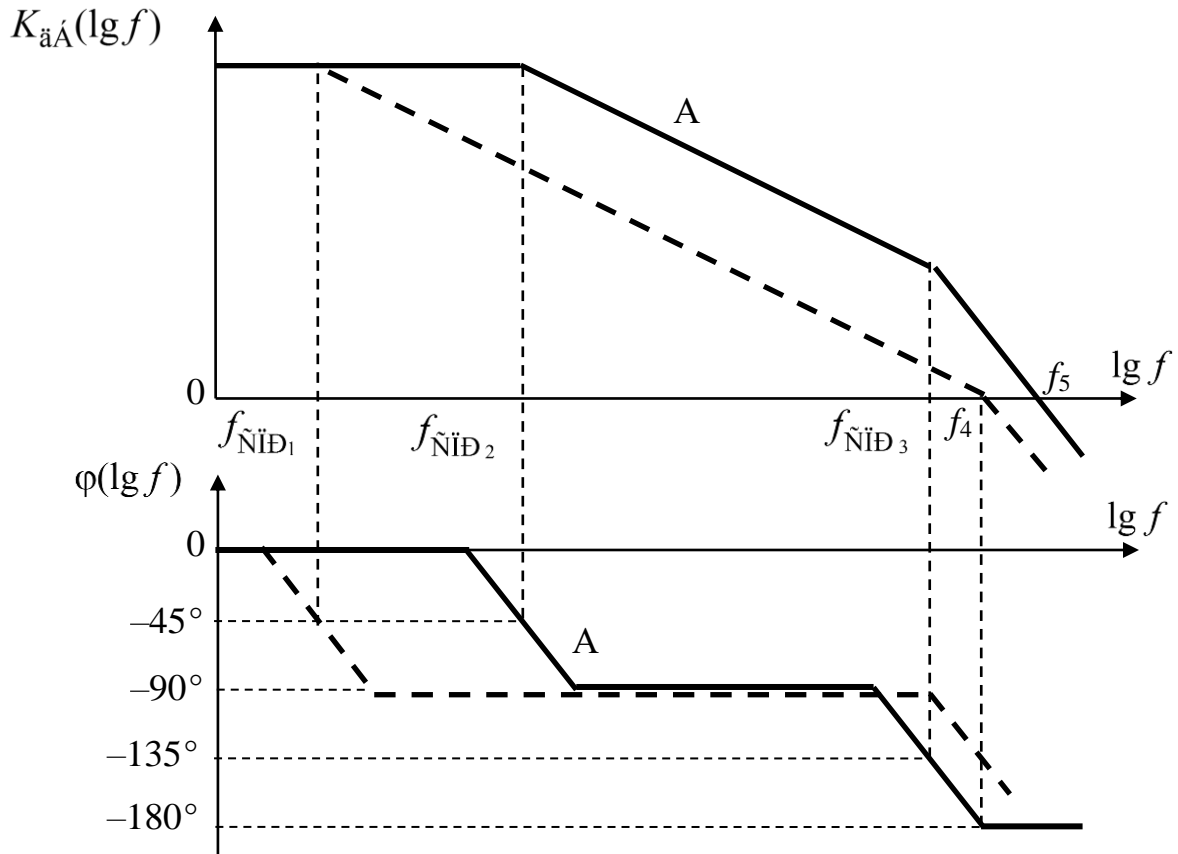


Рис. 2.2.29. Логарифмічні частотні характеристики підсилювача

Для частот  $f > f_{\check{N}\check{I}\check{D}_1}$ , де виконується умова  $|\hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf)| \gg 1$ , вираз (2.2.60) можна записати

$$\begin{aligned} \hat{E}(jf) &= \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot [1 + \hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf)] \cdot R_1} \cdot \hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf) \approx \\ &\approx \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot \hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf) \cdot R_1} \cdot \hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\hat{E}} \cdot R_1}. \end{aligned} \quad (2.2.62)$$

Тобто на частотах  $f > f_{\check{N}\check{I}\check{D}_1}$ , поки  $|\hat{E}_{\check{I}\check{I}}(jf)| > 1$ , ЛАЧХ підсилювача зі зворотним  $RC$ -зв'язком може бути апроксимована лінією з нахилом  $-20$  ДБ/дек. Це означає, що додатковий набіг фази не перевищить  $90^\circ$  в діапазоні частот, де коефіцієнт підсилення більше 1, а це означає, що зберігаються умови його стійкості за фазою, оскільки запас стійкості становить  $\varphi_{з\text{ап}} = 90^\circ$ .

Якщо для корегування АЧХ підсилювача використовується декілька кіл корегування, то бажано, щоб частоти їх спряження були рознесені не менше як на дві декади (у 100 разів). Якщо підсилювач має декілька петель зворотного зв'язку, то спочатку досліджуються вузли, охоплені місцевим зворотним зв'язком, а потім аналізується весь підсилювач, приймаючи окремі стійкі каскади незалежними. В інтегральних операційних підсилювачах для

під'єднання елементів корегування частотних характеристик використовуються окремі спеціальні виводи «*FC*».

### **Контрольні питання**

1. Принципи побудови багатокаскадних підсилювачів.
2. Призначення та принципи побудови елементів зв'язку багатокаскадних підсилювачів.
3. Призначення аналогових ІМС та їх переваги над пристроями, що виконані на дискретних радіокомпонентах.
4. Система маркування вітчизняних аналогових ІМС.
5. Призначення, класифікація, принципи побудови, загальна структура, умовні позначення та порядок живлення операційних підсилювачів.
6. Вхідні, вихідні параметри та характеристики передачі операційних підсилювачів.
7. АЧХ операційного підсилювача та порядок її апроксимації.
8. Порядок побудови апроксимованої ЛАЧХ багатокаскадного підсилювача.
9. Операційний підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком за напругою з інверсним входом. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
10. Операційний підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком за напругою з прямим входом. Призначення підсилювача, принципи його побудови та дії, склад та призначення елементів, основні параметри.
11. Порядок забезпечення стійкості підсилювачів зі зворотним зв'язком.
12. Призначення та порядок побудови кіл корегування підсилювачів.
13. Порядок побудови логарифмічних частотних характеристик кіл корегування підсилювачів.

## **Розділ 2.3. АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ**

**Перетворювачами електричних сигналів** називаються електронні пристрої, у яких вихідний сигнал залежить від параметрів вхідного, але не завжди однорідний із ним. До перетворювачів аналогових електричних сигналів (аналогових перетворювачів сигналів) належать: масштабні підсилювачі, пристрої інтегрування та диференціювання, пристрої виконання арифметичних операцій над сигналами, лінійні та нелінійні перетворювачі сигналів.

### **2.3.1. Масштабні підсилювачі. Пристрої виконання арифметичних операцій над аналоговими сигналами**

#### **2.3.1.1. Масштабні підсилювачі**

**Масштабним** називається прецизійний (високоточний) підсилювач, який має нормоване значення коефіцієнта підсилення. Із масштабних підсилювачів

виділяють *вимірювальні*, які призначені для створення калібрувальних (вимірювальних) сигналів, та *електрометричні*, які призначені для перетворення електричних зарядів чи дуже малих струмів.

Для створення масштабних підсилювачів використовують *операційні* підсилювачі, охоплені негативним зворотним зв'язком, із подачею сигналу на інверсний або прямий входи.

Недоліком схеми операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, із подачею сигналу на прямий вхід є наявність синфазної складової сигналу на входах – сигнал зворотного зв'язку синфазний вихідному, який, своєю чергою, збігається за фазою із вхідним сигналом. Оскільки коефіцієнт послаблення синфазного сигналу  $K_{\text{інф}} \approx 1$  у практичних схемах обмежений й

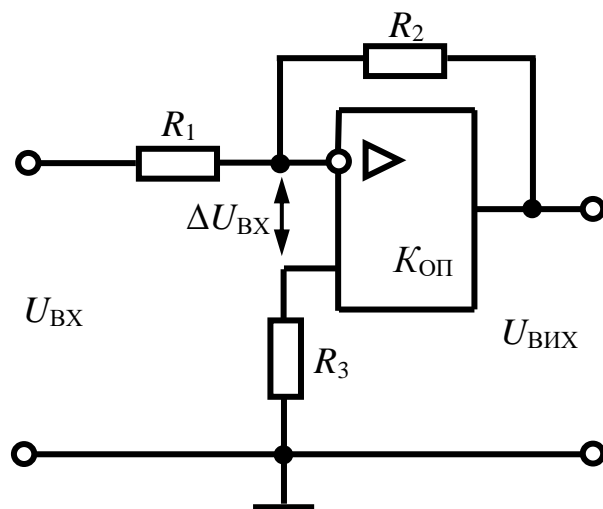


Рис. 2.3.1. Схема операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід

зменшується із зростанням частоти, наявність синфазної складової сигналу призводить до збільшення похибки, яка вноситься підсилювачем у вихідний сигнал.

Через відсутність синфазної складової сигналу на входах, як масштабний підсилювач найчастіше використовують операційний підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід (рис. 2.3.1).

Основними параметрами цієї схеми є коефіцієнт підсилення за напругою, коефіцієнт негативного зворотного зв'язку, вхідний та вихідний опори

$$\hat{E}_{U \text{ і } \zeta \zeta} = -\frac{R_2}{R_1}; \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; R_{\text{вх}} \approx R_1; \quad (2.3.1)$$

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{оп}}}{1 + \hat{E}_{\text{н}}} \cdot \gamma$$

Опір резистора  $R_3$  вибирається з умови створення вхідними струмами рівних потенціалів на входах операційного підсилювача.

Завдяки наявності негативного зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення цієї схеми підсилювача  $\hat{E}_{U \text{ і } \zeta \zeta}$  буде набагато меншим за власний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача  $\hat{E}_{\text{н}}$ , але в практичних схемах його величина є значною ( $\hat{E}_{\text{н}} \gg K_{U \text{ і } \zeta \zeta} \gg 1$ ).

Напруга між входами операційного підсилювача  $\Delta U_{\text{ВХ}}$  буде надто малою, враховуючи, що його вихідна напруга набуває кінцевого значення (до десятків вольтів), а коефіцієнт підсилення операційного підсилювача  $\hat{E}_{\text{н}} \gg 1$ .

$$\Delta U_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\hat{E}_{\hat{\Pi}}} \ll U_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (2.3.2)$$

Значення коефіцієнта підсилення реальних операційних підсилювачів лежать у діапазоні  $\hat{E}_{\hat{\Pi}} = 10 \div 10^5$ , тому можна прийняти, що напруга між входами операційного підсилювача  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}} \rightarrow 0$ , а це відповідає наявності віртуального (уявного) нуля на інверсному вході. При цьому враховується, що вхідний струм створює на резисторі  $R_3$  невелику напругу, наближену до нуля. Вхідна напруга ( $U_{\hat{A}\hat{O}}$ ) прикладається до подільника, що створений резистором  $R_1$ , опором між входами операційного підсилювача  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}}$  та резистором  $R_3$ . Напруга на двох останніх опорах надто мала, тобто  $U_{\hat{A}\hat{O}} \approx U_{R_1}$ .

### 2.3.1.2. Пристрої виконання арифметичних операцій над аналоговими сигналами

Нульовий потенціал на інверсному вході виключає взаємний вплив сигналів, якщо їх подати через різні резистори. Ці обставини дозволяють створити на базі операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід, суматор аналогових напруг (рис. 2.3.2).

Вихідна напруга суматора

$$\begin{aligned} U_{\text{ВИХ}} &= K_{U_{\text{НЗ31}}} \cdot U_{\text{ВХ1}} + K_{U_{\text{НЗ32}}} \cdot U_{\text{ВХ2}} + K_{U_{\text{НЗ33}}} \cdot U_{\text{ВХ3}} = \\ &= -\frac{R_4}{R_1} \cdot U_{\text{ВХ1}} - \frac{R_4}{R_2} \cdot U_{\text{ВХ2}} - \frac{R_4}{R_3} \cdot U_{\text{ВХ3}} \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

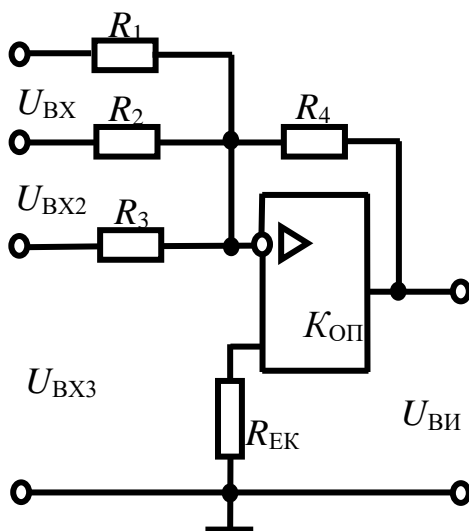


Рис. 2.3.2. Схема суматора

При подачі напруг на обидва входи операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, одержимо підсилювач, який виконує операцію «віднімання» (рис. 2.3.3).

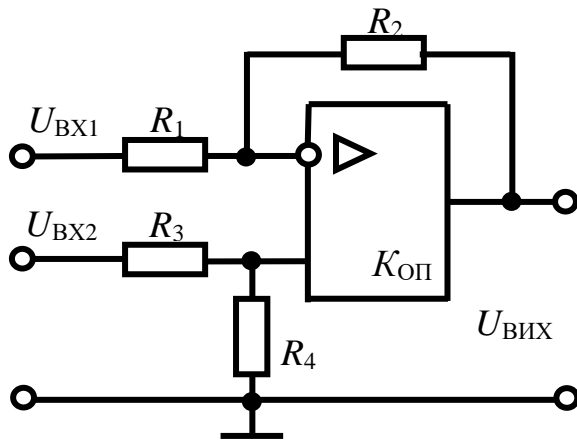


Рис. 2.3.3. Схема віднімання напруг

Враховуючи, що операційний підсилювач – лінійний елемент і для входних сигналів справедливий принцип накладання (суперпозиції):

$$\begin{aligned}
 U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= U_{\hat{A}\hat{O}2} \cdot K_{U\hat{H}\hat{C}\hat{Q}} - U_{\hat{A}\hat{O}1} \cdot K_{U\hat{H}\hat{C}\hat{Q}} = \\
 &= U_{\hat{A}\hat{O}2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + U_{\hat{A}\hat{O}1} \cdot \frac{R_2}{R_1}
 \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

де  $\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}1} = -\frac{R_2}{R_1}$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, охопленого

негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід;

$\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача,

охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на прямий вхід з урахованням входного подільника  $R_3, R_4$ .

За рівності коефіцієнтів підсилення за обома входами схеми віднімання напруги  $\hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}1} = K_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}2}$ , якщо  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}2} - U_{\hat{A}\hat{O}1})$ , підсилювач стає диференціальним, тобто підсилює різницю напруги  $(U_{\hat{A}\hat{O}2} - U_{\hat{A}\hat{O}1})$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}2} - U_{\hat{A}\hat{O}1}). \quad (2.3.5)$$

Однак при цьому на прямому вході з'являється синфазна складова сигналу

$U_{\hat{N}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ , що створює похибку перетворення

$$\delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{N}\hat{O}} \cdot (R_1 + R_2) / (\hat{E}_{\hat{I}\hat{I}\hat{N}\hat{E}} \cdot \hat{N}\hat{O} \cdot R_1). \quad (2.3.6)$$

### 2.3.1.3. Вимірювальні підсилювачі постійного струму

Підсилювачі постійного струму мають суттєвий недолік – часовий та температурний дрейф нуля вихідної напруги, який обмежує використання їх як масштабних. Для зменшення впливу дрейфу на похибки перетворення сигналів у

підсилювачах застосовують балансні схеми (наприклад диференціальні підсилювачі), або компенсацію відхилення вихідних сигналів.

Сутність методу компенсації зводиться до періодичного оцінювання величини відхилення нуля вихідної напруги й створення вхідної напруги зсуву, що компенсує це відхилення.

Як балансну схему використовують диференціальний підсилювач (рис. 2.3.4), у якому зміни вихідних сигналів  $U_{\text{ВХ1}}$ ,  $U_{\text{ВХ2}}$  віднімаються в операційному підсилювачі  $DA_3$ . Операційні підсилювачі  $DA_1$  і  $DA_2$ , охоплені негативним зворотним зв'язком з подачею сигналу на прямі входи. Об'єднання виходів цих підсилювачів резистивним подільником  $R_1, R_2, R_3$  створює з них диференціальний підсилювач із високими значеннями вхідного опору ( $R_{\text{вх}}$ ) та коефіцієнта послаблення синфазного сигналу ( $\hat{E}_{\text{сф}}$ ).

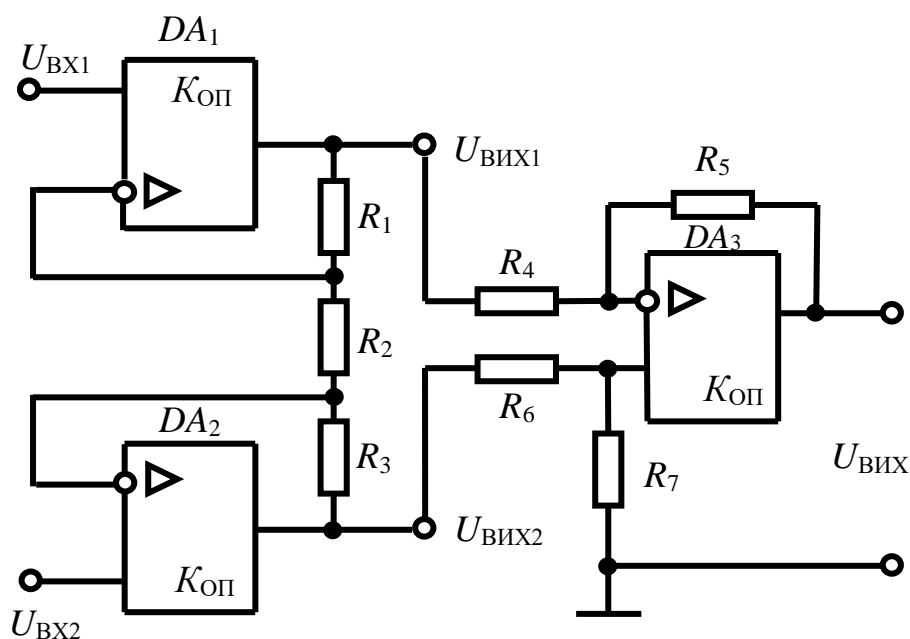


Рис. 2.3.4. Схема вимірювального підсилювача з диференціальним входом

Якщо операційні підсилювачі  $DA_1$  і  $DA_2$  ідентичні, то дрейфи їх нулів будуть також ідентичними й будуть взаємно відніматися в операційному підсилювачі  $DA_3$ . Підбором опорів резисторів  $R_4, R_5, R_6, R_7$  можна досягти однакових за модулем коефіцієнтів підсилення  $\hat{E}_{U_{\text{сф}}}$  сигналів  $U_{\text{ВХ1}}$ ,  $U_{\text{ВХ2}}$  в операційному підсилювачі  $DA_3$

$$|\hat{E}_{U_{\text{сф}}}| = \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot \frac{R_7}{R_6 + R_7}. \quad (2.3.7)$$

Ця умова виконується за  $R_4 \cdot R_7 = R_5 \cdot R_6$ .



Враховуючи, що  $R_1 = R_3$ , вихідна напруга пов'язана з параметрами схеми таким виразом:

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \hat{E}_{U\hat{I}3\zeta} \cdot (U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1}) = \hat{E}_{U\hat{I}3\zeta} \cdot \hat{E}_{1,2} \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}2} + U_{\zeta\hat{I}2} - U_{\hat{A}\hat{O}1} - U_{\zeta\hat{I}1}), \quad (2.3.8)$$

де  $\hat{E}_{1,2} = (R_1 + R_2 + R_3)/R_2 = (R_2 + 2 \cdot R_1)/R_2 = (1 + 2 \cdot R_1/R_2)$  – коефіцієнти підсилення підсилювачів на базі  $DA_1$  і  $DA_2$ , за умови, що  $R_1 = R_3$ ;  $U_{\zeta\hat{I}1}, U_{\zeta\hat{I}2}$  – напруги зсуву підсилювачів на базі  $DA_1$  і  $DA_2$  відповідно, еквівалентні дрейфу вихідної напруги, перерахованої до входу.

Тоді можна записати

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{R_5}{R_4} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right) \cdot [(U_{\hat{A}\hat{O}2} - U_{\hat{A}\hat{O}1}) + (U_{\zeta\hat{I}2} - U_{\zeta\hat{I}1})]. \quad (2.3.9)$$

Із виразу (2.3.9) видно, що за однакових напруг зсуву входів ( $U_{\zeta\hat{I}2} - U_{\zeta\hat{I}1}$ ) вони повністю компенсуються в підсилювачі на базі  $DA_3$ . Дрейф нуля цього підсилювача не компенсується, але його вплив на похибку підсилення незначний, оскільки його величина, що перерахована до входу підсилювача на базі  $DA_3$ , незначна в порівнянні з величинами  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1}, U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}$ . Зміною опору резистора  $R_2$  можна регулювати в широких межах коефіцієнт підсилення вхідних підсилювачів на базі  $DA_1$  та  $DA_2$ .

Отже, синфазний сигнал у підсилювачі з диференційним входом послаблюється майже повністю.

#### 2.3.1.4. Корегування похибки коефіцієнта підсилення

Зменшення похибки перетворення методом компенсації не враховує зміни коефіцієнтів підсилення від частоти. Корегування вихідного сигналу підсилювача з урахуванням необхідної функції передачі  $K(jf)$  здійснюється з використанням зворотних перетворювачів (ЗП) на високостабільних пасивних елементах. Функція передачі ЗП описується виразом  $W_{\zeta\hat{I}}(jf) = 1/\hat{E}(jf)$ . Якщо вихідний сигнал підсилювача пропустити через зворотний перетворювач й порівняти з вхідним, то можна виділити сигнал похибки перетворення. Корегування перетворення за допомогою додаткового зворотного зв'язку для сигналу похибки здійснюється за схемою, наведеною на рис. 2.3.5.

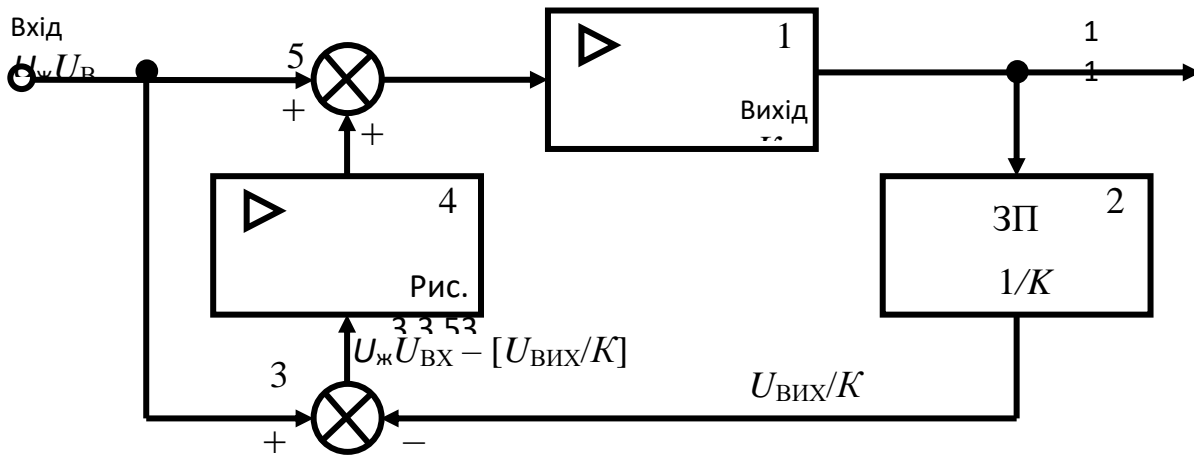


Рис. 2.3.5. Структура підсилювача зі зворотним зв'язком за сигналом похибки

Нехай підсилювач 1 має реальний коефіцієнт підсилення

$$K_1 = K + \Delta K, \quad (2.3.10)$$

де  $K$  – необхідний коефіцієнт підсилення;  $\Delta K$  – його відхилення (похибка).

Коефіцієнт передачі зворотного перетворювача пов'язаний із ним відношенням

$$W_{\zeta\bar{1}} = 1/\hat{E}. \quad (2.3.11)$$

У пристрої порівняння 3 від вхідного сигналу віднімається сигнал зворотного перетворювача  $U_{\hat{E}\bar{O}}/K$  й підсилюється в  $K_2$  разів підсилювачем сигналу похибки 4. Отже, на вході суматора 5 будуть діяти вхідний сигнал  $U_{\hat{A}\bar{O}}$  й сигнал зворотного зв'язку

$$U_{\zeta\zeta} = \hat{E}_2 \cdot (U_{\hat{A}\bar{O}} - (U_{\hat{E}\bar{O}}/\hat{E})), \quad (2.3.12)$$

а вихідний сигнал підсилювача дорівнює

$$U_{\text{ВИХ}} = K_1 \cdot (U_{\text{ВХ}} + U_{\zeta\zeta}) = K_1 \cdot [U_{\text{ВХ}} + K_2 \cdot (U_{\text{ВХ}} - (U_{\text{ВИХ}}/K))]. \quad (2.3.13)$$

Тоді коефіцієнт підсилення з урахуванням зворотного зв'язку за сигналом похибки знаходять з рівняння

$$\begin{aligned} \hat{E}_{U_{\zeta\zeta}} &= \frac{U_{\hat{E}\bar{O}}}{U_{\hat{A}\bar{O}}} = \hat{E}_1 \cdot \left[ 1 + \hat{E}_2 \cdot \left( 1 - \hat{E}_{U_{\zeta\zeta}} \cdot \frac{1}{\hat{E}} \right) \right] = \\ &= \hat{E}_1 + \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2 - \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2 \cdot \frac{\hat{E}_{U_{\zeta\zeta}}}{\hat{E}}. \end{aligned} \quad (2.3.14)$$

Якщо виконати нескладні перетворення й враховуючи, що  $\hat{E}_1 \cong K$ , то

$$\begin{aligned} \hat{E}_{U_{\text{вх}}} &= \frac{\hat{E}_1 + \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2}{\hat{E} + \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2} = \hat{E} \cdot \left[ 1 + \frac{\hat{E}_1 - \hat{E}}{\hat{E} + \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2} \right] \\ &= \hat{E} + \frac{\Delta \hat{E} \cdot \hat{E}}{\hat{E} + \hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2} \approx \hat{E} + \frac{\Delta \hat{E}}{1 + \hat{E}_2}. \end{aligned} \quad (2.3.15)$$

Отже, похибка коефіцієнта підсилення  $\Delta K$  зменшується корегуючим колом зворотного зв'язку в  $(1 + K_2)$  разів. Але, на жаль, введення додаткової петлі зворотного зв'язку погіршує стійкість підсилювача. Тому, іноді корегування похибки перетворення підсилювача здійснюють внесенням поправок до вихідного сигналу (рис. 2.3.6).

Склад цього підсилювача аналогічний до складу підсилювача, зображеного на рис. 2.3.5.

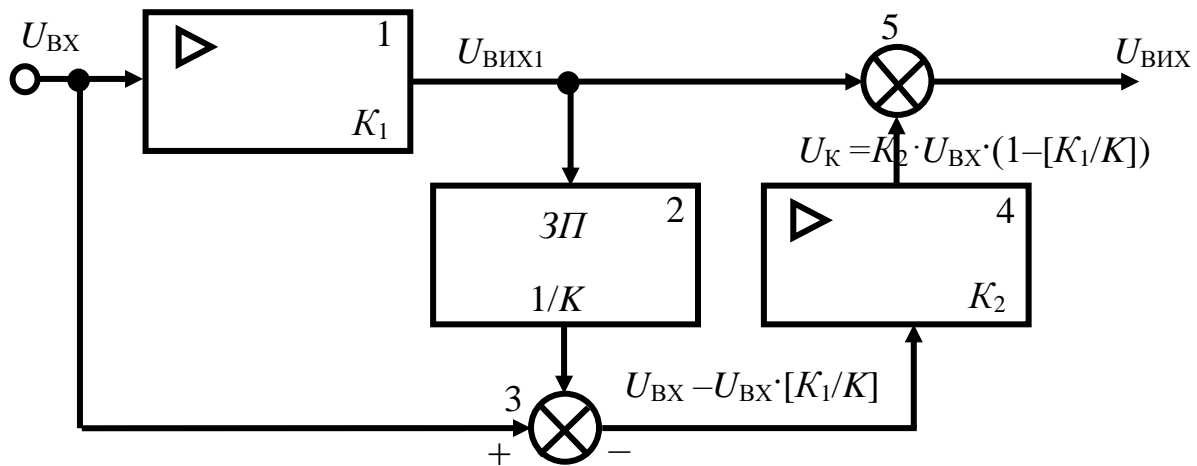


Рис. 2.3.6. Структура підсилювача з елементами корегування вихідної напруги

Нехай коефіцієнти підсилення підсилювачів 1 та 2 відповідно становлять

$$\hat{E}_1 = K + \Delta K_1; \quad K_2 = K + \Delta K_2, \quad (2.3.16)$$

де  $\Delta K_1, \Delta K_2$  – похибки перетворення підсилювача 1 та 4 відповідно.

Вихідна напруга зазначеного підсилювача дорівнює

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} &= U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} + U_{\hat{E}} = \hat{E}_1 \cdot U_{\hat{A}\hat{O}} + \hat{E}_2 \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}} - (U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \hat{E}_1 / \hat{E})) = \\ &= U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot [\hat{E}_1 + ((\hat{E} - \hat{E}_1) \cdot \hat{E}_2 / \hat{E})]. \end{aligned} \quad (2.3.17)$$

Тоді коефіцієнт підсилення з урахуванням корегування буде дорівнювати

$$\begin{aligned} \hat{E}_{U_{i\zeta\zeta}} &= \hat{E}_1 + \frac{\hat{E} - \hat{E}_1}{\hat{E}} \cdot \hat{E}_2 = \hat{E} + \Delta\hat{E}_1 - \frac{\Delta\hat{E}_1}{\hat{E}} \cdot \hat{E}_2 = \\ &= [(\hat{E} + \Delta\hat{E}_1) \cdot \hat{E} - \Delta\hat{E}_1 \cdot (\hat{E} + \Delta\hat{E}_2)] / \hat{E} = \\ &= \left( \hat{E}^2 + \Delta\hat{E}_1 \cdot \hat{E} - \Delta\hat{E}_1 \cdot \hat{E} - \Delta\hat{E}_1 \cdot \Delta\hat{E}_2 \right) \cdot \frac{1}{\hat{E}} = \hat{E} - \frac{\Delta\hat{E}_1 \cdot \hat{E}_2}{\hat{E}}. \end{aligned} \quad (2.3.18)$$

Із виразу виходить, що похибка перетворення підсилювача  $\Delta K_1$  буде тим меншою, чим меншою є похибка  $U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}2}$  підсилювача 2 й чим більшим є його коефіцієнт підсилення  $K$ .

Отже, в розглянутих схемах для виконання різних математичних операцій необхідно змінювати тільки елементи кола зворотного зв'язку, при цьому сама схема операційного підсилювача залишається незмінною.

Для корегування похибки підсилення використовуються зворотні перетворювачі в петлі негативного зворотного зв'язку за сигналом похибки.

## 2.3.2. Лінійні перетворювачі електричних сигналів

### 2.3.2.1. Перетворювачі струм-напруга

Електронний пристрій, який здатний формувати вихідну напругу, пропорційну до вхідного струму незалежно від величини опору навантаження, називається **перетворювачем струм-напруга**. Струм такого перетворювача буде змінюватися, якщо величина його вхідного опору мала. Вихідне коло такого перетворювача можна подати у вигляді генератора напруги з малим вихідним опором.

Функціональну схему найпростішого перетворювача струм-напруга у вигляді схеми операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід, наведено на рис. 2.3.7.

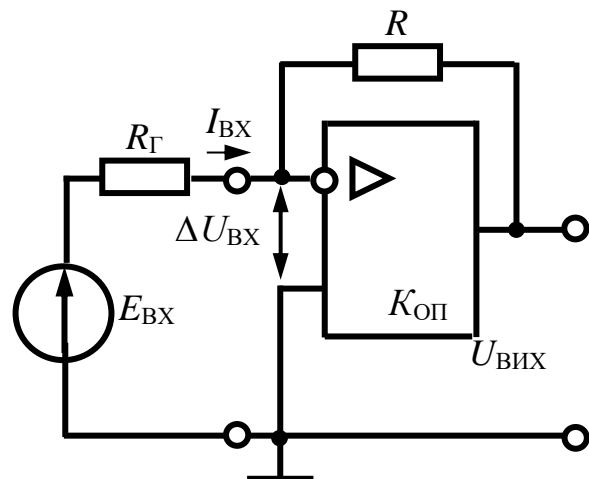


Рис. 2.3.7. Функціональна схема перетворювача струм-напруга

Повний вхідний опір такого підсилювача  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}}$  складається з паралельно ввімкнених власного опору операційного підсилювача  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}}$  й опору резистора негативного зворотного зв'язку  $R$ . До резистора  $R$  з одного боку прикладено вхідну напругу  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}$ , а з іншого – вихідну напругу підсилювача  $U_{\hat{A}\hat{O}} = K_{\hat{I}} \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}$ . Результуюча напруга, яка прикладається до резистора негативного зворотного зв'язку  $R$ , буде дорівнювати  $U_R = U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 + K_{\hat{I}})$ . Звідси можна зробити висновок, що струм через цей резистор буде в  $(1 + K_{\hat{I}})$

разів більше, ніж струм, викликаний вхідною напругою  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}}$ . Це еквівалентно зменшенню опору резистора  $R$  в  $(1 + K_{\hat{\Pi}})$  разів, тобто повний вхідний опір створюється двома паралельно ввімкненими резисторами й описується виразом

$$R_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}\hat{A}\hat{I}} = R_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}} \left\| \frac{R}{1 + \hat{E}_{\hat{\Pi}}} \right. \quad (2.3.19)$$

Якщо прийняти  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}} \gg R/(1 + K_{\hat{\Pi}})$ , що відповідає параметрам реальних операційних підсилювачів, то можна, ігноруючи відгалуження струму  $I_{\hat{A}\hat{O}}$  через резистор  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{\Pi}}$ , вважати  $I_{\hat{A}\hat{O}} = -I_R$ . Враховуючи інвертування напруги в підсилювачі та наявність віртуального нуля на вході, напругу на резисторі можна прийняти такою, що дорівнює

$$U_R = I_R \cdot R = -I_{\hat{A}\hat{O}} \cdot R = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}, \quad (2.3.20)$$

тобто вихідна напруга  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  пропорційна до вхідного струму  $I_{\hat{A}\hat{O}}$ .

Недоліком такого перетворювача є значна залежність вихідної напруги зсуву від внутрішнього опору джерела вхідного струму. Так, якщо джерело вхідного струму створено генератором напруги  $E_{\hat{A}\hat{O}}$  з малим внутрішнім опором  $R_{\hat{A}}$ , то коефіцієнт зворотного зв'язку  $\gamma = R_{\hat{A}}/(R_{\hat{A}} + R)$  буде малим й підсилювач буде мати великий коефіцієнт підсилення

$$\hat{E}_{U\hat{I}\zeta\zeta} = \frac{\hat{E}_{\hat{\Pi}}}{1 + \gamma \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}}} \gg 1. \quad (2.3.21)$$

При цьому вихідна напруга зсуву  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\zeta\hat{I}} = K_{U\hat{I}\zeta\zeta} \cdot U_{\zeta\hat{I}}$  буде значної величини й суттєво залежати від опору  $R_{\hat{A}}$ . Наявність реактивної складової внутрішнього опору джерела  $\hat{A}_{\hat{A}\hat{O}}$  може порушувати фазові умови стійкості підсилювача.

На рис. 2.3.8 наведено схему перетворювача струм-напруга з покращеними характеристиками, у якому немає вищенаведених недоліків.

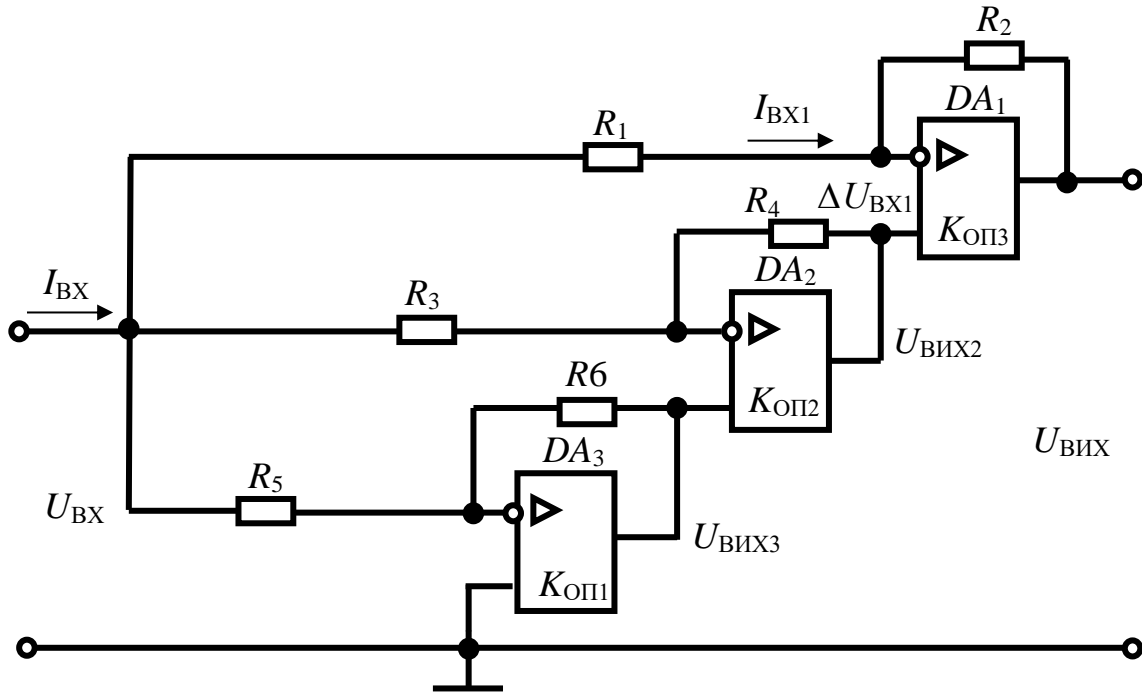


Рис. 2.3.8. Перетворювач струм-напряга з покращеними характеристиками

Безпосередньо функції перетворювача струм-напряга виконує операційний підсилювач на мікросхемі  $DA_1$ . Він має великий вхідний опір, наближений до опору резистора  $R_1$ . Тоді вихідна напруга зсуву  $U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} = -U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} \cdot R_2 / R_1$  буде невеликою. Підсилювачі на базі  $DA_2$  й  $DA_3$  забезпечують зменшення вхідного опору перетворювача струм-напряга. Вхідний струм, що протікає через резистор  $R_1$ , оцінюється за формулою

$$I_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} = \frac{U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} - (\Delta U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} + U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}})}{R_1} \approx \frac{U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} - U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}}}{R_1}, \quad (2.3.22)$$

де  $\Delta U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}}$  – напруга між входами підсилювача на базі  $DA_1$ ,  $\Delta U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} \rightarrow 0$ ;  $U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}}$  – напруга на виході підсилювача на базі  $DA_2$ .

Оскільки коефіцієнт підсилення операційного підсилювача  $K_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} \gg 1$ , то вихідна напруга підсилювача на базі  $DA_3$ , що подається на прямий вхід підсилювача на базі  $DA_2$ , з урахуванням негативного зворотного зв'язку, обчислюється за формулою

$$U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} = \frac{-R_6}{R_5} \cdot U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}}. \quad (2.3.23)$$

Враховуючи це, вихідна напруга підсилювача на базі  $DA_2$ , що подається на прямий вхід підсилювача на базі  $DA_1$ , описується виразом

$$U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} = \frac{-R_4}{R_3} \cdot (U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}} - U_{\hat{\Delta}\hat{\Delta}\hat{\Delta}}). \quad (2.3.24)$$

Підставивши вирази (2.3.23) та (2.3.24) в (2.3.22) й, прийнявши, що  $R_4 \gg R_3$ ,  $R_6 \gg R_5$ , одержали вираз для вхідного струму:

$$\begin{aligned}
 I_{\hat{A}\hat{O}} &= \frac{1}{R_1} \cdot \left[ U_{\hat{A}\hat{O}} + \frac{R_4}{R_3} \cdot \left( U_{\hat{A}\hat{O}} + U_{\hat{A}\hat{O}} \frac{R_6}{R_5} \right) \right] = \\
 &= \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{R_1} \cdot \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4 \cdot R_6}{R_3 \cdot R_5} \right) \cong \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{R_1} \cdot \frac{R_4 \cdot R_6}{R_3 \cdot R_5} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}}
 \end{aligned}
 \tag{2.3.25}$$

Звідси величину еквівалентного вхідного опору подано як добуток опору резистора  $R_1$  на відношення, яке значно менше одиниці,

$$R_{\text{вх в}} = R_1 \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{R_4 \cdot R_6}.
 \tag{2.3.26}$$

За вищенаведених припущень про співвідношення опорів резисторів  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  величина  $[(R_3 \cdot R_5)/(R_4 \cdot R_6)] \ll 1$ , тобто  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}} \ll R_1$ . Це означає, що вхідний струм такого перетворювача буде мало залежати від вхідного еквівалентного опору, що є необхідною умовою функціонування перетворювача струм-напруга. Напруга зсуву нуля в перетворювачі, зображеному на рис. 2.3.8, значно менше, ніж у перетворювачі, зображеному на рис. 2.3.7. Залежність цієї напруги від вихідного опору джерела вхідного струму також значно менші.

### 2.3.2.2. Перетворювачі напруга-струм

Електронний пристрій, який здатний забезпечити вихідний струм, пропорційний до вхідної напруги, називають **перетворювачем напруга-струм**. Такий перетворювач характеризується великими вхідними й вихідними опорами. Малі зміни вихідного струму при зміні опору навантаження забезпечуються:

- великим вихідним опором перетворювача;
- введенням зворотного зв'язку за струмом;
- введенням компенсації зміни напруги на навантаженні.

Простий перетворювач напруга-струм можна подати як операційний підсилювач, у коло зворотного зв'язку якого ввімкнене навантаження  $R_H$  (рис. 2.3.9).

Використання такої схеми можливе, якщо навантаження не має гальванічного зв'язку з корпусом. Якщо ігнорувати власний вхідний струм операційного підсилювача, то згідно з першим законом Кірхгофа сума струмів, що входять та виходять із вузла на інверсному вході, дорівнює нулю ( $I_{\hat{A}\tilde{O}} + I_{\hat{I}} = 0$ ). Напруга на інверсному вході є близькою до напруги на прямому вході (віртуальний нуль, оскільки  $\Delta U_{\hat{A}\tilde{O}} = (U_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}} / K_{\text{оп}}) \rightarrow 0$ ). Це

означає, що вхідна напруга  $U_{\hat{A}\tilde{O}}$  майже повністю прикладається до резистора  $R_1$ . Тоді вираз для знаходження струму через навантаження буде мати вигляд

$$I_{\hat{I}} = -I_{\hat{A}\tilde{O}} = -U_{\hat{A}\tilde{O}} / R_1,$$

де  $I_{\hat{A}\tilde{O}} = U_{\hat{A}\tilde{O}} / R_1$ .

Якщо навантаження не може бути гальванічно відокремлене від корпусу, як перетворювач напруга-струм використовують операційний підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком, у вихідне коло якого ввімкнено кероване джерело струму. Схему такого перетворювача напруга-струм зображено на рис. 2.3.10.

Біполярні транзистори  $VT_1$  й  $VT_2$  являють собою струмове дзеркало. Відношення струмів такого дзеркала дорівнює

$$\frac{I_H}{I_1} = 1 - \frac{2}{h_{21E}}. \quad (2.3.27)$$

Оскільки

$$I_{\hat{I}} = -I_{\hat{A}\tilde{O}} = -U_{\hat{A}\tilde{O}} / R_1,$$

то

$$I_{\hat{I}} = I_1 \cdot \left( 1 - \frac{2}{h_{21A}} \right) = -\frac{U_{\hat{A}\tilde{O}}}{R_1} \cdot \left( 1 - \frac{2}{h_{21}} \right). \quad (2.3.28)$$

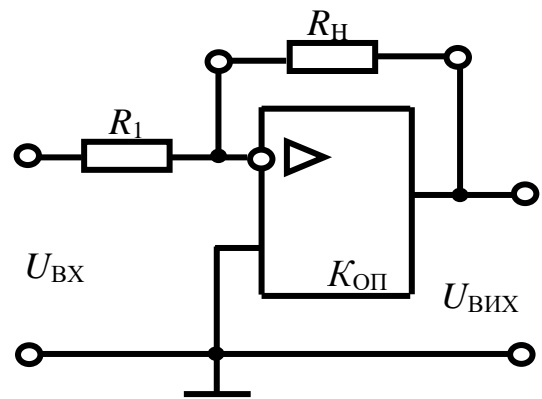


Рис. 2.3.9. Функціональна схема перетворювача напруга-струм



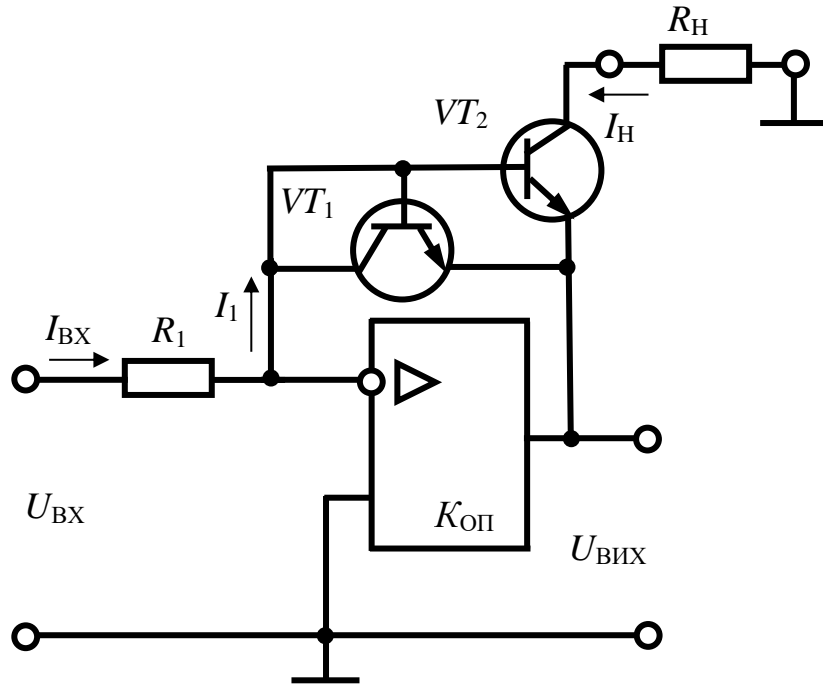


Рис. 2.3.10. Перетворювач напруга-струм зі струмовим дзеркалом

Видно, що струм навантаження операційного підсилювача пропорційний до вхідної напруги й не залежить від величини опору навантаження, тобто електронний пристрій (рис. 2.3.10) є перетворювачем напруга-струм.

### 2.3.2.3. Фазозсувні пристрої

Електронний пристрій, який здатний забезпечити зсув між фазами вихідної та вхідної напруги (струму), називається **фазозсувним пристроєм**. Для створення фазозсувних кіл використовують резистори, конденсатори або котушки індуктивності. Як найпростіші фазозсувні пристрої можуть використовуватися *RC*-кола, що здатні інтегрувати або диференціювати вхідні сигнали (рис. 2.3.11).

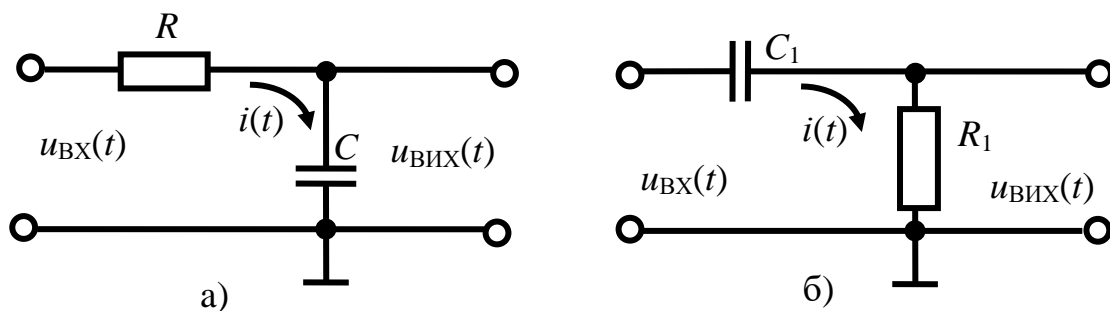


Рис. 2.3.11. Пасивні фазозсувні кола:  
а) інтегруюче; б) диференціальне

На рис. 2.3.12, а наведено векторну діаграму напруг та струмів фазозсувного кола інтегруючого типу. За позитивний напрямок обертання вектора вибирають напрямок проти руху годинникової стрілки. Оскільки це  $RC$ -коло послідовне, то сума комплексних діючих спадів напруг на його елементах дорівнює комплексному діючому значенню вхідної напруги ( $\dot{U}_R + \dot{U}_C = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$ ). Комплекснедіюче значення напруги на резисторі  $\dot{U}_R$  синфазне з комплексним діючим значенням струму в колі  $\dot{I}$ , а комплексне діюче значення напруги на конденсаторі  $\dot{U}_C$  відстає за фазою від комплексного діючого значення струму  $\dot{I}$  на  $90^\circ$ . Комплексне діюче значення напруги на конденсаторі  $\dot{U}_C$  буде відставати від комплексного діючого значення вхідної напруги  $\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}$  за фазою на величину  $\varphi$ . На рис. 2.3.12, а наведено епюри гармонічних напруг  $u_{\hat{A}\hat{O}}(t)$  й  $u_{\hat{A}\hat{O}}(t) = u_{\hat{N}}(t)$ . Амплітуда напруги на виході  $U_{m\hat{A}\hat{O}}$  не буде перевищувати амплітуду  $U_{m\hat{A}\hat{O}}$ . Зміною величини опору резистора  $R$  або величини ємності конденсатора  $C$  можна регулювати величину зсуву фази  $\varphi$ , але при цьому буде також змінюватися амплітуда вихідної напруги  $U_{m\hat{A}\hat{O}}$ .

Вираз комплексної передаточної функції за напругою для кола інтегруючого типу має вигляд

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_{\hat{N}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{Z_{\hat{N}}}{R + Z_C} = \frac{1/j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}{R + 1/j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C} =$$

$$= \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \cdot R} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C \cdot R)^2}} \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.3.29)$$

де  $\varphi(\omega) = -\arctg(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R)$  – аргумент комплексної передаточної функції.

Для диференціювального кола вираз комплексної передаточної функції за напругою становить

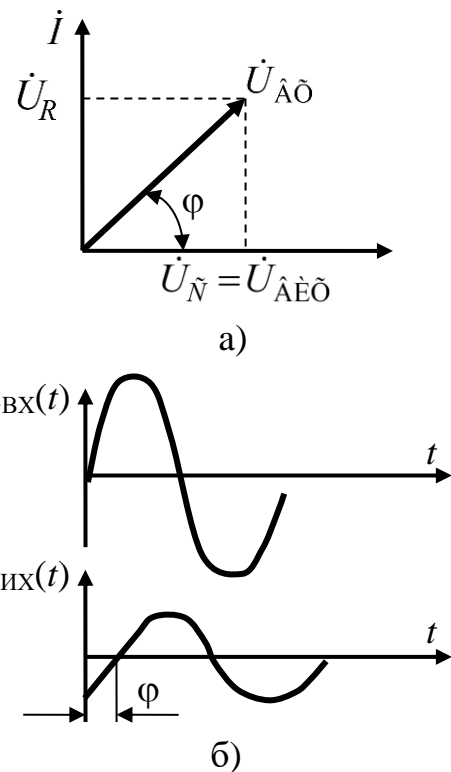


Рис. 2.3.12. Діаграми напруг та струмів інтегруючого кола

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\dot{U}_R}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{R_1}{R_1 + Z_{C1}} = \frac{R_1}{R_1 + 1/j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} =$$

$$= \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1} = \frac{2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1)^2}} \cdot e^{j\varphi_1(\omega)}, \quad (2.3.30)$$

де  $\varphi_1(\omega) = 90^\circ - \text{arctg}(2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1)$ .

Для забезпечення регульованого зсуву фази в широкому діапазоні за незмінної амплітуди вихідної напруги використовують фазозсувні пристрої мостового типу (рис. 2.3.13, а).

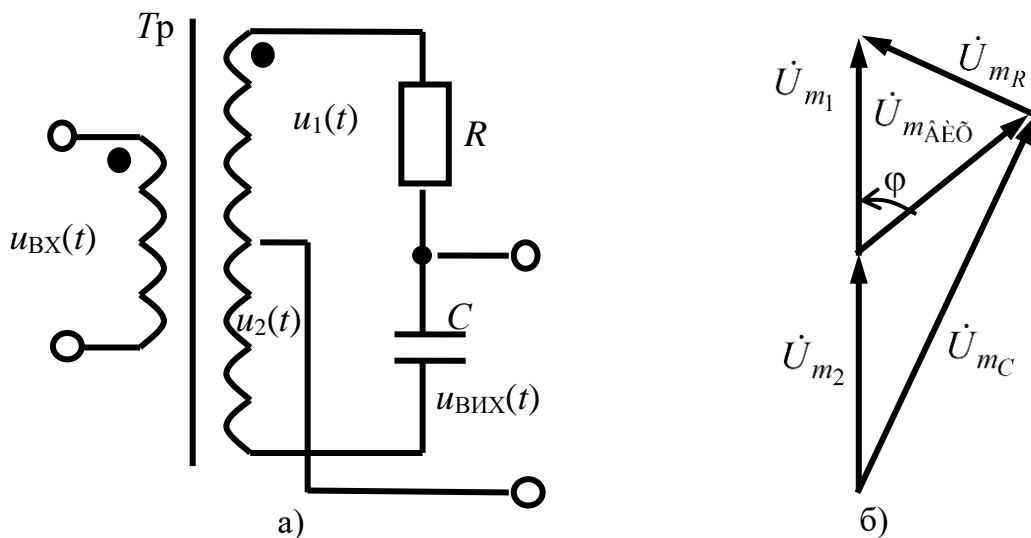


Рис. 2.3.13. Фазозсувний пристрій мостового типу:  
а) схема; б) векторна діаграма

У цьому пристрої вторинна обмотка трансформатора  $Tr$  виконує роль джерела двох синфазних напруг  $u_1(t)$  та  $u_2(t)$ , причому їх амплітуди є рівними. Комплексна амплітуда напруги на послідовному  $RC$ -колі, яке ввімкнене паралельно до вторинної обмотки трансформатора, буде дорівнювати сумі комплексних амплітуд напруг  $\dot{U}_{m_1}$  і  $\dot{U}_{m_2}$ ,  $\dot{U}_{m_1} + \dot{U}_{m_R} + \dot{U}_{m_C} = \dot{U}_{m_1} + \dot{U}_{m_2}$  (векторна діаграма комплексних амплітуд напруг, рис. 2.3.13, б). Причому комплексна амплітуда напруги на конденсаторі  $\dot{U}_{m_C}$  відстає за фазою від комплексної амплітуди струму в  $RC$ -колі (відповідно, й напруги  $\dot{U}_{m_R}$  на  $90^\circ$ ). Зсув фази між комплексними амплітудами напруг  $\dot{U}_{m_1}$  (збігається за фазою з комплексною амплітудою вхідної напруги  $\dot{U}_{m_{\hat{A}\hat{O}}}$ ) та вихідної  $\dot{U}_{m_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}$  може регулюватися від  $0$  до  $180^\circ$  зміною опорного резистора  $R$  або ємності конденсатора  $C$ . Амплітуда вихідної напруги  $u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)$  буде незмінною (довжина суми векторів

$(\dot{U}_{m_1} + \dot{U}_{m_2})$  є діаметром, а вектор  $\dot{U}_{m_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}$  – радіусом кола, уяке вписаний прямий кут, створений векторами  $\dot{U}_{m_C}$  та  $\dot{U}_{m_R}$ , що спирається на діаметр.

На базі операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, можна створити активний фазозсувний пристрій із широким регулюванням фази та незмінною амплітудою вихідного сигналу. Схему такого пристрою наведено на рис. 2.3.14.

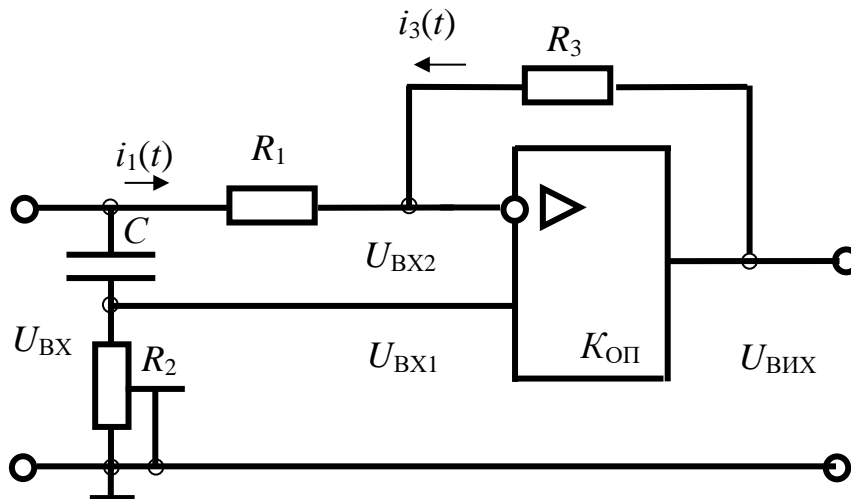


Рис. 2.3.14. Схема активного фазозсувного пристрою

Сигнал на прямийвхід операційного підсилювача подається через подільник, утворений з конденсатора  $C$  та резистора  $R_2$ ,

$$\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_1} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + 1/j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2}. \quad (2.3.31)$$

Для ідеалізованого операційного підсилювача  $|\hat{E}_{\hat{\Pi}}| \gg 1$ , модуль комплексного вхідного опору прямує до нескінченності  $|Z_{\hat{A}\hat{O}}| \rightarrow \infty$ , а вихідного до нуля  $|Z_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}| \rightarrow 0$  і між входами діє віртуальний нуль, тобто  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}_1} - U_{\hat{A}\hat{O}_2} \rightarrow 0$ , а тому  $U_{\hat{A}\hat{O}_1} = U_{\hat{A}\hat{O}_2}$ .

Вирази комплексних діючих значень струмів через резистори  $R_1$  й  $R_3$  мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_1 &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_2}}{R_1} = \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_1}}{R_1}, \\ \dot{i}_3 &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_2}}{R_3} = \frac{-\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_1} + \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_3}. \end{aligned} \quad (2.3.32)$$

Враховуючи, що  $\dot{I}_1 \cong -\dot{I}_3$ , і прийнявши  $R_1 = R_3$ ,

$$\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_1} = \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}_1} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}},$$

звідки

$$\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 2 \cdot \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}1} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (2.3.33)$$

Використовуючи (2.3.31) й (2.3.33), комплексний коефіцієнт передачі активного фазозсувального пристрою опишемо формулою (2.3.34)

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{2 \cdot \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}1} - \dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} = 2 \cdot \frac{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}1}}{\dot{U}_{\hat{A}\hat{O}}} - 1 = 2 \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2} - 1 = \\ &= \frac{1 - j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_2} = \frac{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_2)^2}}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_2)^2}} \cdot e^{j\varphi(\omega)} = e^{j\varphi(\omega)}, \end{aligned}$$

де  $\varphi(\omega) = -\pi - 2 \cdot \arctg(2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_2)$  – величина зсуву фази між вхідним та вихідним сигналами.

Отже, модуль коефіцієнта передачі активного фазозсувального пристрою за рівності опорів резисторів  $R_1 = R_3$  не залежить від його параметрів, а зсув фази регулюється резистором  $R_2$  від  $-\pi$  до  $+\pi$ . Для зсуву фази сигналів у широкому діапазоні частот послідовно вмикають декілька перетворювачів вищезазначеного типу (рис. 2.3.14) з рознесенням їх робочих частот на декілька октав. Краще як фазозсувні кола використовувати кола інтегруючого типу, оскільки вихідний опір диференціувального кола, який ввімкнений паралельно вхідному опору наступного каскаду, буде впливати на режим його роботи.

### 2.3.3. Інтегровальні пристрої

**Інтегровальні пристрої** є лінійними перетворювачами електричних сигналів, які виконують математичну операцію інтегрування в часі над вхідними сигналами. У загальному випадку вихідна напруга інтегруючих кіл пов'язана з вхідною таким співвідношенням

$$u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(0) + \hat{E} \cdot \int_0^t u_{\hat{A}\hat{O}}(t) \cdot dt; \quad (2.3.35)$$

де  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(0)$  – початкове значення вихідної напруги до комутації;  $K$  – коефіцієнт пропорційності.

#### 2.3.3.1. Пасивні лінійні інтегруючі кола

Інтегровальні пристрої забезпечують згладжування вихідного сигналу внаслідок підсумовування миттєвих значень вхідного сигналу на заданому часовому інтервалі. При цьому відбувається зміна часових та, відповідно, й спектральних характеристик вихідного сигналу в порівнянні з вхідним. Найпростішим інтегровальним пристроєм є  $RC$ -коло (рис. 2.3.15, а).

У загальному випадку напруга на конденсаторі за нульової початкової  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(0) = 0$  описується виразом

$$\begin{aligned}
 u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) &= \frac{1}{\tilde{N}} \cdot \int_0^t i(t) dt = \frac{1}{\tilde{N}} \cdot \int_0^t \frac{u_{\hat{A}\hat{O}}(t) - u_C(t)}{R} dt = \\
 &= \frac{1}{R \cdot \tilde{N}} \cdot \int_0^t (u_{\hat{A}\hat{O}}(t) - u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)) dt,
 \end{aligned}
 \tag{2.3.36}$$

де  $i(t) = [u_{\hat{A}\hat{O}}(t) - u_{\hat{N}}(t)] / R$  – струм в  $RC$ -колі.

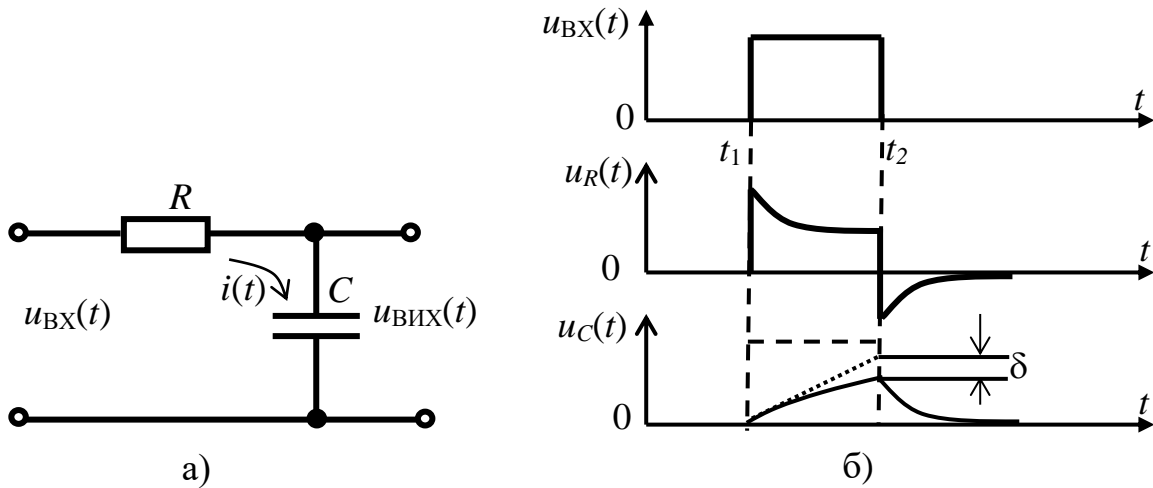


Рис. 2.3.15. Інтегруюче коло (а) та епюри напруг на його елементах, при дії на вході напруги у вигляді прямокутного відеоімпульсу (б)

Якщо стала часу кола значно більше тривалості вхідного сигналу, то за час його дії конденсатор  $C$  встигне мало зарядитися, тобто  $|U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}| = |U_{\hat{N}}| \ll |U_{\hat{A}\hat{O}}|$ . Тоді

$$u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = \frac{1}{R \cdot \tilde{N}} \cdot \int_0^t u_{\hat{A}\hat{O}}(t) \cdot dt.
 \tag{2.3.37}$$

Якщо на вході інтегруючого кола діє сигнал у вигляді стрибка постійної напруги (функції ввімкнення), то вихідна напруга

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cong \frac{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot t}{R \cdot \tilde{N}}.
 \tag{2.3.38}$$

Отже, якщо стала часу  $RC$ -кола буде значно більшою за тривалість вхідного сигналу ( $\tau_{\hat{E}} \gg \tau_{\hat{N}}$ ), розглянуте коло може використовуватися для інтегрування останнього.

Далі розглянуто проходження прямокутного відеоімпульсу напруги через  $RC$ -коло інтегруючої конфігурації (рис. 2.3.15, а). Для спрощення аналізу прийнято, що імпульс має ідеальні фронти, а початкова напруга на конденсаторі  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(0) = 0$ . З моменту  $t_1$  – початку дії вхідного імпульсу – конденсатор почне заряджатися й вираз напруги на ньому, з урахуванням перших трьох членів ряду Маклорена, буде мати вигляд

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) \cong U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot (1 - e^{-t/\tau_{\hat{E}}}) \cong U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot t \left( \frac{1}{\tau_{\hat{E}}} - \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{\tau_{\hat{E}}} \right)^2 \right). \quad (2.3.39)$$

Перший доданок цього виразу  $U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot t/\tau_{\hat{E}}$  є лінійно зростаючою напругою ідеального інтегратора, а другий доданок – абсолютне значення похибки інтегрування

$$\delta = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{2} \cdot \left( \frac{t}{\tau_{\hat{E}}} \right)^2. \quad (2.3.40)$$

Вирази абсолютної та відносної похибки інтегрування за  $t = \tau_i$  будуть мати вигляд

$$\delta = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{2} \cdot \left( \frac{\tau_3}{\tau_{\hat{E}}} \right)^2; \quad \varepsilon = \frac{\delta}{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}/2 \cdot \left( \frac{\tau_3}{\tau_{\hat{E}}} \right)^2}{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \tau_3/\tau_{\hat{E}}} = \frac{\tau_3}{2 \cdot \tau_{\hat{E}}}. \quad (2.3.41)$$

Після закінчення дії вхідного імпульсу напруги конденсатор  $C$  розрядиться через резистор  $R$  та невеликий опір джерела вхідного сигналу. Згідно з другим законом Кірхгофа  $U_{\hat{A}\hat{O}}(t) = U_R(t) + U_{\hat{N}}(t)$ , тоді

$$U_R(t) = U_{\hat{A}\hat{O}}(t) - U_C(t). \quad (2.3.42)$$

Закон зміни напруги  $u_R(t)$  на резисторі  $R$  збігається із законом зміни струму в послідовному  $RC$ -колі ( $u_R(t) = i(t) \cdot R$ ). Як видно зепюр (рис. 2.3.15, б) напруга на конденсаторі  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)$  згладжується та подовжується інтегруючим колом.

Це означає, що прості інтегруючі кола неефективно застосовувати для точного інтегрування вхідних сигналів. Оскільки, наприклад для отримання відносної похибки інтегрування прямокутного відеоімпульсу 1% або  $\varepsilon_i(t) = 0,01$ , відношення тривалості імпульсу до сталої часу кола повинне становити  $\frac{\tau_3}{\tau_{\hat{E}}} = 0,02$

. Для виконання цієї умови необхідно, щоб  $\tau_{\hat{E}}$  була в 50 разів більша за  $\tau_i$ , але при цьому напруга на виході інтегруючого кола буде в 50 разів меншою за вхідну.

### 2.3.3.2. Інтегратори на базі операційних підсилювачів

Для усунення недоліків, пов'язаних із застосуванням пасивних інтегруючих кіл, доцільно використовувати **інтегратори** на базі операційного підсилювача з ємнісним зворотним зв'язком (рис. 2.3.16). Резистор  $R_{\hat{A}}$  увімкнено для вирівнювання потенціалів входів операційного

підсилювача його вхідними струмами  $I_{\hat{A}\tilde{O}1} \cdot R = I_{\hat{A}\tilde{O}2} \cdot R_{\hat{A}} = U_{R_{\hat{A}}}$ . Оскільки ці струми дуже малі, то створювана ними напруга є незначною в порівнянні з вхідним сигналом. Враховуючи, що безпосередньо між входами ідеалізованого операційного підсилювача ( $K_{\hat{\Pi}} \rightarrow \infty, R_{\hat{A}\tilde{O}\hat{\Pi}} \rightarrow \infty, R_{\hat{A}\tilde{E}\tilde{O}\hat{\Pi}} \rightarrow 0$ ) напруга є наближеною до нуля  $\Delta U_{\hat{A}\tilde{O}} \rightarrow 0$  (віртуальний нуль операційного підсилювача), спад напруги на резисторі  $R$  можна описати виразом

$$U_R = i_R \cdot R = U_{\hat{A}\tilde{O}} - U_{\hat{A}\tilde{O}^2\hat{A}} = U_{\hat{A}\tilde{O}} - (\Delta U_{\hat{A}\tilde{O}} + U_{RE}) \cong U_{\hat{A}\tilde{O}}, \quad (2.3.43)$$

де  $U_{\hat{A}\tilde{O}^2\hat{A}}$  – напруга на інверсному вході.

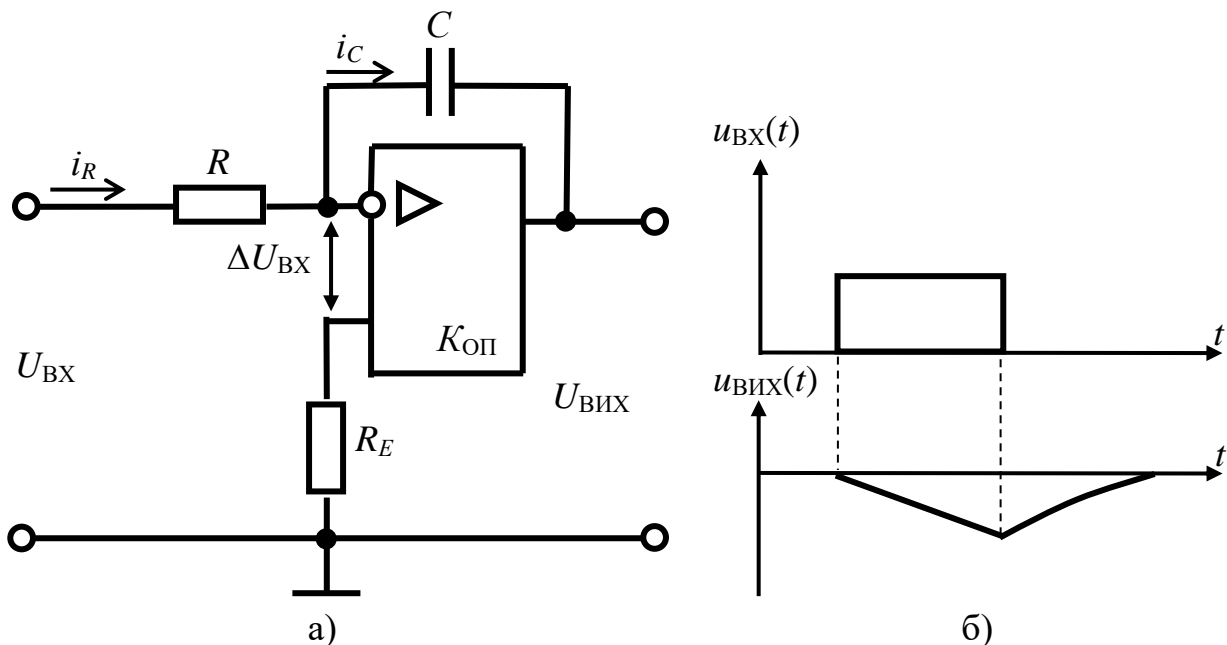


Рис. 2.3.16. Інтегратор на базі операційного підсилювача:  
а) схема; б) епюри

Тоді можна записати, що струм

$$i_R \cong U_{\hat{A}\tilde{O}} / R. \quad (2.3.44)$$

Це означає, що безпосередньо між входами буде діяти віртуальний нуль  $\Delta U_{\hat{A}\tilde{O}} = U_{\hat{A}\tilde{O}} - U_R = (U_{\hat{A}\tilde{O}} - i_R \cdot R) \rightarrow 0$ , якщо за постійної вхідної напруги струм  $i_R$ , який протікає через резистор  $R$ , буде постійним.

Оскільки для операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком із подачею сигналу на інверсний вхід  $i_R = -i_{\hat{N}} - \text{const}$ , то можна стверджувати, що ємнісний негативний зворотний зв'язок в операційному підсилювачі стабілізує струм заряду конденсатора  $C$ . Це пояснюється тим, що при подачі позитивного імпульсу напруги на інверсний вхід операційного підсилювача на виході буде діяти негативний імпульс, що буде викликати протікання струму



заряду конденсатора  $C$  по колу:  $+U_{\hat{A}\hat{O}} \rightarrow R \rightarrow \tilde{N} \rightarrow -U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ . Напряга на інверсному вході буде наближатися до нуля

$$U_{\hat{A}\hat{O}} \approx U_{\hat{A}} = U_{\hat{A}\hat{O}} - U_R = (U_{\hat{A}\hat{O}} - i_R \cdot R) \Rightarrow 0. \quad (2.3.45)$$

Так, при збільшенні струму заряду зменшиться позитивна напряга на інверсному вході, а тому, зменшиться й негативна напряга на виході ( $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -\hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}$ ), що еквівалентно зменшенню діючої вколі ЕРС ( $E = |U_{\hat{A}\hat{O}}| + |U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}|$ ), тобто зменшенню струму заряду конденсатора.

Інтегратор (рис. 2.3.16) є схемою операційного підсилювача, охопленого ємнісним негативним зворотним зв'язком. Застосування конденсатора як елемента зворотного зв'язку забезпечує зменшення опору зворотного зв'язку, ввімкненого в еквівалентній схемі (рис. 2.3.17) до входу, в  $(1+K_{\text{ОП}})$  разів, тобто

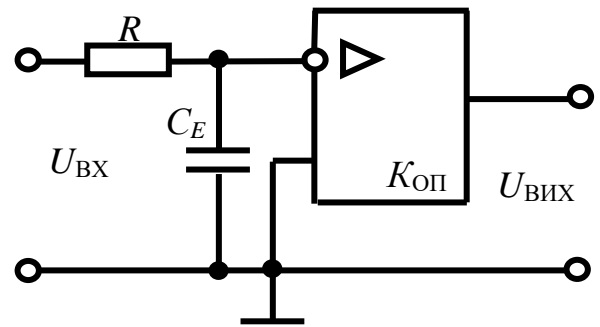


Рис. 2.3.17. Еквівалентна схема активного інтегратора

$$|Z_E| = \frac{|Z_C|}{1+K_{\hat{\Pi}}} = \frac{1/2\pi \cdot f \cdot C}{1+K_{\hat{\Pi}}} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot (1+K_{\hat{\Pi}})} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_E}, \quad (2.3.46)$$

де  $C_E = C \cdot (1+K_{\hat{\Pi}})$  – еквівалентна ємність вхідного конденсатора.

Отже, інтегратор на операційному підсилювачі з ємнісним зворотним зв'язком є звичайним інтегруючим колом, у якому ємність конденсатора  $C$  збільшено в  $(1+K_{\hat{\Pi}})$  разів, а вихідну напрягу в  $K_{\text{ОП}}$  разів:

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) &= -U_{\hat{A}\hat{O}}(t) \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \left( 1 - e^{-t/\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}}} \right) = \\ &= -U_{\hat{A}\hat{O}}(t) \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot \left( \frac{t}{\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}}} - \frac{t^2}{2 \cdot \tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}}^2} \right), \end{aligned} \quad (2.3.47)$$

де  $\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}} = R \cdot C \cdot (1+K_{\hat{\Pi}})$  – еквівалентна стала часу інтегруючого кола.

Перший доданок цього виразу  $-U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot t/\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}}$  є вихідною напрягою ідеального інтегратора, а другий доданок  $U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \hat{E}_{\hat{\Pi}} \cdot t^2/(2 \cdot \tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}}^2) = \delta_{\hat{\Pi}}$  є абсолютною похибкою інтегрування.

Вираз відносної похибки інтегрування активного інтегратора на базі операційного підсилювача за  $t = \tau_i$  буде мати вигляд

$$\varepsilon_{\hat{E}\hat{O}} = \frac{\delta_{\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{E}\hat{O}}(\tau_3)} = \frac{\frac{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}}{2} \cdot \left( \frac{\tau_3}{\tau_{\hat{E}\hat{E}\hat{E}}} \right)^2}{U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_{\hat{E}\hat{E}\hat{E}}}} = \frac{\tau_3}{2 \cdot \tau_{\hat{E}\hat{E}\hat{E}}} = \frac{\tau_3}{2\pi \cdot R \cdot C \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}})} = \frac{\varepsilon}{1 + \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}}. \quad (2.3.48)$$

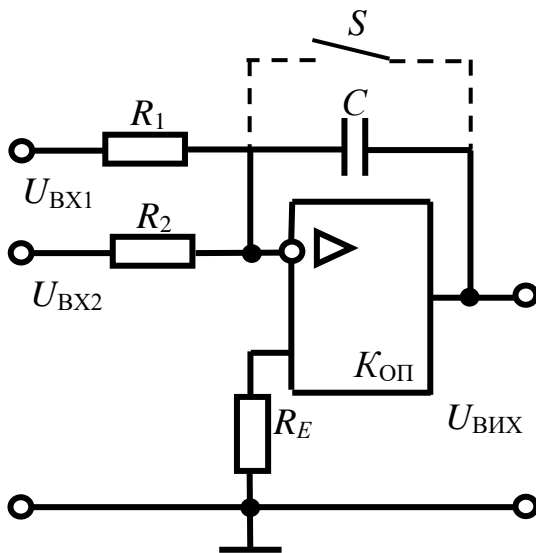


Рис. 2.3.18. Схема інтегратора-суматора

Відносна похибка інтегрування схеми операційного підсилювача з ємнісним негативним зворотним зв'язком в  $(1 + K_{\hat{E}\hat{O}})$  разів є меншою за похибку інтегрування звичайного  $RC$ -кола на пасивних елементах ізтакимисамими параметрами.

Для інтегрування суми декількох сигналів використовують інтегратори-суматори (рис. 2.3.18). Наявність віртуального нуля на інверсному вході операційного підсилювача виключає взаємний вплив сигналів істалих часу кола для різних входів:

$$\begin{aligned} \tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{A}1} &= R_1 \cdot C \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}); \\ \tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{A}2} &= R_2 \cdot C \cdot (1 + \hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}). \end{aligned} \quad (2.3.49)$$

Вихідна напруга інтегратора-суматора є суперпозицією інтегрованих та підсилених схемою операційного підсилювача двох його вхідних сигналів. Вона описується виразом

$$u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = -\frac{\hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}}{R_1 \cdot C} \cdot \int_0^t u_{\hat{A}\hat{O}1}(t) \cdot dt - \frac{\hat{E}_{\hat{E}\hat{O}}}{R_2 \cdot C} \cdot \int_0^t u_{\hat{A}\hat{O}2}(t) \cdot dt. \quad (2.3.50)$$

Для швидкого відновлення початкової напруги на конденсаторі  $C$  паралельно йому може бути приєднано електронний ключ, який буде замикатися після закінчення дії вхідних сигналів.

### 2.3.3.3. Перехідна характеристика інтегратора

Вищенаведені міркування справедливі за умови, що коефіцієнт підсилення операційного підсилювача  $K_{\hat{E}\hat{O}} \rightarrow \infty$ . Реальні операційні підсилювачі характеризуються кінцевим значенням  $K_{\hat{E}\hat{O}}$  і тому, електронний пристрій (див.

рис. 2.3.16) буде якісно інтегрувати сигнал, тривалість якого буде значно меншою за сталу часу кола  $\tau_{\hat{E}} = R \cdot C \cdot (1 + K_{\text{п}})$ , тобто  $\tau_{\hat{E}} \gg \tau_i$ .

Для сигналів зі складним спектром пристрій буде залишатися інтегровальним для спектральних складових (гармонік), частоти яких буде відповідати нерівності

$$f \gg \frac{1}{\tau_s} = \frac{1}{R \cdot C \cdot (1 + \hat{E}_{\text{п}})}, \quad (2.3.51)$$

тобто внаслідок кінцевого значення коефіцієнта підсилення  $K_{\text{п}}$  операційного підсилювача початкова частота інтегрування є обмеженою знизу.

Реальний конденсатор  $C$  кола зворотного зв'язку має кінцевий опір втрат  $R_{\hat{N}}$ , його можна врахувати, якщо в схемі паралельно конденсатору  $C$  ввімкнути резистор  $R_{\hat{N}}$  (рис. 2.3.19).

Коефіцієнт підсилення такого підсилювача обмежений значенням

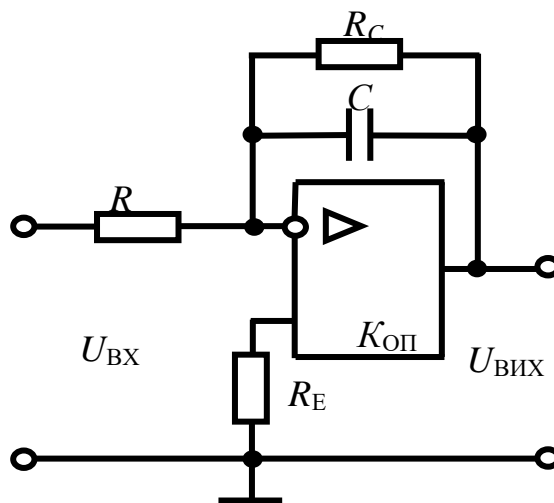


Рис. 2.3.19. Схема інтегратора із  $RC$  зворотним зв'язком

$$|\hat{E}_{U_{\text{п}}}| \leq -\left| \frac{R_C}{R} \right|, \quad (2.3.52)$$

що обмежує величину сталої кола інтегрування за  $R \ll R_{\hat{N}}$ . Враховуючи ці обставини, в інтеграторах слід використовувати конденсатори з мінімальними втратами ( $R_{\hat{N}} \rightarrow \infty$ ).

$$\tau_{\hat{E}} = R \cdot C \cdot \left( 1 + \frac{R_C}{R} \right). \quad (2.3.53)$$

Операційні підсилювачі мають обмежене значення верхньої частоти робочого діапазону  $f_{\hat{A}}$ . На цій частоті модуль коефіцієнта передачі зменшується в  $\sqrt{2}$  разів (на 3 ДБ) порівняно зі значенням на нульовій частоті. Це означає, що високочастотні складові спектра вхідного сигналу (що формують його фронт) будуть підсилюватися менше. При інтегруванні ступінчастої напруги з'являється додаткова похибка затримки вихідного сигналу  $\tau_C$  (рис. 2.3.20).

Величина затримки пов'язана з робочим діапазоном частот операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, наближеним співвідношенням

$$\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{A}} = \frac{3}{f_{\hat{A}\hat{C}\hat{C}}} = \frac{3}{f_{\hat{A}} \cdot \hat{E}_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}}}, \quad (2.3.54)$$

де  $f_{\hat{A}}$ ,  $f_{\hat{A}\hat{C}\hat{C}}$  – верхня частота робочого діапазону операційного підсилювача без зворотного зв'язку схеми операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком.

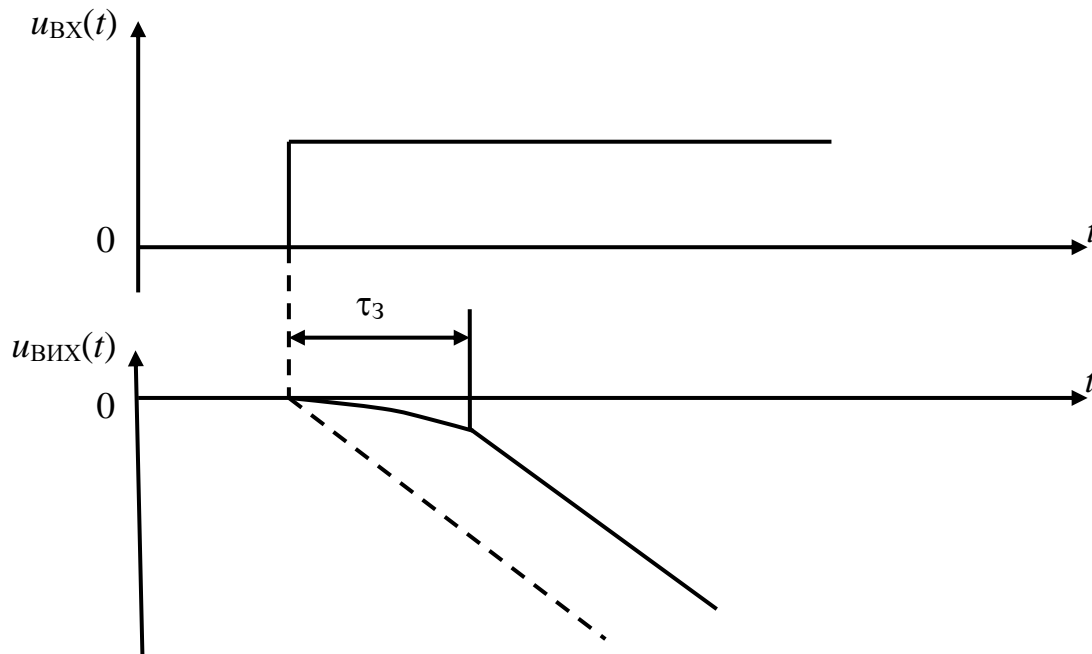


Рис. 2.3.20. Епюри, що пояснюють запізнення сигналу інтегрування

Отже, для зменшення затримки вихідного сигналу інтегратора необхідно використовувати операційні підсилювачі з якомога більшим значенням верхньої частоти робочого діапазону.

#### 2.3.3.4. Інтегратори підвищеної точності

Крім похибок інтегрування, які викликані частотними обмеженнями операційного підсилювача, інтегратори характеризуються похибками, обумовленими кінцевим значенням сталої інтегрування. Ці обставини обумовлюють використання в активних інтеграторах конденсаторів великої ємності, які, на жаль, характеризуються великими втратами (внаслідок відносно малого опору  $R_{\hat{N}}$ ).

Для створення інтеграторів підвищеної точності використовують більш досконалі схеми з конденсаторами  $C$  малої ємності (а тому, малими втратами). На рис. 2.3.21 наведено функціональну схему інтегратора підвищеної точності.

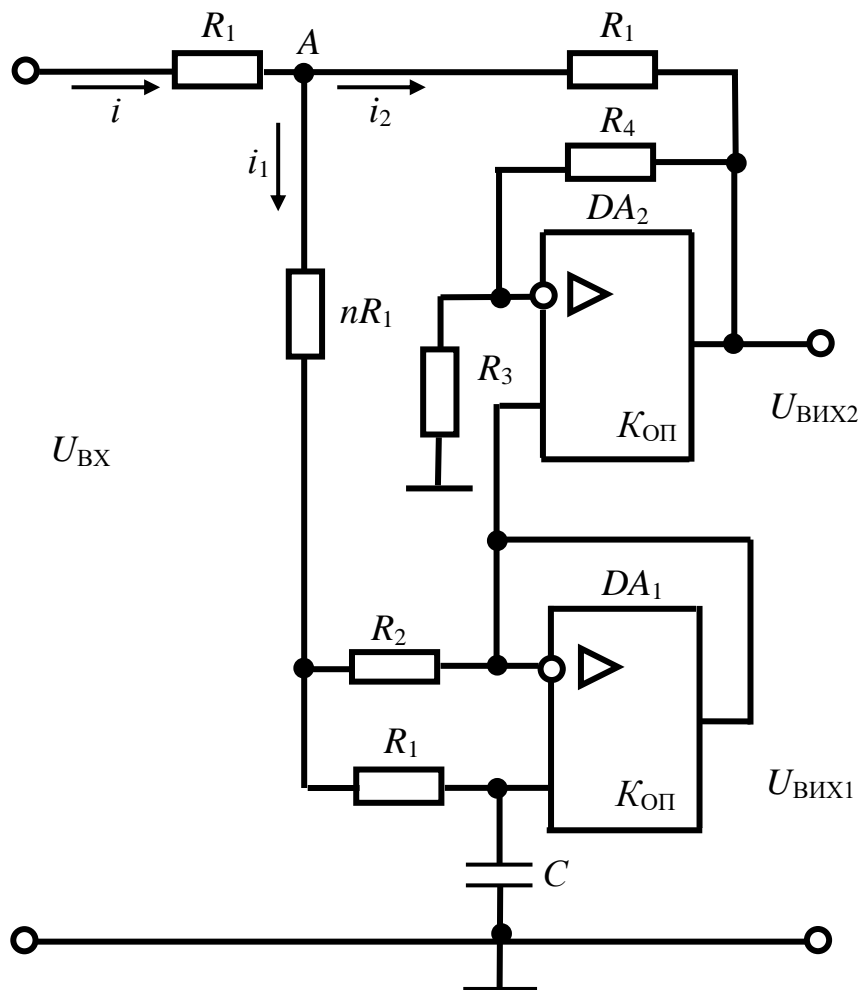


Рис. 2.3.21. Схема інтегратора підвищеної точності

Ідея функціонування такого інтегратора зводиться до стабілізації струму заряду конденсатора  $C$  колом зворотного зв'язку, який виконано на базі операційного підсилювача  $DA_1$ ,  $DA_2$  незалежно від величини напруги, до якої зарядився конденсатор  $C$ . Вхідна напруга створює струм, що протікає через резистор  $R_1$ . Він розгалужується в точці  $A$  на струми  $i_1$  та  $i_2$  ( $i = i_1 + i_2$ ). Напруга зворотного зв'язку  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  змінює потенціал точки  $A$  так, щоб струм заряду конденсатора  $i_1$  не залежав від напруги на ньому. Напруга в точці розгалуження струмів  $A$  дорівнює

$$U_A = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}} + U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{2}, \quad (2.3.55)$$

де  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$  – вихідна напруга, яка пов'язана з напругою на конденсаторі  $U_{\tilde{N}}$ .

Коефіцієнт підсилення схеми на базі операційного підсилювача  $DA_1$  за інверсним входом  $K_{2\hat{A}1} = 0$ , а за прямим –  $K_{\hat{I}D1} = 1$ , оскільки  $DA_1$  ввімкнений зі стопроцентним негативним зворотним зв'язком. Напруга на виході операційного підсилювача  $DA_1$  буде дорівнювати напрузі на конденсаторі  $C$   $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} = U_{\tilde{N}}$ . Ця напруга подається на прямий вхід  $DA_2$ . Коефіцієнт підсилення цього підсилювача знаходять за виразом

$$\hat{E}_{\hat{I}\hat{C}\hat{C}2} = \frac{R_3 + R_4}{R_3}. \quad (2.3.56)$$

Звідси  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = K_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}2} \cdot U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} = [(R_3 + R_4)/R_3] \cdot U_{\hat{N}}$ , за  $R_3 = R_4 \cdot K_{U\hat{I}\hat{C}\hat{C}2} = 2$ , а  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = 2 \cdot U_{\hat{N}}$ .

Струм заряду конденсатора  $i_1$ , що протікає від точки  $A$  через резистор  $nR_1$  й резистор  $R_1$  та конденсатор  $C$ , залежить від напруг в точці  $A$  та на конденсаторі

$$i_1 = \frac{U_A + U_C}{(1+n) \cdot R_1}. \quad (2.3.57)$$

Враховуючи, що  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2} = 2 \cdot U_{\hat{N}}$  й вираз (2.3.55), вираз для струму заряду конденсатора буде дорівнювати

$$i_1 = \frac{\frac{U_{\hat{A}\hat{O}} + 2 \cdot U_C}{2} - U_C}{(1+n) \cdot R_1} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{2 \cdot (1+n) \cdot R_1}, \quad (2.3.58)$$

тобто струм  $i_1$  заряду конденсатора  $C$  не залежить від величини напруги на ньому, а визначається вхідною напругою та величиною опору резисторів  $nR_1$  та  $R_1$ . Загальне зменшення струму  $i$  внаслідок збільшення напруги на конденсаторі компенсується зменшенням струму  $i_2$  без зміни струму заряду конденсатора  $i_1$ , що забезпечує майже ідеальне інтегрування вхідного сигналу.

Отже, в інтеграторах із зростанням частоти коефіцієнт передачі зменшується, внаслідок чого зменшуються високочастотні складові спектра вихідних сигналів (згладжуються їх фронти та зрізи).

Для забезпечення якісного інтегрування необхідно застосовувати кола зі сталими часу набагато більшими за тривалість сигналів й підтримувати струм заряду конденсатора незалежним від напруги на ньому.

## 2.3.4. Диференціювальні пристрої

### 2.3.4.1. Пасивні кола диференціювання

**Пристрої диференціювання** є лінійними перетворювачами електричних сигналів, які виконують над ними математичну операцію диференціювання в часі

$$u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = m \cdot \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt}, \quad (2.3.59)$$

де  $m$  – коефіцієнт пропорційності.

Тобто вихідний сигнал пристрою диференціювання пропорційний до швидкості зміни вхідного. Найпростішим пристроєм диференціювання є  $CR$ -коло (рис. 2.3.22, а). На відміну від інтегруючого кола тут вихідний сигнал знімається з резистора  $R$ , а стала кола повинна бути набагато меншою за тривалість сигналу ( $\tau_{\hat{E}} = R \cdot C \ll \tau_{\hat{N}}$ ).

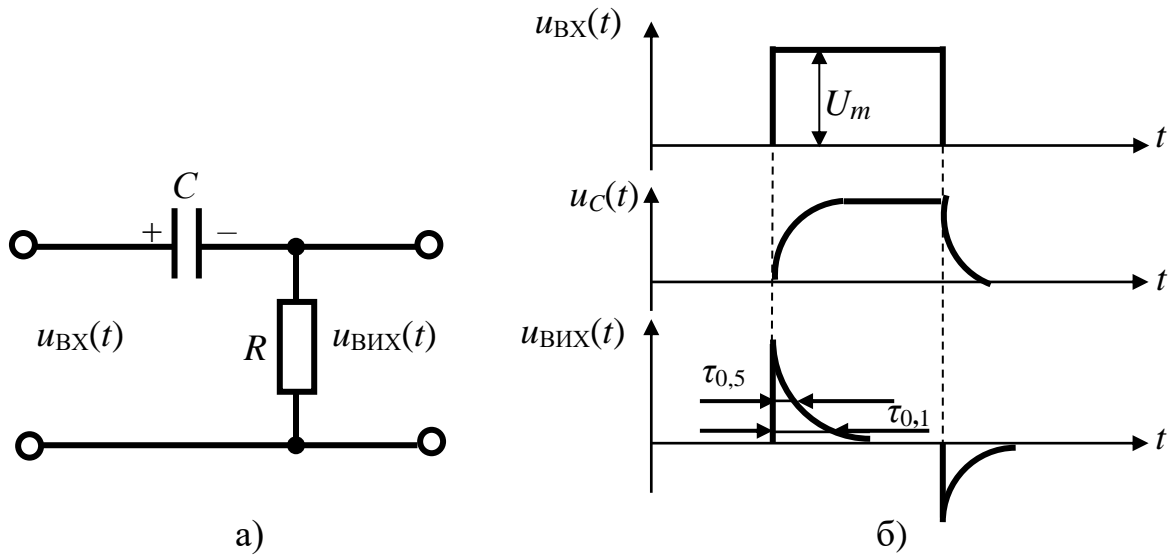


Рис. 2.3.22. Пасивне коло диференціювання електричного сигналу:  
а) схема; б) епюри напруг

Якщо на вхід такого кола подати прямокутний відеоімпульс (рис. 2.3.22, б) амплітудою  $U_m$ , конденсатор  $C$  швидко зарядиться до величини цієї напруги, після чого струм у колі протікати не буде. Це означає, що напруга на резисторі  $R$  буде діяти тільки під час протікання струму в колі, тобто закон зміни напруги на резисторі  $u_R(t)$  збігається із законом зміни струму в колі  $i(t)$ . Вихідна напруга кола диференціювання знімається з резистора  $R$  і згідно із законом Ома описується таким виразом:

$$u_{\text{ВІХ}}(t) = u_R(t) = i_C(t) \cdot R. \quad (2.3.60)$$

Струм заряду конденсатора, що протікає через елементи  $R$  й  $C$  внаслідок дії вхідної напруги  $u_{\text{ВХ}}(t)$ , пов'язаний з параметрами схеми таким співвідношенням:

$$i_C(t) = \frac{u_{\text{ВХ}}(t) - u_C(t)}{R}. \quad (2.3.61)$$

У процесі розряду конденсатора напруга на ньому  $u_C(t)$  і струм заряду  $i_C(t)$  експоненціально зменшуються. Розглянуте коло диференціювання ще називається *вкорочувальним*. Тривалість вхідного імпульсу за рівнем 0,1 від амплітудного значення становить  $\tau_{i0,1} \approx 2,3 \cdot R \cdot C$ , а за рівнем  $0,5 \cdot U_{\text{max}}$  –

$$\tau_{u0,5} \approx 0,7 \cdot R \cdot C. \quad (2.3.62)$$

Після закінчення вхідного імпульсу конденсатор розряджається через резистор  $R$  та вихідний опір джерела вхідного сигналу.

Напруга на конденсаторі  $C$  за нульової початкової пов'язана зі струмом заряду співвідношенням

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C(t) \cdot dt, \quad (2.3.63)$$

звідки

$$i_C(t) = C \cdot \frac{d\dot{e}_C(t)}{dt}.$$

Враховуючи, що

$$u_C(t) = u_{\hat{A}\hat{O}}(t) - u_R(t) = u_{\hat{A}\hat{O}}(t) - u_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t),$$

вираз (2.3.60), що описує вихідну напругу, запишемо

$$\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = R \cdot C \cdot \frac{d\dot{e}_C(t)}{dt} = R \cdot C \cdot \left( \left[ \frac{d\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt} - \frac{d\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)}{dt} \right] \right). \quad (2.3.64)$$

Перший доданок цієї суми описує вихідну напругу ідеального диференціувального пристрою

$$\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = R \cdot \tilde{N} \cdot \frac{d\dot{e}_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt}. \quad (2.3.65)$$

Другий доданок цієї суми (2.3.64) є похибкою диференціювання. Для її оцінювання диференціюємо рівняння (2.3.64)

$$\frac{d\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)}{dt} = R \cdot C \cdot \left[ \frac{d^2\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt^2} - \frac{d^2\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)}{dt^2} \right] = R \cdot C \cdot \frac{d^2\dot{e}_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt^2}. \quad (2.3.66)$$

Тут прийнято, що  $\frac{d^2\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt^2} \gg \frac{d^2\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t)}{dt^2}$ . Тоді вираз (2.3.64) набуде вигляду

$$\dot{e}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(t) = R \cdot C \cdot \left[ \frac{d\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt} - R \cdot C \cdot \frac{d^2\dot{e}_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt^2} \right]. \quad (2.3.67)$$

Вираз похибки диференціювання  $RC$ -кола буде мати вигляд

$$\delta_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = (R \cdot C)^2 \cdot \frac{d^2\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt^2}. \quad (2.3.68)$$

Для зменшення цієї похибки необхідно зменшувати сталу часу кола ( $\tau_{\hat{E}\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = R \cdot C$ ), тоді як в інтегруючому колі для зменшення похибки інтегрування необхідно збільшувати його сталу часу. Але за зменшення сталої часу кола диференціювання зменшується не тільки похибка диференціювання, а й напруга на виході цього кола відповідно до виразу (2.3.65).

Найбільша похибка диференціювання виникає під час дії фронту й зрізу вхідного імпульсу.

При дії на вході кола диференціювання гармонічного сигналу частотою  $f$ , що описується виразом

$$\dot{e}_{\text{ВХ}}(t) = U_{m\text{ВХ}} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t), \quad (2.3.69)$$

де  $U_{m\hat{A}\hat{O}}$  – амплітуда вхідного гармонічного сигналу.

На виході ідеального кола диференціювання такий сигнал буде описуватися виразом



$$\begin{aligned} \dot{e}_{\text{ВВХ}}(t) &= m \cdot \frac{d\dot{e}_{\text{ВХ}}(t)}{dt} = m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{m\text{ВХ}} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) = \\ &= U_{m\hat{e}\ddot{O}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \pi/2), \end{aligned} \quad (2.3.70)$$

де  $U_{m\hat{e}\ddot{O}} = m \cdot 2\pi \cdot f \cdot U_{m\hat{O}}$  – амплітуда вихідного сигналу.

В ідеальному колі диференціювання вихідний гармонічний сигнал отримує випередження за фазою на  $\pi/2$  відносно вхідного. Комплексний коефіцієнт передачі  $RC$ -кола, що диференціює, має вигляд

$$\begin{aligned} \hat{E}(jf) &= \frac{R}{R - jX_C} = \frac{R}{R + 1/j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \\ &= \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C} = \hat{E}(f) \cdot e^{j\varphi(f)}, \end{aligned} \quad (2.3.71)$$

де  $\hat{E}(f) = |\hat{E}(jf)| = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2}}$  – модуль комплексного коефіцієнта

передачі або АЧХ  $RC$ -кола;  $\varphi(f) = \pi/2 - \text{arctg}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)$  – аргумент комплексного коефіцієнта передачі або ФЧХ  $RC$ -кола.

Гармонічний сигнал буде якісно диференційований, коли знаменник виразу АЧХ  $K(f)$  буде наближатися до 1, тобто за  $(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C) \ll 1$ , а складова ФЧХ  $\text{arctg}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)$  буденаближатися до 0. При цьому вихідна напруга згідно з виразом (2.3.70) буде наближатися до нуля. Тому, на практиці шукають компроміс – створюють кола, які виконують приблизне диференціювання. Для них вибирають  $(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C) < 0,25$ , тоді  $\text{arctg}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C) < 10^\circ \dots 15^\circ$ .

У ході аналізу кола диференціювання (див. рис. 2.3.22, а) не враховувалися внутрішній опір джерела вхідного сигналу й паразитна ємність, що ввімкнена паралельно резистору  $R$ . З урахуванням цих зауважень схема кола диференціювання набуде вигляду (рис. 2.3.23, а). Наявність внутрішнього опору джерела вхідного сигналу резистора  $R_{\tilde{A}}$  обмежує амплітуду вихідної напруги та збільшує сталу часу кола до величини  $\tau_{\hat{e}\ddot{O}} = C \cdot (R + R_{\tilde{A}})$ :

$$U_{m\hat{e}\ddot{O}} = U_{m\text{ВХ}} \cdot \frac{R}{R + R_{\tilde{A}}}. \quad (2.3.72)$$

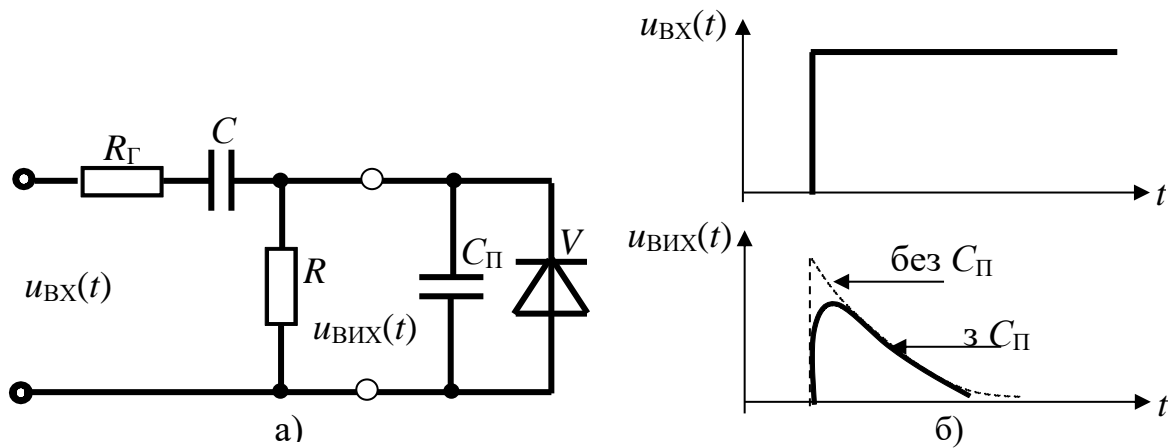


Рис. 2.3.23. Еквівалентна схема кола диференціювання (а) та епюри напруг (б)

Наявність паразитної ємності  $C_{П}$  викликає затягування фронту вихідного сигналу та зменшення його амплітуди (рис. 2.3.23, б), оскільки до тих пір, доки вона не зарядиться, напруга на виході не буде зростати. Щоб  $RC$ -коло залишалось диференційним, необхідно забезпечити вибір ємності конденсатора згідно з умовою  $C \gg C_{П}$  (на практиці умовою вибору величини ємності конденсатора  $C \in C > (3...4) \cdot C_{П}$ ). Подальше зменшення ємності конденсатора  $C$  для зменшення тривалості вихідного сигналу неприпустиме. Для виключення зі складу вихідного сигналу імпульсу негативної полярності паралельно резистору вмикають діод  $VD$  (на схемі показаний пунктиром).

### 2.3.4.2. Активні пристрої диференціювання

Зменшити похибки диференціювання вихідної напруги можливо за допомогою операційного підсилювача, з колом диференціювання як його негативного ЗЗ – активного пристрою диференціювання (рис. 2.3.24). Якщо прийняти, що операційний підсилювач є ідеальним ( $K_{П} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{П}} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{П}} \rightarrow 0$ ), то напруга між входами операційного підсилювача  $\Delta U_{\hat{A}\hat{O}\hat{П}} \rightarrow 0$  й вхідний струм  $i_{\hat{A}\hat{O}\hat{П}}(t) \rightarrow 0$ . При цьому можна припустити, що вся вхідна напруга буде прикладатися до конденсатора  $C$ , струм заряду буде залежати від величини ємності та швидкості зміни вхідної напруги  $i_C(t) = C \cdot (du_{\hat{A}\hat{O}}(t)/dt)$ , а вихідна напруга, з урахуванням того, що  $i_R(t) = -i_C(t)$ , описується виразом

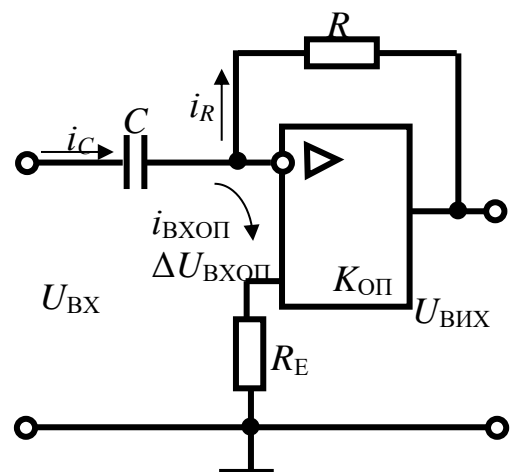


Рис. 2.3.24. Схема активного пристрою диференціювання

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = i_R \cdot R = -i_C \cdot R = -R \cdot C \cdot \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}}}{dt}. \quad (2.3.73)$$

Коефіцієнт передачі підсилювача з таким негативним зворотним зв'язком збільшується із зростанням частоти від нуля до величини  $K_{\text{П}}$ . На високих частотах з'являються суттєві фазові зсуви, які можуть призвести до самозбудження підсилювача.

Більш стійко функціонує модифікована схема активного пристрою диференціювання, що наведена на рис. 2.3.25, а. У діапазоні частот від нуля до  $f_1 = 1/(2\pi \cdot R_2 \cdot C_1)$  вона забезпечує диференціювання. У діапазоні частот від  $f_1$  до  $f_2 = 1/(2\pi \cdot R_2 \cdot C_2)$  активний пристрій являє собою звичайний підсилювач, а на частотах від  $f_2$  до  $f_3 = 1/(2\pi \cdot R_1 \cdot C_2)$  – це активний інтегратор (рис. 2.3.25, б).

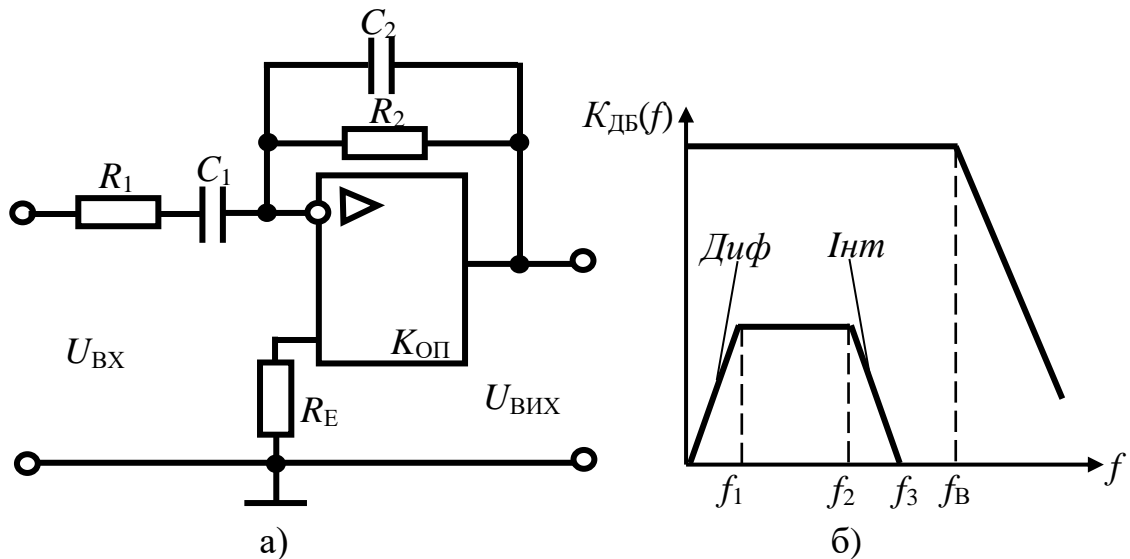


Рис. 2.3.25. Модифікована схема активного пристрою диференціювання:  
а) схема; б) АЧХ

Для даного пристрою необхідно вибирати операційний підсилювач, у якому верхня гранична частота  $f_{\hat{A}} \gg f_3$ .

У цифровій схемотехніці як пристрій диференціювання використовують ввімкнення RC-кола, що диференціює до входу логічного елемента (рис. 2.3.26).

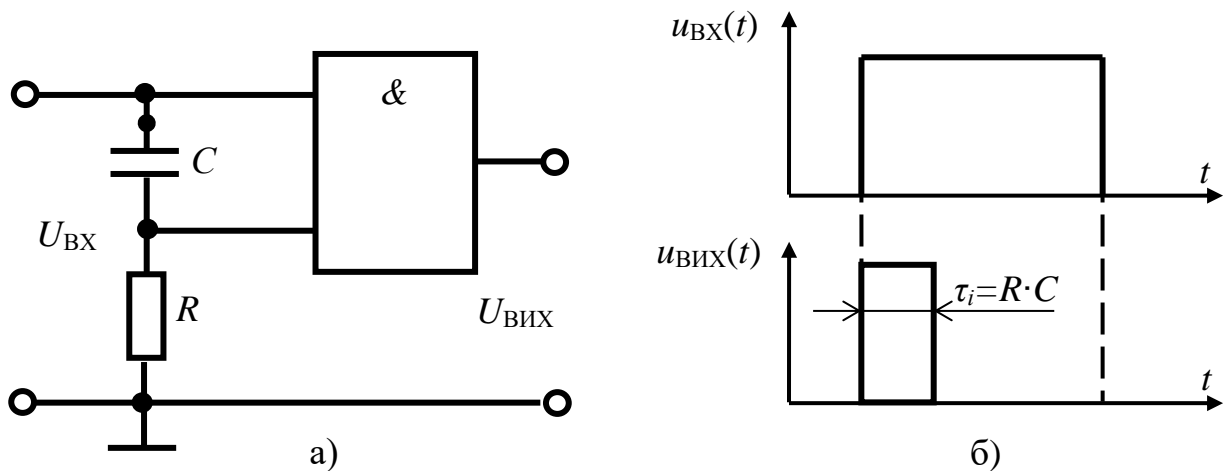


Рис. 2.3.26. Скорочувальний пристрій:  
а) схема; б) епюри

Опір резистора  $R$  для скорочувального пристрою вибирають з умови

$$(U_{\hat{A}\hat{O}0} / I_{\hat{B}\hat{O}}) > R > R_{\hat{I} \min}, \quad (2.3.74)$$

де  $U_{\hat{A}\hat{O}0}$  – максимальне значення напруги логічного нуля на вході логічного елемента;  $I_{\hat{A}\hat{O}}$  – вхідний струм логічного елемента;  $R_{\hat{I} \min}$  – мінімально допустимий опір навантаження для джерела вхідного сигналу.

Більш надійно функціонує пристрій диференціювання з диференціальним входом. Він побудований на базі операційного підсилювача, що охоплений негативним зворотним зв'язком з подачею сигналу на інверсний та прямий входи (рис. 2.3.27). Резистори ввімкнені для обмеження коефіцієнта підсилення на високих частотах, чим зменшується небезпека самозбудження підсилювача.

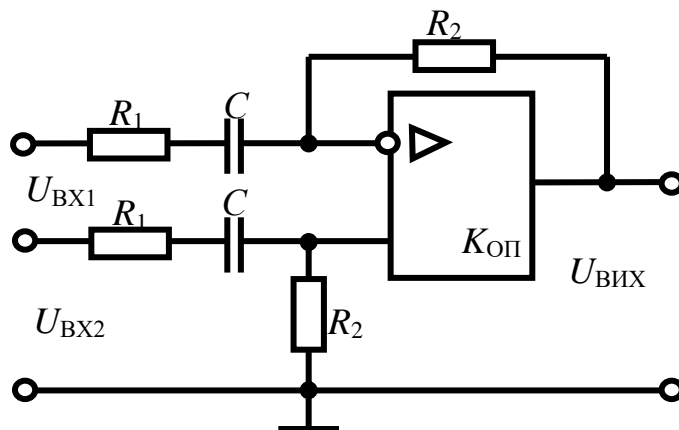


Рис. 2.3.27. Схема пристрою диференціювання з диференціальним входом

Вираз вихідної напруги зазначеного пристрою має вигляд

$$U_{\hat{B}\hat{E}\hat{O}} = C \cdot R_2 \left[ \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}2}}{dt} - \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}1}}{dt} \right]. \quad (2.3.75)$$

### 2.3.4.3. Пристрої диференціювання зі зниженим рівнем шумів

Для зниження впливу шумів на якість диференціювання в пристроях диференціювання використовують попереднє інтегрування сигналів. На рис. 2.3.28 наведено функціональну схему пристрою диференціювання зі зниженим рівнем шумів.

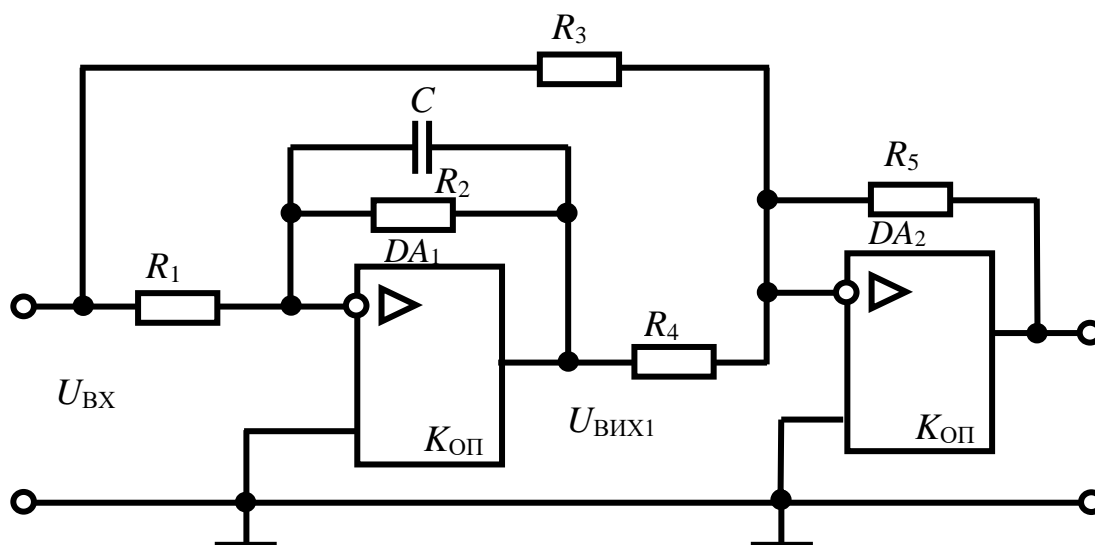


Рис. 2.3.28. Функціональна схема пристрою диференціювання зі зниженим рівнем шумів

На базі операційного підсилювача  $DA_1$  створено інтегратор із коефіцієнтом передачі  $K_{U\dot{C}C} = 1$ , оскільки  $R_1 = R_2$ . Інтегратор згладжує шуми високої частоти, оскільки величину сталої інтегрування вибирають невеликою. Інтегрований та інвертований вхідний сигнал із виходу  $DA_1$  подається через резистор  $R_4$  на інверсний вхід суматора  $DA_2$ . На цей самий вхід через резистор  $R_3$  подається вхідний сигнал. За рівності опорів резисторів  $R_3 = R_4 = R_5$  коефіцієнт передачі для обох входів дорівнює одиниці. Оскільки вхідний сигнал в інтеграторі  $DA_1$  інвертується, то суматор фактично віднімає від вхідного сигналу інтегрований сигнал. На виході суматора  $DA_2$  буде діяти сигнал, пропорційний до приросту вхідного. Якщо вхідний сигнал постійний  $U_{\hat{A}\hat{O}} = \text{const}$ , то напруга на виході інтегратора  $DA_1$   $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1} = -U_{\hat{A}\hat{O}}$ . Ця напруга разом із напругою  $U_{\hat{A}\hat{O}}$  створює в середній точці подільника  $R_3, R_4$  нульовий потенціал, тобто вихідна напруга суматора  $DA_2$  буде дорівнювати нулю. У загальному випадку на виході пристрою (рис. 2.3.28) в смугі робочих частот операційного підсилювача буде діяти напруга, аналітичний вираз якої має вигляд

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = R_1 \cdot C \cdot \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}}}{dt}. \quad (2.3.76)$$

Розглянуті пристрої непридатні для диференціювання сигналів, що змінюються з малою швидкістю.

Створюючи пристрої диференціювання сигналів, що змінюються з малою швидкістю, використовують один із таких способів:

1. Інтегрують сигнал протягом однакових інтервалів часу  $t_i$ , що не перетинаються ( $t_1 \dots t_2, t_3 \dots t_4$  і т. д.), а потім знаходять відношення приростів інтегрованих сигналів до приросту часу  $\Delta t$   $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = t_i$  (рис. 2.3.29, а).

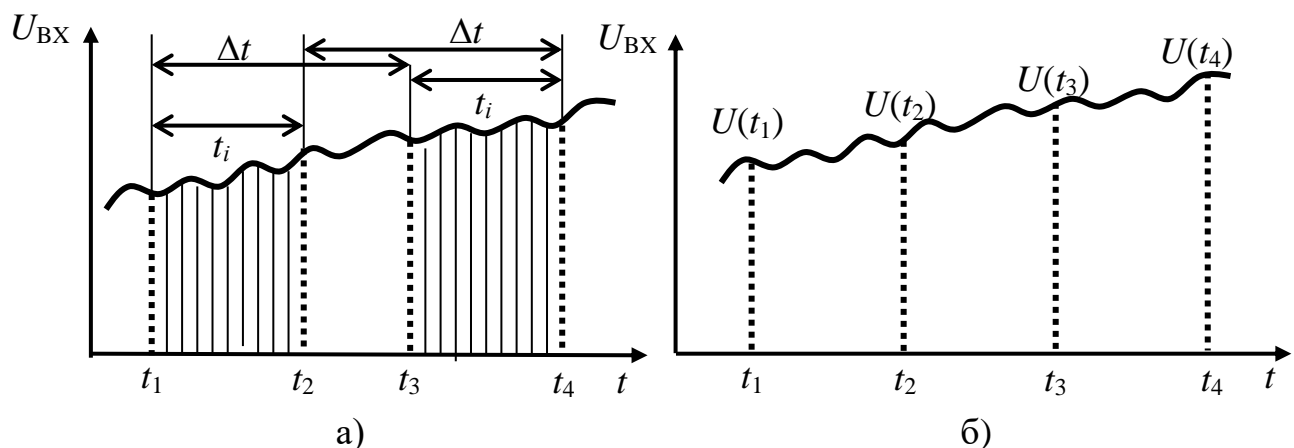


Рис. 2.3.29. Епюри, що пояснюють диференціювання сигналу: а) з інтервальним інтегруванням; б) за його вибірками

Наближене значення похідної сигналу в цьому випадку буде становити

$$\frac{dU_{\hat{A}\tilde{O}}}{dt} \cong \frac{\Delta U_{\hat{A}\tilde{O}}}{\Delta t} = \frac{U_{t_{3,4}} - U_{t_{1,2}}}{t_4 - t_2}, \quad (2.3.77)$$

де  $U_{t_{3,4}}$ ;  $U_{t_{1,2}}$  – інтегровані значення вхідної напруги на інтервалах часу  $(t_3 \dots t_4)$  та  $(t_1 \dots t_2)$  відповідно.

2. Використовують схеми вибірок-зберігання, у яких запам'ятовують миттєве значення сигналу, після чого, віднімаючи попереднє його значення, знаходять приріст сигналу, який наближено характеризує похідну (рис. 2.3.29, б),

$$\left. \frac{dU_{\hat{A}\tilde{O}}}{dt} \right|_{t_2} = \frac{U(t_2) - U(t_1)}{t_2 - t_1}; \quad \left. \frac{dU_{\hat{A}\tilde{O}}}{dt} \right|_{t_3} = \frac{U(t_3) - U(t_2)}{t_3 - t_2}, \quad (2.3.78)$$

де  $U(t_1)$  – миттєве значення (вбірка) сигналу в момент  $t_1$ .

Реалізація вказаних принципів може мати різні схемні рішення. Будь-яке з них буде тільки з певною точністю наближатися до ідеального пристрою диференціювання.

Отже, в аналоговій схемотехніці пристрої диференціювання аналогових сигналів реалізуються на пасивних й активних компонентах за простими схемами, але при цьому точність диференціювання аналогових сигналів за допомогою активних радіокомпонентів буде набагато більшою.

### 2.3.5. Активні фільтри

Електронний пристрій, який характеризується частотною вибірковістю, називається **електричним фільтром**. Фільтри на  $LC$ -елементах громіздкі та нетехнологічні, тому для здійснення вибіркової частоти на частотах  $f \leq 100 \text{ кГц}$ , як правило, використовуються  $RC$ -кола.

Електронні підсилювачі з  $RC$ -колами, за допомогою яких створюються частотно-вибіркові властивості, називаються *активними фільтрами*. Як базові схеми активних фільтрів широко використовуються схеми на базі операційних підсилювачів, охоплених негативним зворотним зв'язком.

#### 2.3.5.1. Активні фільтри першого порядку

**Фільтр верхніх частот (ФВЧ)** забезпечує пропускання сигналів, спектральні складові яких діють із частотами  $f > f_l$ , де  $f_l$  – нижня частота робочого діапазону фільтра (або частота зрізу). Як ФВЧ може бути використаний пристрій диференціювання на базі операційного підсилювача, схему та ЛАЧХ якого наведено на рис. 2.3.30.

Комплексний коефіцієнт передачі такого пристрою описується рівнянням першого степеня й тому вони називаються **фільтрами першого порядку**:

$$\hat{E}_{\hat{O}\hat{A}\times}(jf) = \frac{-R_2}{R_1 - jX_{\tilde{N}_1}} = \frac{-R_2}{R_1 + (1/(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1))} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 \cdot R_1}. \quad (2.3.79)$$

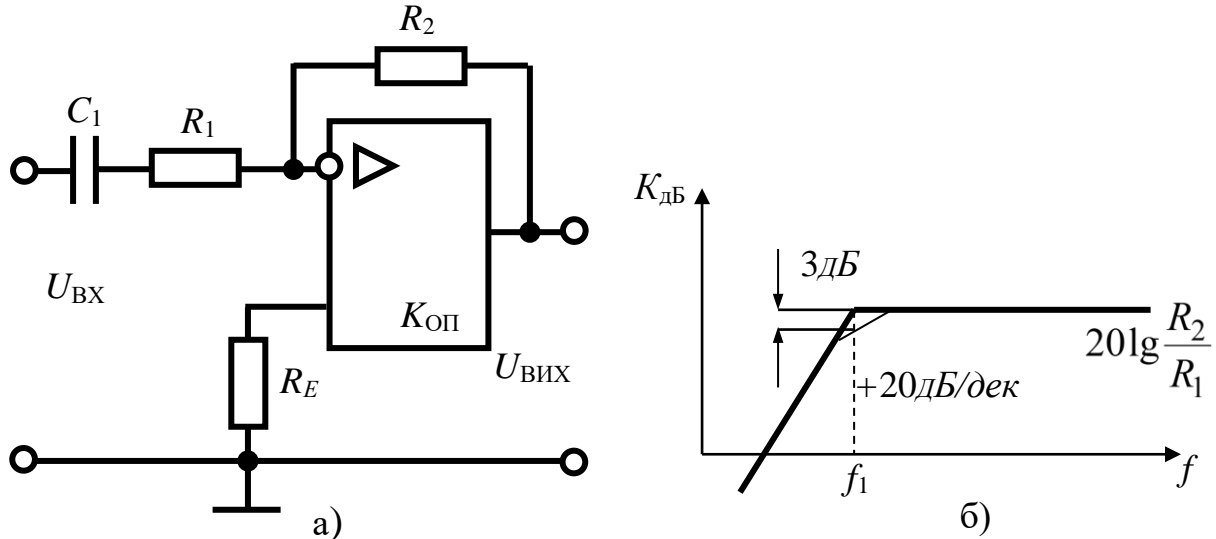


Рис. 2.3.30. Активний ФВЧ першого порядку:  
а) схема; б) ЛАЧХ

Стала часу кола цього фільтра  $\tau_{\hat{E}} = R_1 \cdot C_1$ . Частоту спряження асимптот ЛАЧХ знаходять з умови  $2\pi \cdot f_1 \cdot R_1 \cdot C_1 = 1$ , звідки

$$f_1 = 1/(2\pi \cdot C_1 \cdot R_1). \quad (2.3.80)$$

Швидкість наростання ЛАЧХ на частотах  $f < f_1$  становить 20ДБ на декаду збільшення частоти.

Фільтр нижніх частот (ФНЧ) забезпечує пропускання сигналів, спектральні складові яких діють із частотами  $f < f_2$ , де  $f_2$  – верхня частота робочого діапазону фільтра (або частота зрізу). Як ФНЧ може бути використаний активний інтегрувальний пристрій на базі операційного підсилювача, схему та ЛАЧХ якого наведено на рис. 2.3.31.

Частоту спряження асимптот ФНЧ знаходять із комплексного коефіцієнта передачі

$$\hat{E}_{\hat{O}\hat{I}\times}(jf) = \frac{-R_2 \parallel (-jX_{\tilde{N}_2})}{R_1} = \frac{R_2 \cdot (1/(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2))}{R_2 + (1/(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2))} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2 \cdot R_2}. \quad (2.3.81)$$

Стала часу кола цього ФНЧ  $\tau_{\hat{E}} = R_2 \cdot C_2$ , а умова для знаходження частоти спряження асимптот  $2\pi \cdot f_2 \cdot \tilde{N}_2 \cdot R_2 = 1$ , тоді

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_2}. \quad (2.3.82)$$

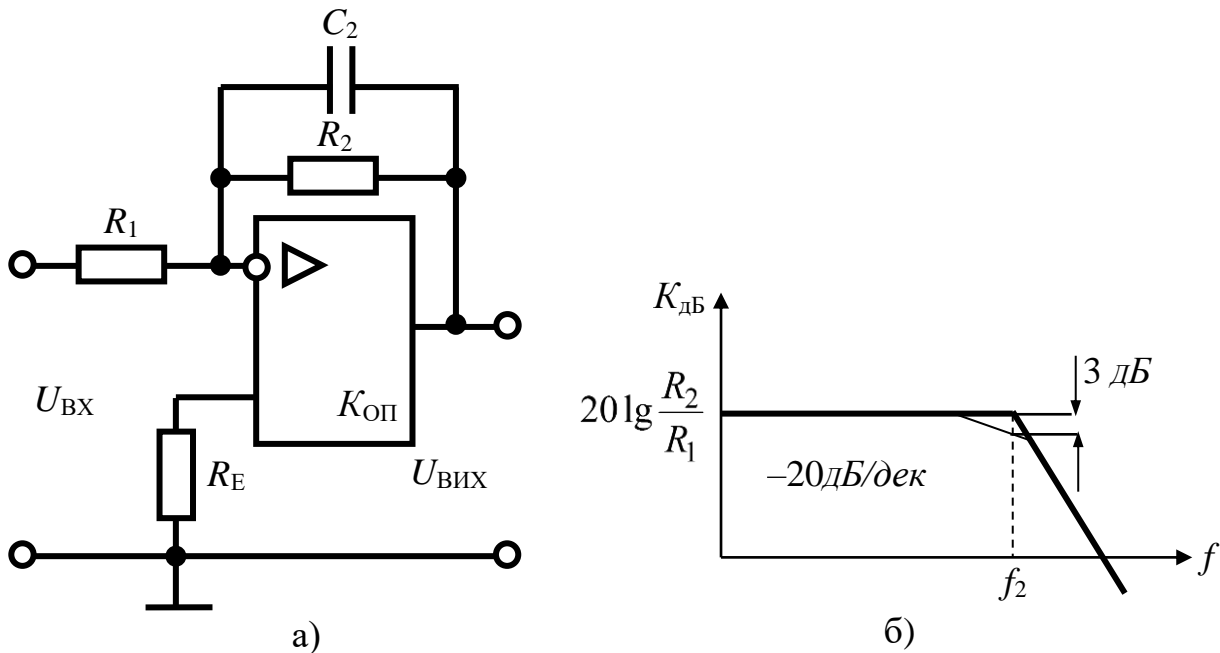


Рис. 2.3.31. Активний ФНЧ першого порядку:  
а) схема; б) ЛАЧХ

Смуговий фільтр (СФ) здатний забезпечити пропускання сигналів вобумовленій смузі частот і суттєве послаблення перешкод за межами цієї смуги.

Широкопasmовий фільтр можна побудувати, об'єднавши ФВЧ і ФНЧ в одному пристрої зі смугами частот, що перекриваються. Однак більш раціональною схемою широко- та вузькопasmових фільтрів є схема на базі одного операційного підсилювача, охопленого двопетльовим зворотним зв'язком, інтегро-диференційного типу (рис. 2.3.32, а), за умови, що  $C_2 \cdot R_2 < C_1 \cdot R_1$ .

Смуга робочих частот такого фільтра

$$\dot{I}_{0,7} = f_{\hat{A}} - f_{\hat{I}} = f_2 - f_1, \quad (2.3.83)$$

де  $f_1$  та  $f_2$  – верхня та нижня частоти робочого діапазону СФ (частоти зрізу), при чому  $f_1 = 1/2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1$ , а  $f_2 = 1/2\pi \cdot C_2 \cdot R_2$ .

Добротність СФ визначається за формулою

$$Q = f_0 / \dot{I}_{0,7},$$

де  $f_0$  – резонансна частота  $f_0 = 0,5 \cdot (f_{\hat{I}} + f_{\hat{A}})$ ;  $\dot{I}_{0,7}$  – смуга пропускання СФ.

Режекторний фільтр застосовується для послаблення завад в обумовленій смузі частот, яка називається *смугою непрозорості АЧХ*.



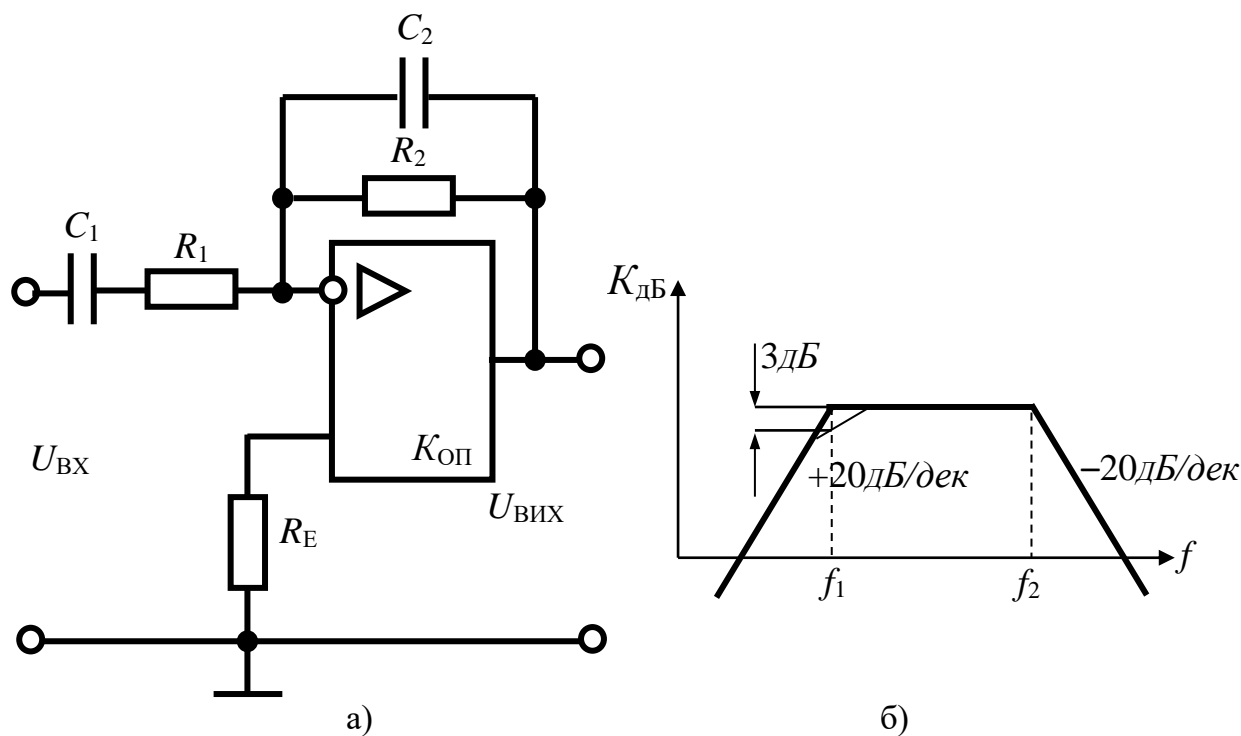


Рис. 2.3.32. Активний СФ першого порядку:  
а) схема, б) ЛАЧХ

### 2.3.5.2. Загальні відомості про фільтри другого порядку

Розглянуті активні фільтри першого порядку мають низьку частотну вибірковість. Крутість спадання (або наростання) їх ЛАЧХ складає  $20\text{ДБ/дек}$ . Тобто, при зміні частоти сигналу (в діапазоні спаду ЛАЧХ) на декаду (у десять разів) коефіцієнт передачі фільтра зменшується на  $20\text{ДБ}$ . Для покращання частотної вибірковості фільтрів необхідно підвищувати їх порядок, шляхом введення додаткових  $RC$ -кіл або послідовним ввімкненням декількох фільтрів, аце, своєю чергою, негативно впливає на зменшення стійкості фільтрів. Тому, на практиці частіше використовують операційні підсилювачі з  $RC$ -колами як ЗЗ, коефіцієнт передачі яких описується рівняннями другого порядку. У загальному випадку фільтр другого порядку можебути поданий схемою операційного підсилювача з двопетльовим негативним ЗЗ (рис. 2.3.33).

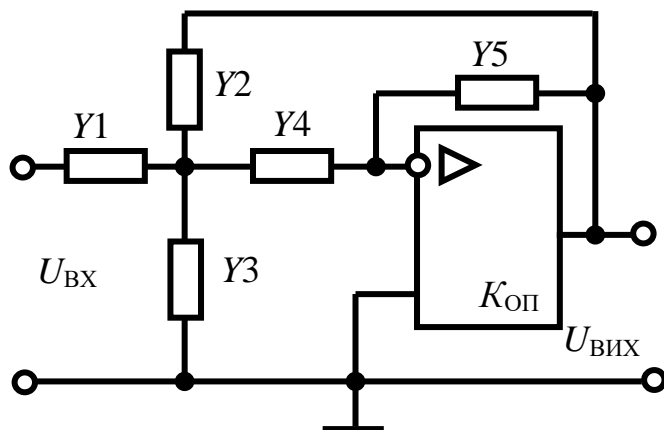


Рис. 2.3.33. Узагальнена схема активного фільтра другого порядку

На цьому рисунку позначені:

$Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5$  – операторні провідності ( $Y_i = 1/R^i$ , або  $Y_j = p \cdot C_j$ ).

Узагальнена операторна передаточна функція (ОПФ) для такого підсилювача має вигляд

$$\hat{E}(\delta) = \frac{-Y1 \cdot Y4}{Y5 \cdot (Y1 + Y2 + Y3 + Y4) + Y2 \cdot Y4}. \quad (2.3.84)$$

Для створення ФНЧ узагальнену ОПФ необхідно привести до ОПФ низькочастотного кола другого порядку

$$\hat{E}_{\text{ФНЧ}}(\delta) = \frac{-\hat{I} \cdot \omega_0^2}{p^2 + \alpha \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2}. \quad (2.3.85)$$

Рівняння (2.3.84) можна привести до вигляду рівняння (2.3.85), якщо провідності  $Y1$ ,  $Y2$  та  $Y4$  активні (резистивні), а провідності  $Y3$  та  $Y5$  реактивні (ємнісні), тобто

$$Y1 = \frac{1}{R_1}; \quad Y2 = \frac{1}{R_2}; \quad Y3 = p \cdot C_1; \quad Y4 = \frac{1}{R_3}; \quad Y5 = p \cdot C_2.$$

Отже, функціональна схема ФНЧ другого порядку набуває вигляду, зображеному на рис. 2.3.34, а.

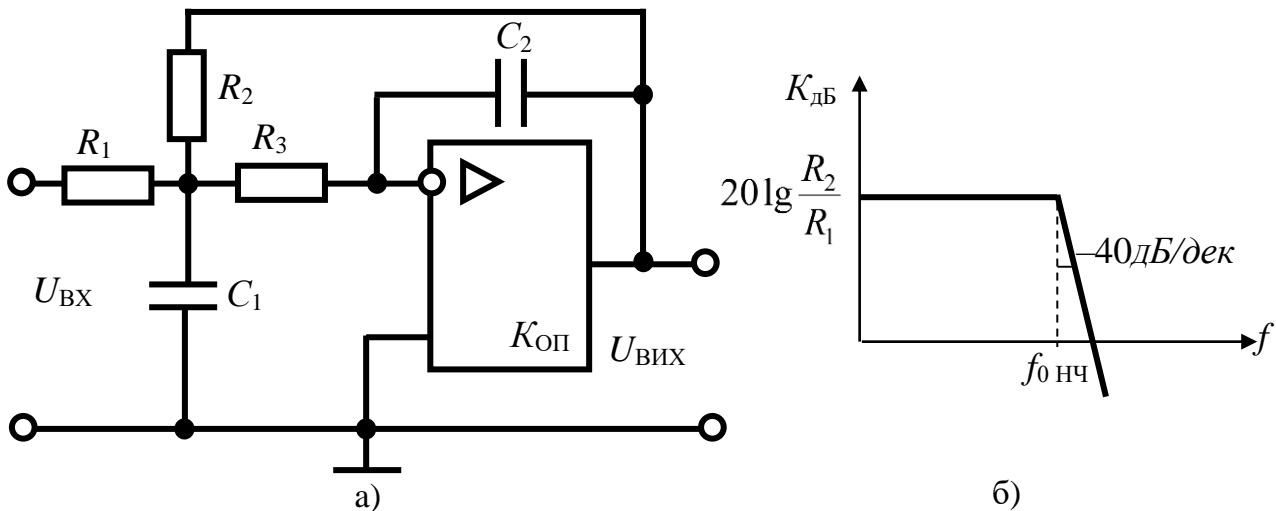


Рис. 2.3.34. Активний ФНЧ другого порядку:  
а) схема; б) ЛАЧХ

Комплексний коефіцієнт передачі ФНЧ другого порядку дорівнює

$$\hat{E}_{\text{ФНЧ}}(jf) = \frac{-1}{R_1 \cdot R_3 \cdot \left( \frac{1}{R_2 \cdot R_3} + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2 \cdot \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - 4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \right)}. \quad (2.3.86)$$

Параметри цього фільтра пов'язані з параметрами елементів схеми такими рівняннями:

$$f_{\hat{O}\hat{I}\times} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3}};$$

$$\hat{E}_{0\hat{O}\hat{I}\times} = 20 \cdot \lg \frac{R_2}{R_1}; \quad (2.3.87)$$

$$\alpha_{\hat{O}\hat{I}\times} = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{C_2}{C_1 \cdot R_2 \cdot R_3}},$$

де  $f_{\hat{O}\hat{I}\times}$  – верхня частота робочого діапазону (частота зрізу ФНЧ);  $K_{0\hat{O}\hat{I}\times}$  – коефіцієнт передачі фільтра в смузі робочих частот;  $\alpha_{\hat{O}\hat{I}\times}$  – параметр, що характеризує затухання зазначеного фільтра.

Швидкість спадання ЛАЧХ цього фільтра становить 40 ДБ/дек.

Якщо в активному ФНЧ (рис. 2.3.34, а) конденсатори замінити на резистори й навпаки – резистори на конденсатори, то вийде функціональна схема фільтра верхніх частот (ФВЧ) другого порядку (рис. 2.3.35, а).

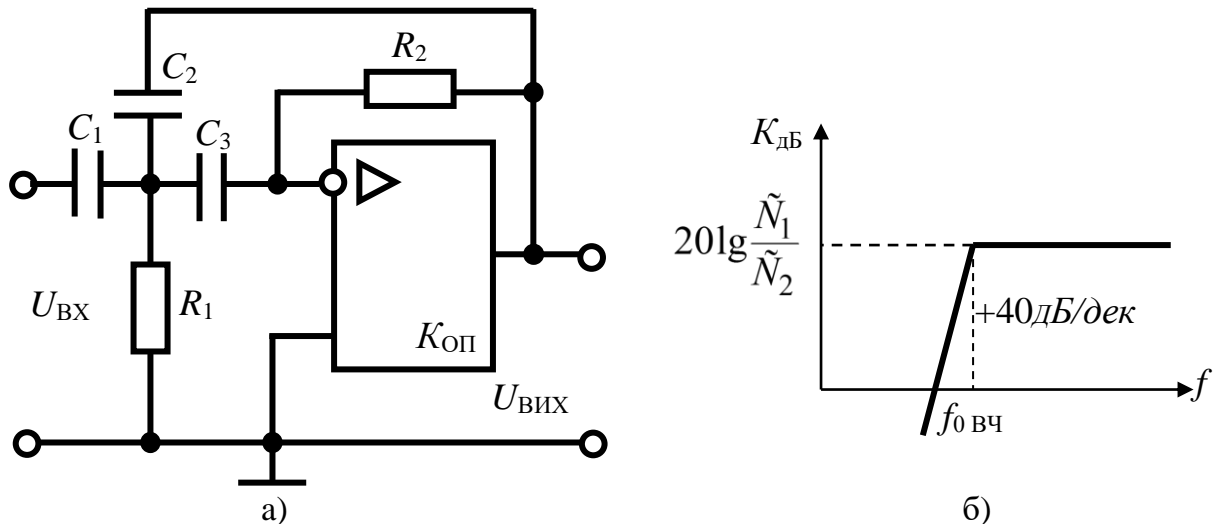


Рис. 2.3.35. Активний ФВЧ другого порядку:  
а) схема; б) ЛАЧХ

ОПФ цього фільтра має вигляд

$$\hat{E}_{\hat{O}\hat{A}\times}(\delta) = \frac{\hat{I} \cdot \delta^2}{\delta^2 + \alpha \cdot \omega_o \cdot p + \omega_o^2}. \quad (2.3.88)$$

Порівнюючи (2.3.84) з (2.3.88), можна одержати розрахункові співвідношення для ФВЧ

$$f_{\hat{O}\hat{A}\times} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C_2 \cdot C_3 \cdot R_1 \cdot R_2}}; \quad (2.3.89)$$

$$\hat{E}_{0\hat{A}\times} = 20 \cdot \lg \frac{\tilde{N}_1}{\tilde{N}_2};$$

$$\alpha_{\hat{A}\times} = (\tilde{N}_1 + \tilde{N}_2 + \tilde{N}_3) \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2 \cdot C_2 \cdot C_3}}.$$

Швидкість наростання ЛАЧХ складає 40ДБ/дек.

СФ другого порядку (рис. 2.3.36, а) має такі параметри:

$$f_{0\tilde{N}\hat{O}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}};$$

$$\hat{E}_{0\tilde{N}\hat{O}} = 20 \cdot \lg \frac{R_3 \cdot C_2}{(C_1 + C_2) \cdot R_1}; \quad (2.3.90)$$

$$\alpha_{\tilde{N}\hat{O}} = (\tilde{N}_1 + \tilde{N}_2) \cdot \sqrt{\left( \frac{R_1 \cdot R_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_3 \cdot (R_1 + R_2)} \right)}.$$

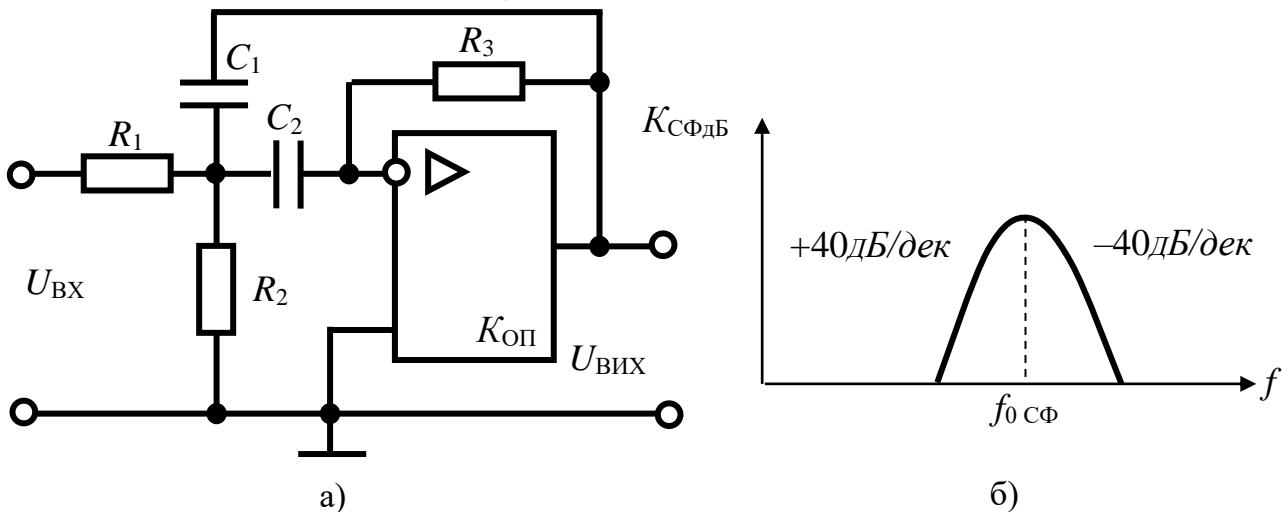


Рис. 2.3.36. Активний СФ другого порядку:  
а) схема; б) ЛАЧХ

Отже, для покращення частотної вибірконості фільтрів необхідно підвищувати їх порядок, шляхом введення додаткових  $RC$ -кіл. На практиці частіше використовуються підсилювачі з  $RC$ -колами як зворотний зв'язок, коефіцієнт передачі яких описується рівняннями другого порядку, тобто операційний підсилювач із двопетльовим негативним зворотним зв'язком.

### 2.3.6. Нелінійні перетворювачі електричних сигналів

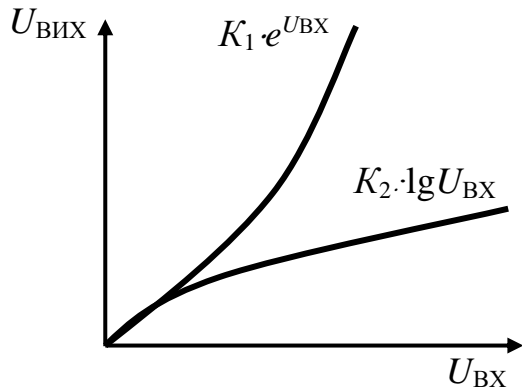


Рис. 2.3.37. Нелінійні АХ

#### Нелінійним

перетворювачем електричних сигналів називається електричний пристрій, коефіцієнт передачі якого залежить від величини вхідного сигналу (струму або напруги).

До нелінійних перетворювачів електричних сигналів належать: підсилювачі з нелінійною АХ (логіарифмічною, антилогіарифмічною, квадратичною тощо (рис. 2.3.37)); обмежувачі та детектори електричних сигналів; аналогові перемножувачі та подільники електричних

сигналів; пристрої виконання операцій піднесення до степеня; добування кореня, обчислення тригонометричних функцій тощо.

Підсилювачі з нелінійною АХ можна створити, використовуючи нелінійність ВАХ  $p$ - $n$ -переходу, або апроксимацією необхідної характеристики ламаною лінією схемними рішеннями.

#### 2.3.6.1. Логарифмічні підсилювачі

**Логарифмічним** називається підсилювач електричних сигналів, амплітуда вихідного сигналу якого пропорційна до логарифма амплітуди вхідного сигналу

$$U_{\hat{E}\hat{O}} = K_{\hat{E}} \cdot \lg U_{\hat{O}}, \quad (2.3.91)$$

де  $K_{\hat{E}}$  – коефіцієнт пропорційності.

Вихідна напруга логарифмічного підсилювача змінюється в значно меншому динамічному діапазоні, ніж вхідна. Наприклад, якщо за  $K_E = 1$  вхідна напруга зміниться від 10 до 1000 В (динамічний діапазон буде становити 100), вихідна напруга логарифмічного підсилювача буде змінюватися від 1 до 3 В, тобто динамічний діапазон буде становити 3. Використання логарифмічних підсилювачів дає можливість спростити схемну реалізацію пристроїв, призначених для виконання деяких арифметичних операцій, наприклад ділення.

Для отримання вихідної напруги, пропорційної до логарифма відношення вхідних

$$U_{\hat{E}\hat{O}} = K_{\hat{E}} \cdot \lg \frac{U_{\hat{O}1}}{U_{\hat{O}2}} = \hat{E}_{\hat{E}} \cdot [\lg U_{\hat{O}1} - \lg U_{\hat{O}2}], \quad (2.3.92)$$

може бути застосований пристрій, що складається з двох логарифмічних підсилювачів та схеми віднімання (рис. 2.3.38).

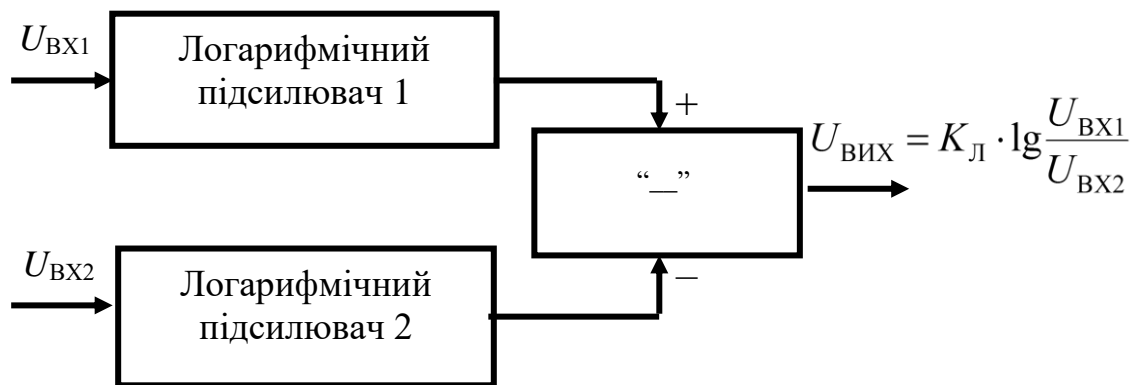


Рис. 2.3.38. Структурна схема логарифмічного подільника

Як логарифмічний підсилювач може бути використана схема на базі операційного підсилювача, в коло негативного зворотного зв'язку якого ввімкнений біполярний транзистор  $VT$  (рис. 2.3.39).

ВАХ переходу база-емітер біполярного транзистора  $VT$ , ввімкненого за діодною схемою за малих напруг ( $U < 0,1 \text{ В}$ ) є наближеною до логарифмічної. Напряга між базою та емітером пов'язана зі струмом емітера такими співвідношенням:

$$U_{\text{АА}} = \varphi_0 \cdot \ln \frac{N \cdot I_{\text{А}}}{I_{\text{АА}}}, \quad (2.3.93)$$

де  $\varphi_0 = \frac{\hat{e} \cdot \hat{D}}{q}$  – температурний потенціал  $p$ - $n$ -переходу, у якому

$k$  – стала Больцмана ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$ );  $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$  – заряд електрона;  $N$  –

коефіцієнт пропорційності;  $I_{\text{А}} = \frac{-U_{\text{АД}}}{R}$  – струм

емітера;  $I_{\text{А}} = -I_{\text{АА}}$ ;  $I_{\text{АА}}$  – зворотний струм переходу емітер-база (залежить, переважно, від температури).

Оскільки в операційному підсилювачі, охопленому негативним зворотним зв'язком (рис. 2.3.39), напруга між входами  $\Delta U_{\text{АД}} \rightarrow 0$ , то можна вважати, що вихідна напруга  $U_{\text{АД}}$  протилежна за знаком напрузі на опорі зворотного зв'язку  $U_{\text{РЦ}} = U_{\text{АА}}$ :

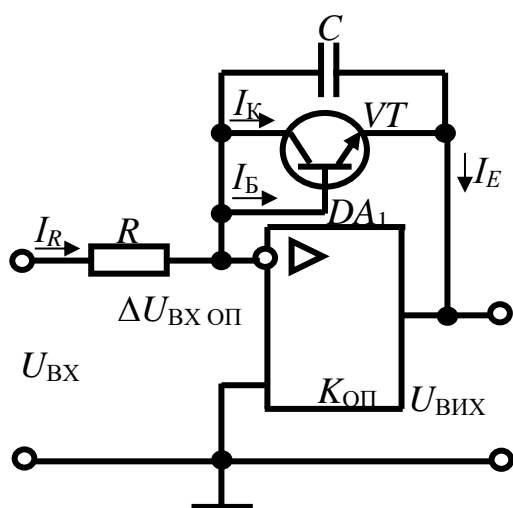


Рис. 2.3.39. Функціональна схема логарифмічного підсилювача

$$\begin{aligned}
 U_{\hat{E}\hat{O}} &= -U_{R\zeta\zeta} = -U_{\hat{A}\hat{A}} = -\varphi_{\hat{O}} \cdot \ln \frac{N \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}}{R \cdot I_{\hat{A}\hat{A}\zeta\hat{A}\hat{B}}} = \\
 &= -\varphi_{\hat{O}} \cdot \ln \frac{N \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}}{R} + \varphi_{\hat{O}} \cdot \ln I_{\hat{A}\hat{A}\zeta\hat{A}\hat{B}}.
 \end{aligned}
 \tag{2.3.94}$$

Другий доданок цієї суми за абсолютною величиною значно менше першого, тому

$$U_{\hat{E}\hat{O}} \cong -\varphi_{\hat{O}} \cdot \ln \frac{N \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}}{R}.
 \tag{2.3.95}$$

Оскільки для конкретної схеми  $N/R = \text{const}$ , то за величин струму емітера  $I_{\hat{A}} < 0,1 \text{ мА}$ , можна стверджувати, що вихідна напруга пропорційна до логарифма від вхідної. При цьому похибка логарифмування не перевищує 3...25%, але вона суттєво залежить від температури транзистора. Конденсатор  $C$  встановлюється для зменшення наводок при роботі схеми із сигналами, що повільно змінюються. Для зменшення температурної похибки логарифмування використовують схемні та параметричні методи. Кращі характеристики для використання в логарифмічних підсилювачах мають транзистори з ефектом Шоттки.

Якщо в схемі (рис. 2.3.39) поміняти місцями біполярний транзистор і резистор, то вийде антилогарифмічний підсилювач (рис. 2.3.40), у якому вихідна напруга буде пов'язана з вхідною співвідношенням

$$U_{\hat{E}\hat{O}} = K_1 \cdot e^{K_2 \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}},
 \tag{2.3.96}$$

де  $K_1, K_2$  – коефіцієнт пропорційності.

Отже, логарифмічні підсилювачі використовуються за великого діапазону зміни вхідних сигналів та при побудові пристроїв, що виконують математичні операції.

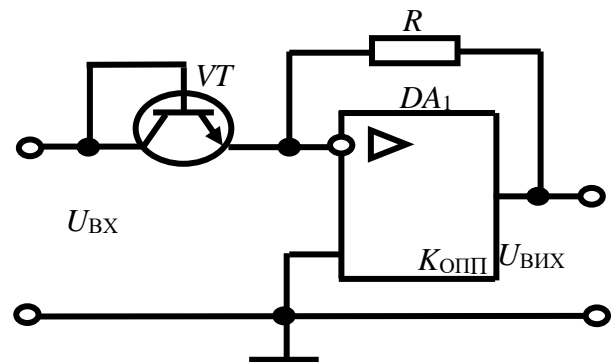


Рис. 2.3.40. Функціональна схема антилогарифмічного підсилювача

### 2.3.6.2. Функціональні підсилювачі

Підсилювач, що має нелінійну АХ спеціальної форми, називається **функціональним**. Сформуванню необхідної АХ, шляхом її лінійної кускової апроксимації, можна за допомогою підсилювача, коефіцієнт передачі якого можна дискретно змінювати. Точність апроксимації АХ залежить від кількості апроксимуючих відрізків, які, своєю чергою, визначаються кількістю дискретних значень коефіцієнта передачі функціонального підсилювача. Комутація

коефіцієнта підсилення здійснюється автоматично за досягнення вхідним сигналом заданого рівня. Як комутуючі ключі частіше використовують діоди, які закриті за малих значень напруги вхідного сигналу.

На рис. 2.3.41, а зображено функціональну схему функціонального підсилювача, АХ якого апроксимується ламаною лінією, що складається з трьох кусків (рис. 2.3.41, б).

У початковому стані, за відсутності вхідного сигналу, від джерел опорних напруг протікає струм:  $U_1 \rightarrow R_5 \rightarrow R_4 \rightarrow R_3 \rightarrow R_6 \rightarrow -U_2$ . У точці А створюється негативний, а в точці Б – позитивний потенціали. На інверсному вході підсилювача (на катоді діода  $VD_1$  та аноді діода  $VD_2$ ) напруга дорівнює нулю. Тому, діод  $VD_1$  закритий падінням напруги на резисторі  $R_3$ ,  $U_{R_3} = \varphi_A$ , а діод  $VD_2$  – напругою на резисторі  $R_4$ ,  $U_{R_4} = \varphi_B$ . Опори резисторів  $R_1, R_2, R_3, R_4$  вибирають такими, щоб вони були набагато менші за опір закритого діода. Отже, поки вхідна напруга мала  $|U_{\text{вх}}| < |\varphi_A| = |\varphi_B|$  діоди закриті, а

$$R_3 + R_{VD_1} \gg R_1, R_4 + R_{VD_2} \gg R_1,$$

де  $R_{VD_1}, R_{VD_2}$  – опори закритих діодів  $VD_1, VD_2$  відповідно.

Тоді вираз коефіцієнта підсилення підсилювача буде мати вигляд

$$K_{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.3.97)$$

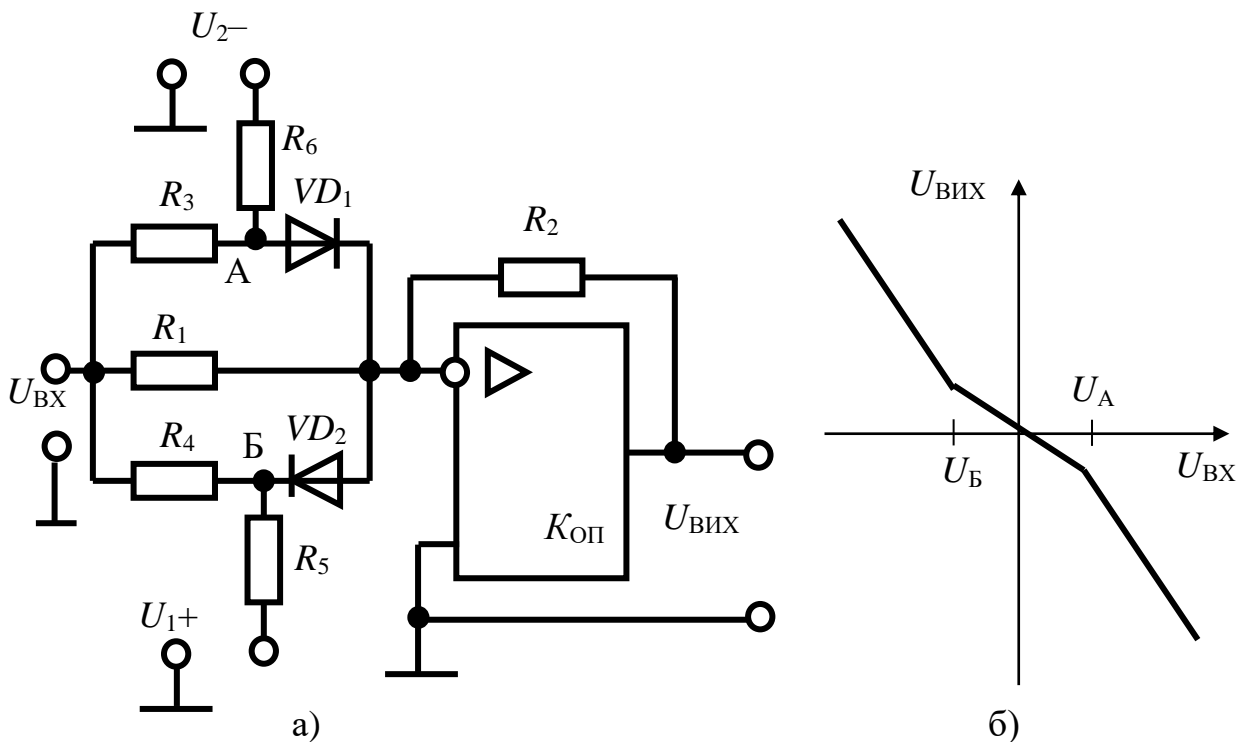


Рис. 2.3.41. Функціональний підсилювач (а) та його кусково-лінійна АХ (б)



За збільшення вхідної напруги, наприклад, позитивної полярності, коли  $|U_{\hat{A}\hat{O}}| > |\varphi_{\hat{A}}| = |\varphi_{\hat{A}}|$ , (якщо  $R_3 = R_6 = R_4 = R_5$ ) діод  $VD_1$  відкриється й паралельно резистору  $R_1$  підключиться опір  $R_3 + R_{VD_1} \approx R_3$ , при цьому коефіцієнт підсилення зросте стрибкоподібно до величини

$$\hat{E}_{U_{\hat{C}\hat{C}2}} = -\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} = -\frac{R_2 \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot R_3} > \hat{E}_{U_{\hat{C}\hat{C}1}}. \quad (2.3.98)$$

Це означає, що крутість АХ змінюється стрибком. Аналогічно діє плече  $R_4$ ,  $R_5$  й  $VD_2$  за подачі вхідної напруги негативної полярності. Якщо паралельно резистору  $R_1$  під'єднати декілька гілок (подібних до  $R_3$ ,  $R_6$  й  $VD_1$ ), які будуть комутуватися за різних напруг, то АХ буде мати стільки саме точок зламу. Чим більше точок зламу АХ, тим точніше ламана лінія апроксимує необхідну АХ. Крім цього точність апроксимації залежить від температурної стабільності параметрів діодів та точності задавання потенціалів  $\varphi_{\hat{A}\hat{O}\hat{B}}$ . Для зменшення впливу цих дестабілізуючих факторів до складу схеми вводять компенсуючі елементи, які, на жаль, ускладнюють її.

Якщо комутуючі гілки ввімкнено паралельно до резистора  $R_2$ , (а не  $R_1$ ), то принцип функціонування залишиться незмінним, але кусково-лінійна АХ буде мати спадаючу крутість, тобто коефіцієнт підсилення із зростанням вхідної напруги буде зменшуватися.

Отже, функціональні підсилювачі використовуються: для лінеаризації характеристик нелінійних елементів; при піднесенні до степеня та добування кореня; при квадратичному детектуванні.

### 2.3.7. Детектори електричних сигналів

**Детектор** (лат. *detector* – той, що розкриває, виявляє) – електронний пристрій, призначений для виділення з електричних сигналів інформаційної складової.

До інформаційних параметрів електричних сигналів належать: амплітуда, тривалість, період, частота, фаза та форма.

Для гармонічних сигналів інформаційними параметрами є амплітуда, частота та фаза.

Залежно від того, яку інформаційну складову виділяють детектори, їх називають амплітудними, фазовими або частотними.

*Амплітудні* детектори поділяють на детектори середньовипрямленого та пікового або діючого (ефективного) значення.

**Детектор середньовипрямленого значення** – це пристрій, вихідна напруга якого  $U_{\hat{N}\hat{A}\hat{D}\hat{A}}$  пропорційна до середнього значення вхідної напруги за період

$$U_{\hat{N}\hat{A}\hat{D}\hat{A}} = \hat{E} \cdot \frac{1}{\hat{O}} \cdot \int_0^{\hat{O}} |U_{\hat{A}\hat{O}}| dt, \quad (2.3.99)$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності.

### 2.3.7.1. Принципи побудови та дії активного двонапівперіодного детектора

Зменшення впливу параметрів вузлів випрямлення на точність перетворення можна досягти, якщо їх ввімкнути в коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача. При цьому прикладена до діодного вузла випрямлення напруга в  $(K_{\text{ОП}} \cdot \gamma)$  разів є більшою за вхідну, що еквівалентно зменшенню у стільки саме разів напруги відкриття діодів.

На рис. 2.3.42 наведено функціональну схему та епюри напруг активного двонапівперіодного детектора.

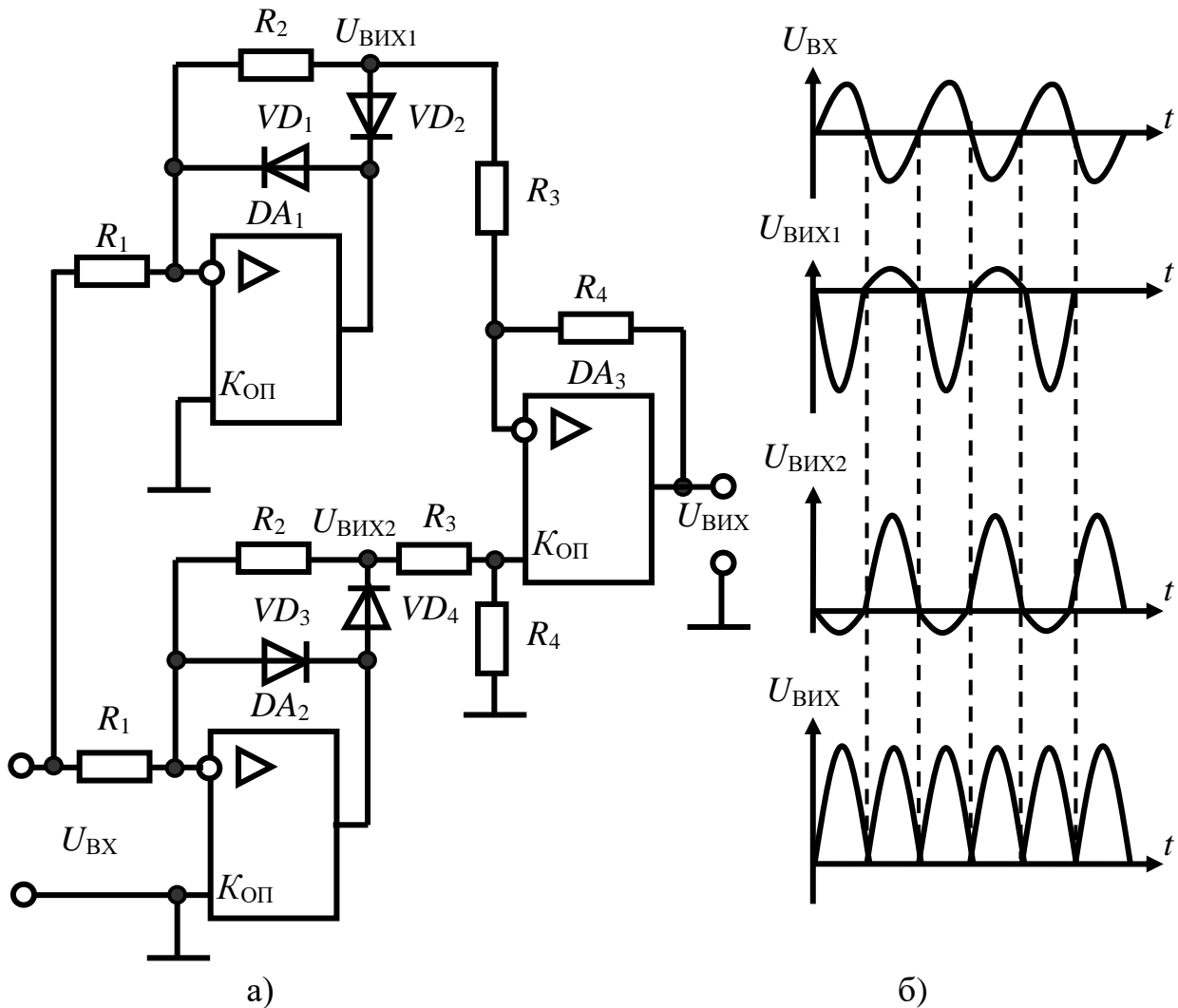


Рис. 2.3.42. Функціональна схема активного двонапівперіодного детектора середньовипрямленого значення вхідної напруги (а) та епюри, що пояснюють її роботу (б)

В операційному підсилювачі  $DA_1$  випрямляються та підсилюються в  $\hat{E}_{U_{\text{ІСЦ1}}} = -R_2 / R_1$  разів позитивні півперіоди вхідної напруги, а в операційному підсилювачі  $DA_2$  – негативні  $\hat{E}_{U_{\text{ІСЦ2}}} = -R_2 / R_1$ .

Для негативного півперіоду вхідної напруги операційний підсилювач  $DA_1$  має коефіцієнт передачі

$$\hat{E}_{U_{i\zeta\zeta 1}} \approx -\frac{R_{VD_{iD1}}}{R_1}, \quad (2.3.100)$$

де  $R_{VD_{iD1}}$  – опір прямозмщеного діода  $VD_1$ , причому  $R_{VD_{iD1}} \ll R_1$ .

Для позитивного півперіоду вхідної напруги операційний підсилювач  $DA_2$  має коефіцієнт передачі

$$\hat{E}_{U_{i\zeta\zeta 2}} \approx -\frac{R_{VD_{iD3}}}{R_1}, \quad (2.3.101)$$

де  $R_{VD_{iD3}}$  – опір прямозмщеного діода  $VD_3$ , причому  $R_{VD_{iD3}} \ll R_1$ .

Випрямлені та підсилені півперіоди вхідного сигналу додаються зпротилежними знаками в операційному підсилювачі  $DA_3$ , на базі якого зібрано схему віднімання напруг. Для забезпечення якісної роботи детектора опори резисторів  $R_1$  й  $R_2$  вибирають набагато більшими за опір відкритого діода  $R_{VD_{iD}}$  та набагато меншими за опір закритого діода  $R_{VD_{\zeta\hat{i}D}}$ . Діоди  $VD_2$  й  $VD_4$  забезпечують розв'язку виходів операційних підсилювачів  $DA_1$  та  $DA_2$  відповідно з входами вузла віднімання  $DA_3$ .

### 2.3.7.2. Амплітудні пікові детектори

Перетворювачі електричних сигналів, вихідна напруга яких пропорційна до максимального значення модуля вхідного сигналу, називаються **піковими** (або амплітудними) **детекторами**.

Загальними вимогами для забезпечення нормального функціонування пікових детекторів є:

стала часу заряду конденсатора повинна бути набагато меншою за половину періоду вхідного сигналу;

стала часу розряду конденсатора повинна бути набагато більшою за його період.

На рис. 2.3.43 зображено схему найпростішого активного пікового детектора та епюри напруг, що пояснюють його принцип дії.

Конденсатор  $C$  під'єднаний до інверсного входу операційного підсилювача.

Різниця потенціалів між входами операційного підсилювача становить

$$\Delta U_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{\hat{E}_{\hat{\Pi}}} \rightarrow 0, \quad \text{оскільки коефіцієнт підсилення операційного}$$

підсилювача  $\hat{E}_{\hat{\Pi}} \gg 1$ . Враховуючи, що для схеми, яка аналізується

$\Delta U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ , можна стверджувати, що  $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \rightarrow U_{\hat{A}\hat{O}}$ , тобто стопроцентний негативний зворотний зв'язок забезпечує створення на базі

операційного підсилювача повторювача напруги. Ввімкнення діода для випрямлення струму в коло негативного зворотного зв'язку еквівалентне зменшенню напруги його відкриття в  $(1 + \hat{E}_{\text{п}})$  разів. При дії позитивного півперіоду вхідної сигналу діод  $VD_2$  відкривається й конденсатор  $C$  заряджається до напруги

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \approx \hat{E}_{\text{п}} \cdot \Delta U_{\hat{A}\hat{O}} = \hat{E}_{\text{п}} \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}), \quad \text{звідки}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot (1 + K_{\text{п}}) = K_{\text{п}} \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}, \text{ тоді}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{\hat{E}_{\text{п}}}{1 + \hat{E}_{\text{п}}} \cdot U_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{1 + \hat{E}_{\text{п}} - 1}{1 + \hat{E}_{\text{п}}} \cdot U_{\hat{A}\hat{O}} = \left(1 - \frac{1}{1 + \hat{E}_{\text{п}}}\right) \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}. \quad (2.3.102)$$

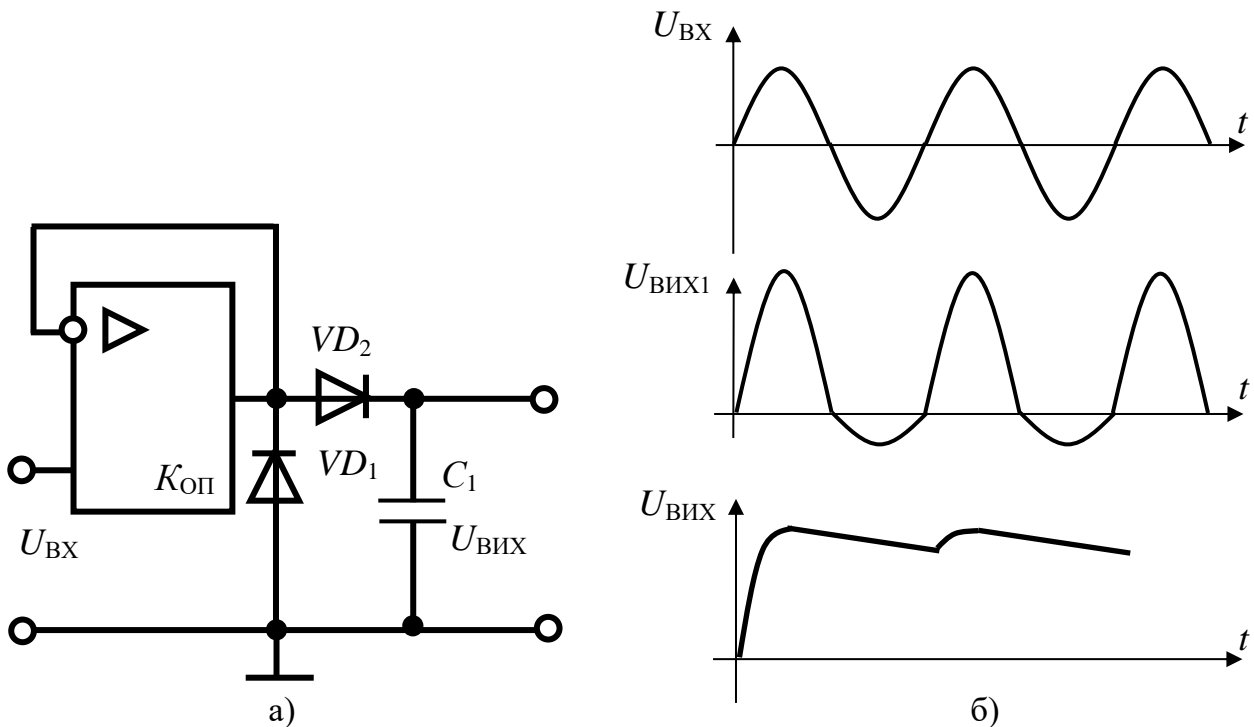


Рис. 2.3.43. Схема найпростішого активного пікового детектора (а) та епюри напруг, що пояснюють його принцип дії (б)

Діод  $VD_1$  забезпечує обмеження рівня негативної вихідної напруги, чим зменшує величину заряду бар'єрної ємності діода  $VD_2$ , тому, збільшує його швидкодію.

Для зменшення впливу операційного підсилювача на джерело вхідного сигналу доцільно використовувати мікросхеми з великим вхідним опором. Із метою підвищення швидкодії та точності розглянутого активного детектора необхідно виключити можливість переходу операційного підсилювача в стан насичення, а до конденсатора  $C$  вмикати високоомне навантаження.

### 2.3.7.3. Фазові детектори

**Фазові** детектори формують вихідну напругу, яка пропорційна до фазового зсуву між двома вхідними сигналами однакової частоти. Як лінійні фазові детектори використовують лінійні перемножувачі сигналів з увімкненими до їх виходів ФНЧ (рис. 2.3.44).

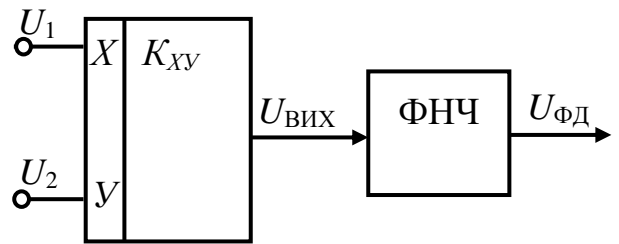


Рис. 2.3.44. Функціональна схема фазового детектора

Якщо на вхід  $X$  перемножувача подати опорну гармонічну напругу  $U_1 = U_{m\ddot{\text{I}}} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t)$  із частотою  $f$ , а на вхід  $Y$  подати гармонічний сигнал тієї самої частоти  $f$ , але зміщений за фазою  $U_2 = U_{mC} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \psi)$ , то на виході перемножувача буде напруга

$$\begin{aligned} U_{\hat{\text{E}}\hat{\text{O}}} &= K \cdot U_{m\ddot{\text{I}}} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot U_{mC} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \psi) = \\ &= K \cdot U_{m\ddot{\text{I}}} \cdot U_{mC} [K_1 \cdot \cos(4\pi \cdot f \cdot t + \psi) + K_2 \cos \psi], \end{aligned} \quad (2.3.103)$$

де  $\psi$  – зсув фази сигналів;  $K, K_1, K_2$  – масштабні коефіцієнти.

На виході ФНЧ виділиться низькочастотна складова цього сигналу

$$U_{\hat{\text{O}}\hat{\text{A}}} = K_3 \cdot U_{m\ddot{\text{I}}} \cdot U_{mC} \cdot \cos \psi.$$

*Ключовий* фазовий детектор (рис. 2.3.45) формує напругу, яка пропорційна до напруги вхідного сигналу  $U_{\ddot{\text{N}}}$  і зсув його фази  $\psi$  – відносно опорної напруги  $U_{\ddot{\text{I}}}$ . Імпульси опорної напруги замикають ключ  $Kл$  й через нього конденсатор  $C$  заряджається напругою сигналу (рис. 2.3.45, б). Коли центр опорного імпульсу  $U_{\ddot{\text{I}}}$  збігається з фазою  $0$  або  $180^\circ$  вхідного сигналу, то на виході фазового детектора напруга  $U_{\hat{\text{O}}\hat{\text{A}}} = 0$ , оскільки за час дії опорного імпульсу ємність  $C$  спочатку заряджається напругою одного знака, а потім перезаряджається напругою протилежного знака. Якщо центр опорного імпульсу збігається з фазою  $90^\circ$  вхідного сигналу  $U_C \cdot (\psi = 90^\circ)$ , то за його тривалість конденсатор  $C$  зарядиться до максимальної позитивної напруги ( $U_{\hat{\text{O}}\hat{\text{A}}} = U_{\text{max}}$ ). Якщо центр опорного імпульсу збігається з фазою  $270^\circ$  вхідного сигналу, то  $U_{\hat{\text{O}}\hat{\text{A}}} = -U_{\text{max}}$ .

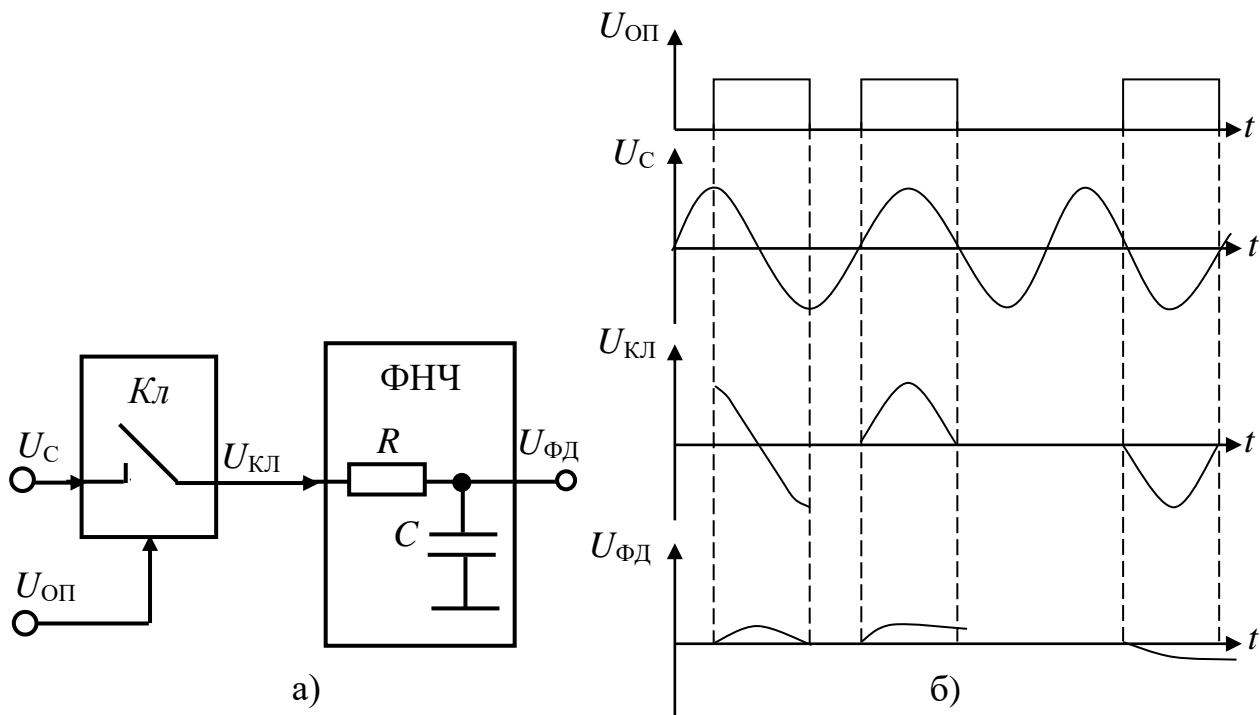


Рис. 2.3.45. Ключовий фазовий детектор (а) та епюри напруг, що пояснюють його принцип дії (б)

Фазові детектори можуть утворюватися на трансформаторах та діодах. Такі детектори мають широкий діапазон робочих частот, але їх використання обмежується недоліками трансформаторів (низька технологічність, велика вартість, габарити та маса).

#### 2.3.7.4. Частотні детектори

**Частотні** детектори формують напругу, пропорційну до частоти (або відхилення частоти від заданого значення) вхідного сигналу.

Найпростіший частотний детектор можна надати у вигляді послідовно з'єднаних частотного фільтра (наприклад паралельного  $LC$ -контуру) й амплітудного детектора. Схему такого частотного детектора та пояснювальну діаграму наведено на рис. 2.3.46.

Якщо на вхід  $RLC$ -кола подавати сигнал постійної амплітуди, частота якого збільшується від  $f_1$  до  $f_2 < f_0$  (рис. 2.3.46, б), то амплітуда напруги на  $LC$ -контурі буде залежати від різниці частоти сигналу й резонансної частоти контуру  $f_0$ . Чим ближче частота сигналу до частоти  $f_0$ , тим більший опір паралельного контуру й тим більше наближається амплітуда сигналу на контурі до амплітуди вхідного сигналу. Амплітудний детектор виділяє обвідну напругу на контурі.

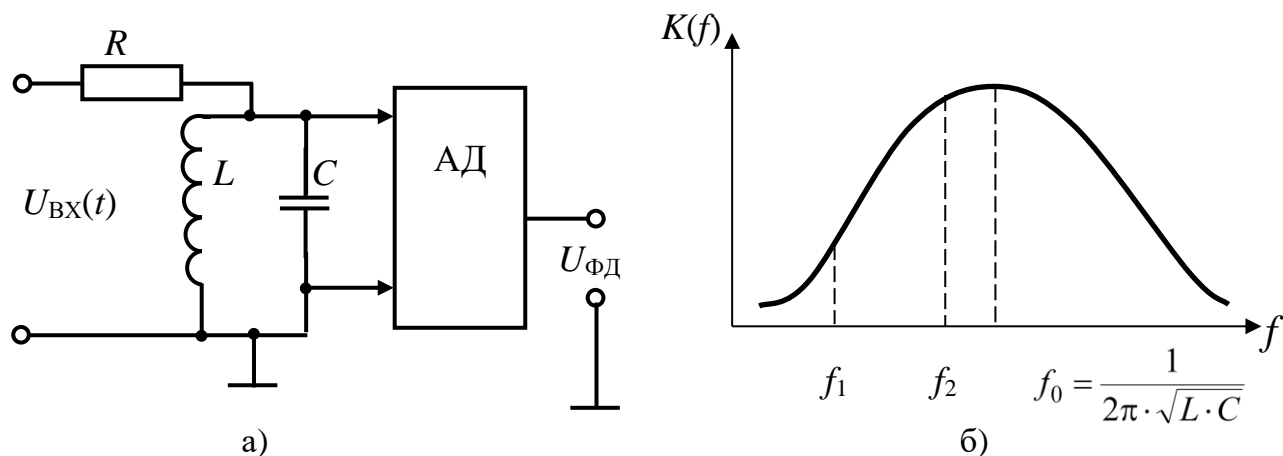


Рис. 2.3.46. Елементарний частотний детектор:  
а) схема; б) АЧХ

В інтегральному виконанні використовують перетворювачі частота-напруга (частотні детектори), побудовані на базі перетворювачів періодів сигналу з ключовими елементами (рис. 2.3.47).

У підсилювачі-обмежувачі 1 вхідний гармонічний сигнал  $U_{\tilde{N}}$  перетворюється в меандр  $U_1$ , з якого у формувачі 2, у моменти нульової фази вхідного сигналу, формуються імпульси  $U_i$  каліброваної тривалості  $\tau_i$ . Ці імпульси замикають ключ 3, через який заряджається конденсатор  $C$  струмом генератора  $I$ . В інтервалі між імпульсами  $U_i$  ключ 3 розімкнутий й конденсатор  $C$  розряджається через резистор  $R$ . Стала розряду конденсатора  $\tau_D = C \cdot R$ . Інтервал часу розряду конденсатора  $t_p = T_C - \tau_i$ , де  $T_{\tilde{N}}$  період вхідного сигналу із частотою  $f_C$ .

Тривалість зарядного імпульсу  $t_i$  вибирається з умови  $\tau_i \ll T_{\tilde{N}\min}$ , а стала кола розряду  $\tau_p \gg T_{C\max}$ , де  $T_{C\min}$ ,  $T_{C\max}$  – відповідно мінімальний та максимальний період вхідного сигналу. В усталеному режимі приріст заряду  $\Delta Q_C$  на конденсаторі  $C$  за час, який дорівнює тривалості імпульсу заряду  $\tau_i$  стає рівним величині заряду  $\Delta Q_D$  за інтервал розряду конденсатора  $t_D$ . За  $\tau_D \gg t_D$

$$\Delta Q_C = I \cdot \tau_i \cdot f_C, \quad \Delta Q_D = U_{\hat{E}\tilde{O}} \cdot C. \quad (2.3.104)$$

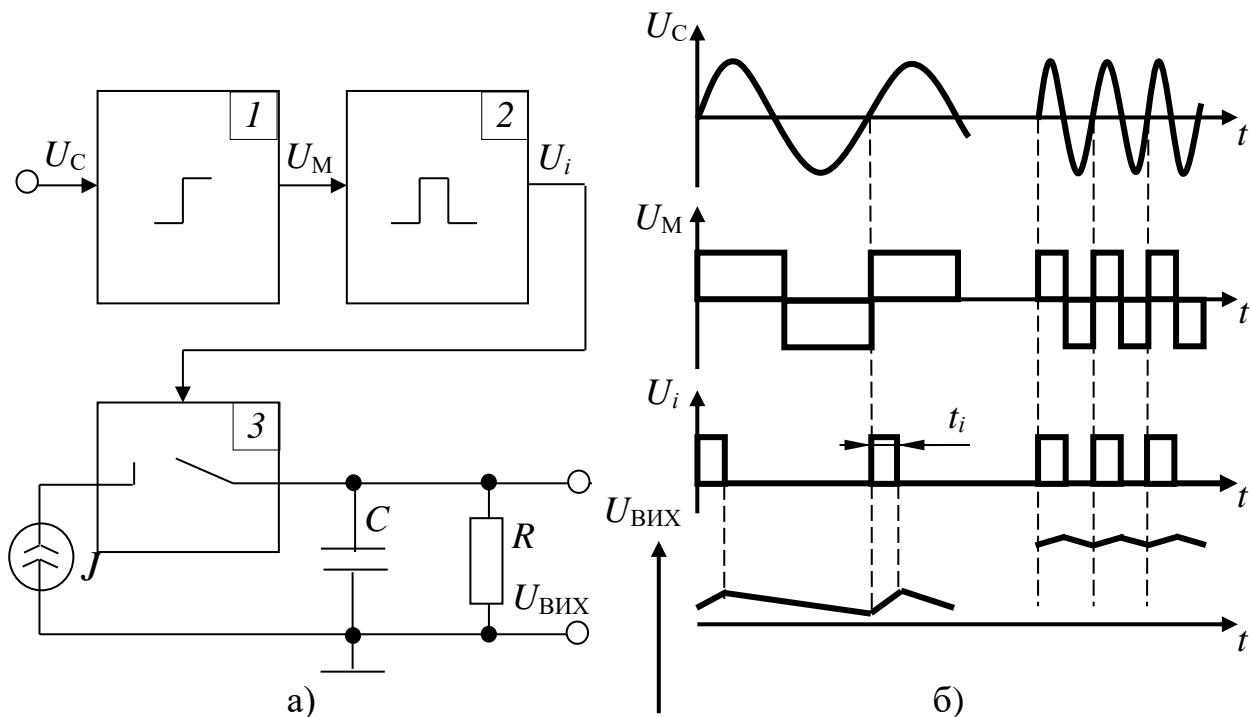


Рис. 2.3.47. Перетворювач частота-напруга (а) та епюри напруг, що пояснюють його принцип дії (б)

Прирівнюючи праві частини рівнянь, можна знайти вихідну напругу перетворювача частота-напруга

$$U_{\text{вих}} = I \cdot \tau_i \cdot f_C / C. \quad (2.3.105)$$

Оскільки величини струму заряду  $I$ , тривалості імпульсу заряду  $\tau_i$  та ємності конденсатора  $C$  є параметрами перетворювача й постійні для його конкретного зразка, то вихідна напруга такого перетворювача частота-напруга залежить тільки від частоти вхідного сигналу  $f_C$ .

Похибка перетворення залежить від стабільності струму заряду конденсатора й параметрів елементів  $R$  та  $C$ . Такий принцип перетворення частота-напруга реалізований у мікросхемі 1108ПП1.

Отже, детектори на основі операційних підсилювачів використовуються на частотах до сотень кілогерців. Вони здатні забезпечити похибку перетворення не більше частки процента.

### Розв'язування задач до розділу 2.

**Задача 2.1.** Розрахувати верхню граничну частоту  $f_B$  підсилювача, коефіцієнт підсилення на ній  $K(f_B)$ , смугу робочих частот  $\Pi$  і діапазон змін коефіцієнта підсилення, якщо номінальний коефіцієнт підсилення  $K_0=80(60)$ ,  $f_H=50(40)$  Гц, середня частота  $f_0=1$  кГц, а нерівномірність АЧХ  $H=6(4)\%$ .



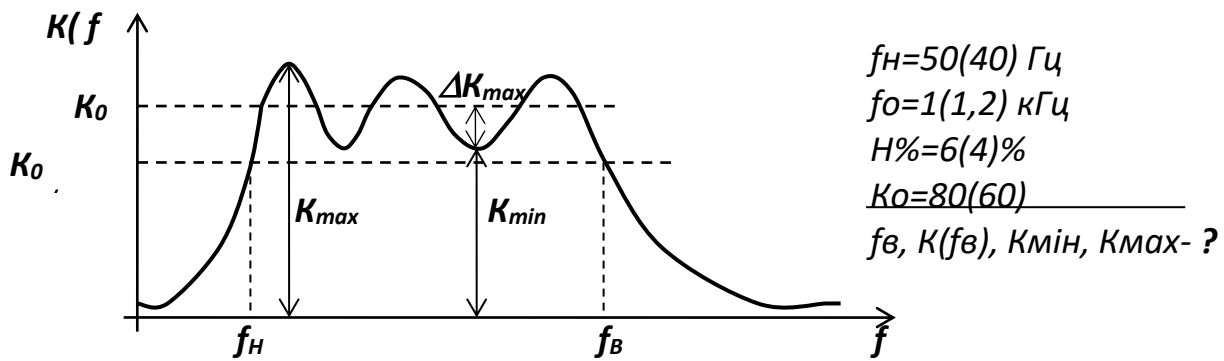


Рисунок 2.1.

### Розв'язування задачі 2.1

$$f_0 = \sqrt{f_H \cdot f_B} \Rightarrow f_B = \frac{f_0^2}{f_H} \qquad K(f_B) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$$

$$f_{B1} = \frac{(1 \cdot 10^3)^2}{50} = 2 \cdot 10^4 = 20 \text{ [кГц]}; \qquad K_1(f_B) = \frac{80}{\sqrt{2}} = 56,7;$$

$$f_{B2} = \frac{(1,2 \cdot 10^3)^2}{40} = 36 \text{ [кГц]}. \qquad K_2(f_B) = \frac{60}{\sqrt{2}} = 42,5.$$

$$H\% = \frac{\Delta K_{\max}}{K_0} 100\% \Rightarrow \Delta K_{\max 1} = \frac{K_0 \cdot H\%}{100\%} = \frac{80 \cdot 6\%}{100\%} = 4,8;$$

$$\Delta K_{\max 2} = \frac{60 \cdot 4\%}{100\%} = 2,4.$$

$$K_1 = 75,2 \div 84,8; \qquad K_2 = 57,6 \div 62,4.$$

**Задача 2.2.** Розрахувати потужність вхідного сигналу, якщо вихідний струм каскаду підсилення на навантаженні  $R_H=75$  [Ом] становить  $I_{\text{вих}} = 10$  [мА]. Коефіцієнт підсилення за потужністю каскаду в дБ:  $K_p[\text{дБ}]=10; 20$ .

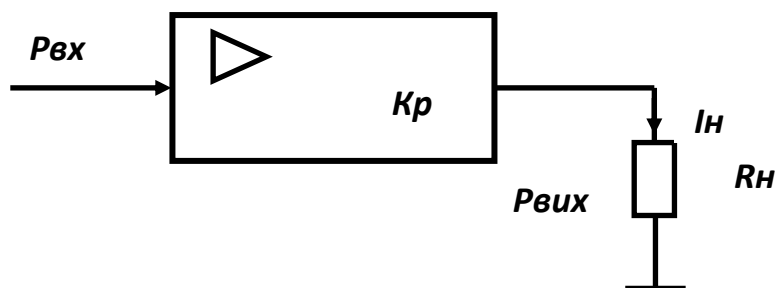


Рисунок 2.2.

### Розв'язування задачі 2.2

$$1) K_{p[дБ]} = 10 \cdot \lg K_p; K_p = P_{ВИХ} / P_{ВХ}; P_{ВХ} = P_{ВИХ} / K_p; K_p = 10^{K_{p[дБ]} / 10};$$

$$2) P_{ВИХ} = I_{ВИХ} \cdot U_{ВИХ} = I_{ВИХ}^2 \cdot R_H = 0,01^2 \cdot 75 = 0,0075 [Вт] = 7,5 [мВт];$$

$$3) P_{ВХ} = P_{ВИХ} / 10^{K_{p[дБ]} / 10}; P_{ВХ1} = 7,5 / 10^{10/10} = 0,75 [мВт];$$

$$P_{ВХ2} = 7,5 / 10^{20/10} = 0,075 [мВт].$$

**Задача 2.3.** Розрахувати коефіцієнт гармонік  $K_{Г}$  та ККД  $\eta$  підсилювача потужністю  $P_{П} = 10 [Вт]$ , якщо потужність першої гармоніки на навантаженні  $P_{Н1} = 9,6 [Вт]$ , струм, що споживається підсилювачем  $I_{сп} = 1,2 [А]$ , напруга живлення  $U_{ж} = 12 [В]$ , потужність вхідного гармонічного сигналу  $P_{ВХ} = 150 [мВт]$ .

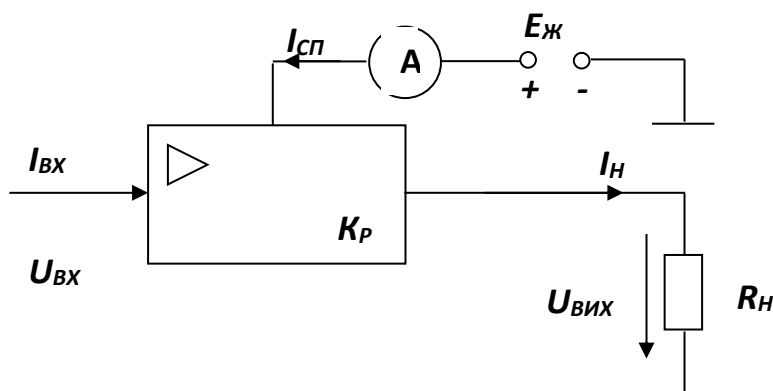


Рисунок 2.3.

### Розв'язування задачі 2.3

$$1) K_{Г} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{P_{П} - P_1}{P_1}} = \sqrt{\frac{10 - 9,6}{9,6}} = 0,204;$$

$$2) \eta = P_{КОР} \cdot 100\% / P_{СП} = P_1 \cdot 100\% / (P_{ВХ} + P_{Ж});$$

$$3) P_{Ж} = I_{сп} \cdot U_{ж} = 1,2 \cdot 12 = 14,4 [Вт];$$

$$\text{Звідси } \eta = 9,6 \cdot 100 / (14,4 + 0,15) = 66\%.$$

**Задача 2.4.** Розрахувати коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, якщо при введенні негативного зворотного зв'язку з коефіцієнтом  $\gamma = 0,02$  й напрузі на вході  $U_{ВХ} = 0,1 [В]$  напруга на виході  $U_{ВИХ} = 4 [В]$ .

$\gamma = 0,02$   
 $U_{ВХ} = 0,1 [В]$   
 $U_{ВІХ} = 4 [В]$   
 $K_{ОП} - ?$

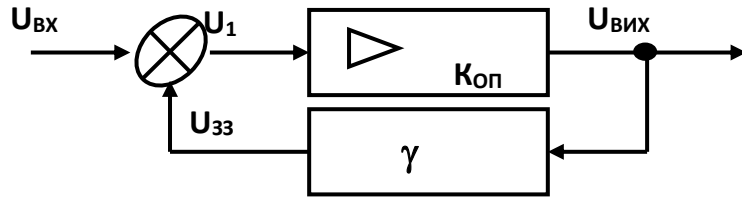


Рисунок 2.4

### Розв'язування задачі 2.4

$$K_{U_{НЗЗ}} = \frac{K_{ОП}}{1 + \gamma \cdot K_{ОП}}. \quad K_{U_{НЗЗ}} = \frac{U_{ВІХ}}{U_{ВХ}} = \frac{4 В}{0,1 В} = 40.$$

$$K_{U_{НЗЗ}} (1 + \gamma \cdot K_{ОП}) = K_{ОП}. \quad K_{ОП} = K_{U_{НЗЗ}} + \gamma \cdot K_{ОП} \cdot K_{U_{НЗЗ}}$$

$$K_{U_{НЗЗ}} = K_{ОП} - \gamma \cdot K_{ОП} \cdot K_{U_{НЗЗ}} = K_{ОП} (1 - \gamma \cdot K_{U_{НЗЗ}}).$$

$$K_{ОП} = \frac{K_{U_{НЗЗ}}}{1 - \gamma \cdot K_{U_{НЗЗ}}} = \frac{40}{1 - 0,0245 \cdot 40} = \frac{40}{0,02} = 2000.$$

**Задача 2.5.** На вхід операційного підсилювача *K140УД6*, який включений за схемою повторювача напруги подається сигнал амплітудою  $2 [В]$ . Визначити максимальну граничну частоту вхідного сигналу, яку можна подавати на такий операційний підсилювач, якщо швидкість зміни його вихідної напруги обмежена величиною  $V_{U_{МАХ}} = 4 [В/мкс]$ .

$U_{ВХ} = 2,0 [В]$   
 $V_{U_{МАХ}} = 4 [В/мкс]$

$f_B - ?$

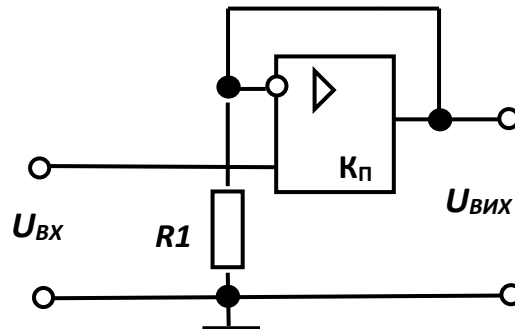


Рисунок 2.5

### Розв'язування задачі 2.5

Оскільки *ОП* включений за схемою повторювача напруги, то  $U_{ВІХ} \approx U_{ВХ}$ . Гранична частота операційного підсилювача обмежена максимальною швидкістю зміни наростання вихідної напруги  $V_{U_{max}}$ , яка визначається за формулою  $V_{U_{МАХ}} = 2 \pi \cdot f_B \cdot U_{МАХ}$ .

$$f_B = \frac{V_{U_{МАХ}}}{2\pi \cdot U_{МАХ}} = \frac{4 В / мкс}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 В} = \frac{4 \cdot 10^6 В / с}{2 \cdot 3,14 \cdot 2} = 318 \text{ кГц}.$$

Швидкість наростання вихідної напруги  $V_{MAX}$  – це максимальна швидкість зміни вихідного сигналу при максимальному значенні його амплітуди на вході. Вимірюється осцилографом нахил фронту в вольтах за мікросекунду від рівня  $0,1 \cdot U_{MAX}$  до  $0,9 \cdot U_{MAX}$  ( $U_{MAX}$  – максимальна амплітуда сигналу на виході ОП). Швидкість наростання вихідної напруги розраховується за формулою:

$$V_{MAX} = 2 \pi f_c \cdot U_{MAX} \quad [B/мкс].$$

**Задача 2.6.** Розрахувати коефіцієнт підсилення й вихідну напругу ОП з НЗЗ й неінвертуючим входом, якщо амплітуда вхідного сигналу  $U_{mВХ} = 0,4$  В, а опори резисторів  $R_1 = 2$  [кОм],  $R_{зз} = 10$  [кОм],  $K_{оп} = 2000$ ,  $R_{вих оп} = 700$  [Ом],  $R_{вх оп} = 4$  [кОм].

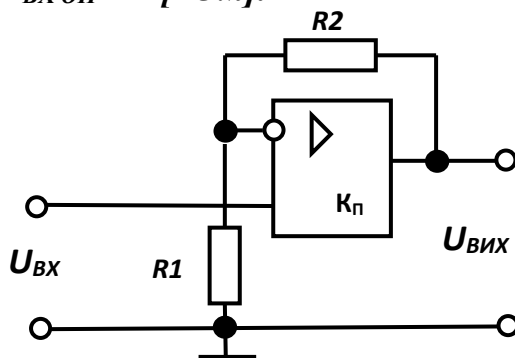


Рисунок 2.6

$$U_{ВХ} = 0,4 \text{ В}$$

$$R_1 = 2 \text{ кОм}$$

$$R_2 = 10 \text{ кОм}$$

$$K_{УНЗЗ} - ? \quad U_{ВИХ} - ?$$

$$R_{ВХНЗЗ} - ? \quad R_{ВИХНЗЗ} - ?$$

### Розв'язування задачі 2.6

$$K_{УНЗЗ} = \frac{R_1 + R_{зз}}{R_1} = \frac{(2 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3) \text{ Ом}}{2 \cdot 10^3 \text{ Ом}} = 6; \quad U_{ВИХ} = K_{УНЗЗ} \cdot U_{ВХ} = 6 \cdot 0,4 \text{ В} = 2,4 \text{ В}.$$

$$R_{ВХНЗЗ} = R_{ВХОП} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot K_{оп}\right) = 1,36 [МОм].$$

$$R_{ВИХНЗЗ} = \frac{R_{ВИХОП}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot K_{оп}} = 2,1 [Ом].$$

## Контрольні питання

1. Масштабні підсилювачі. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
2. Пристрій віднімання аналогових напруг. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
3. Пристрій додавання аналогових напруг. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
4. Вимірjuвальний підсилювач із диференційним входом. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
5. Корегування похибки коефіцієнта підсилення. Підсилювач зі зворотним зв'язком за сигналом похибки. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
6. Корегування похибки коефіцієнта підсилення. Підсилювач з елементами корегування вихідної напруги. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
7. Перетворювач струм-напруга. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
8. Перетворювач струм-напруга з покращеними характеристиками. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
9. Перетворювач напруга-струм. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
10. Перетворювач напруга-струм зі струмовим дзеркалом. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
11. Активний фазозсувний пристрій. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
12. Активний інтегратор. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
13. Активний інтегратор-суматор. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
14. Інтегратор підвищеної точності. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
15. Активний пристрій диференціювання. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
16. Пристрій диференціювання з диференційним входом. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
17. Пристрій диференціювання зі знизеним рівнем шумів. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
18. Активний фільтр нижніх частот першого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.

19. Активний фільтр верхніх частот першого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
20. Активний смуговий фільтр першого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
21. Активний фільтр нижніх частот другого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
22. Активний фільтр верхніх частот другого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
23. Активний смуговий фільтр другого порядку. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
24. Логарифмічний підсилювач. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
25. Антилогарифмічний підсилювач. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
26. Функціональний підсилювач. Призначення підсилювача, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
27. Активний двонапівперіодний детектор середньовипрямленого значення вхідної напруги. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
28. Активний амплітудний піковий детектор. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
29. Активний фазовий детектор. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
30. Активний частотний детектор. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.
31. Перетворювач частота-напруга. Призначення пристрою, принципи його побудови, призначення елементів, основні параметри.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. В. В. Омельчук, І. К. Гладич. Електроніка та мікросхемотехніка : навч. посіб. – Житомир : ЖВІРЕ, 2004. – 356 с.
2. Цифрові пристрої : підручник / О. О. Панчук, М. Г. Хливнюк та ін.; за заг. ред. Ю. Г. Даника. – Житомир : ЖВІ, 2014. – 460 с.
3. Огороднійчук М. Д. Електронні підсилювачі : навч. посіб. – К. : ІСДО, 1995. – 248 с.
4. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка : теорія і практикум : навч. посіб. / за ред. А. Г. Соскова. – 2-е вид. – К. : Каравела, 2004. – 432 с.
5. Схемотехніка електронних систем. У 3 кн. Кн. 2. Цифрова схемотехніка : підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйкова та ін. – 2-ге вид., допов. і перероб. – К. : Вища шк., 2004. – 423 с.
6. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – 10-е изд., перераб. и доп. – К.: Техника, 1984. – 424 с.
7. Омельчук В. В. Аналогові електронні пристрої : конспект лекцій. – Житомир : ВФРЕ при ЖІТІ, 1996. – 232 с.
8. Радіоматеріали, радіокомпоненти та мікроелектроніка. Дискретні напівпровідникові та електровакуумні радіокомпоненти : конспект лекцій / підг. О. О. Панчук. – Житомир : ЖВІРЕ, 1998. – 185 с.
9. Радіотехніка : Енциклопедичний навчальний довідник : навч. посібник / за ред. Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачульського, В. І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
10. Цифровые и импульсные устройства. Ч. I. Элементы цифровых устройств : конспект лекцій / подг. А. А. Панчук. – Житомир : ЖВУРЭ ПВО, 1992. – 108 с.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

### *А*

Автомат

- Міллі, 504
- Мура, 504
- цифровий, 502
- Алгебра логіки, 448
- Анод, 79

### *Б*

- База, 123
- Біт, 433, 548
- Буфер FIFO, 549

### *В*

- Варикап, 83, 117
- Варистор, 70
- Вираз логічний, 439
- Вихід мікросхеми
  - «відкритий колектор», 472, 481
  - «двонапрямлений ключ», 481
  - стандартний, 468
- Відбивач струму, 295
- Вузол
  - комбінаційний, 434
  - послідовнісний, 435
  - функціональний, 433
  - цифровий, 453

### *Г*

- генератор імпульсів, 568
  - автоколивальний, 584
  - кварцований, 592
  - керований, 587
  - М-послідовності, 533
  - мультівібратор, 584
  - одновібратор, 581
- Глибина логічна, 455

### *Д*

- Датчик Холла, 73
- Демультіплексор, 493
- Детектор, 421
  - амплітудний, 423
  - піковий, 423
  - середньовипрямленого значення, 421
  - фазовий, 425
  - частотний, 426
- дешифратор, 488
- Диз'юнкція, 440
- Диністор, 178
- Діаграма Вейча–Карно, 457
- Діелектрик, 30
- Діод
  - високочастотний, 115
  - з бар'єром Шоттки, 83, 120
  - імпульсний, 113
  - напівпровідниковий, 78
  - регулюючий, 121
  - тунельний, 83, 118
  - фотодіод, 83, 199
- Дросель, 51

### *Е*

- Електрорадіокомпонент, 15
- Елемент,
  - пірса, 441
  - Шеффера, 442
  - логічний, 440
- Емітер, 124

### *З*

- завадостійкість, 462
- закон
  - асоціативний, 448
  - двоїстості, 450



- де Моргана, 451
- дистрибутивний, 450
- доповнювання, 450
- нульової множини, 449
- одичної множини, 449
- повторення, 449
- поглинання, 450
- подвійного інвертування, 450
- склеювання, 450

запам'ятовувач, 548

- буферний, 549
- динамічний, 555
- енергонезалежний, 557
- масковий, 550
- оперативний, 552
- постійний, 549
- програмований, 550
- репрограмований, 551
- статичний, 553

Зв'язок зворотний, 231

Зона об'ємного заряду, 76

### *I*

Інверсія, 441

індикатор, 210

- напівпровідниковий, 210
- рідинно-кристалічний, 213
- цифровий, 437

Інтегратор, 393

### *K*

карти вейча–карно, 457

Катод, 79

Керування

- динамічне, 505
- статичне, 505

Ключ транзисторний, 148

код

- Грея, 438
- двійковий, 435
- двійково-десятковий, 437
- Джонсона, 438

коефіцієнт

- підсилення, 224
- поділу, 542

- розгалуження, 463
- Колектор, 124

комбінаційні вузли, 487

компаратор

- аналоговий, 570
- з керованим гістерезисом, 574
- кодів, 496

Конденсатор, 33

- великої ємності, 85

Кон'юнкція, 440

Котушка індуктивності, 45

Кут відсічки, 242

### *L*

Лазер, 198

лічильник, 536

- асинхронний, 537
- двійковий, 536
- двійково-десятковий, 536
- з попереднім нарощуванням коду, 541
- синхронний, 538
- що віднімає, 537

### *M*

магістраль, 500

Магніторезистор, 72

матриця імплікативна, 459

Метод Квайна і Мак-Класкі, 458

Мікросхема, 14, 460

- ЕЗЛ, 460

- І<sup>2</sup>Л, 460

- інтегральна, 338

- КМОН, 460

- ТТЛ(Ш), 460

Мінімізація, 456

мультиплексор, 491

### *N*

навантаження динамічне, 302

напівпровідник, 59

### *O*

обмежувач

- амплітудний, 103
- електричних сигналів, 103

операнди, 448

операції логічні базові, 439

оптоелектроніка, 193  
оптрон, 206

## П

перегони сигналів, 455

Перетворювач

- електричних сигналів, 373
- напруга-струм, 384
- нелінійний, 416
- струм-напруга, 381

Підсилення, 220, 243

Підсилювач, 220, 243

- багатокаскадний, 332
- вимірювальний, 374, 377
- двотактний, 317
- диференціальний, 283
- електричний, 222
- електрометричний, 374
- електронний, 221
- каскодний, 308
- логарифмічний, 417
- масштабний, 374
- обмежувач, 569
- операційний, 345
- функціональний, 419

ПЛІС, 559

Повторювач

- витоковий, 265
- емітерний, 278

подільник частоти імпульсів, 542

Потужність вхідна, 221

Пристрій

- диференціювання, 401
- електронний, 432
- інтегрувальний, 390
- фазозсувний, 386
- цифровий, 431, 433

Пробій, 32

- електричний лавинний, 80, 96

Провідник, 16

## Р

Регенерація інформації, 555

Регістр, 524

- зсуву, 527
- комбінований, 529
- пам'яті, 524

Резистор, 19

## С

Світловід, 203

Світлодіод, 84, 197

- інжекційний, 197

Сигнал, 220

- аналоговий, 220
- цифровий, 220
- стробування, 456

Стабілізатор постійної напруги, 86

Стабілітрон, 83, 97

Стала Планка, 197

Струмове дзеркало, 295

Суматор, 498

Схема

- вентиляна, 85
- випрямлення змінного струму, 87
- двопівперіодна мостова, 93
- електрична, 16
- однофазна двопівперіодна, 90
- параметричної стабілізації напруги, 99

## Т

таблиця логіки, 439

Теорема Шеннона, 454

терм, 443

Тетрада, 437

Технологія

- ЕЗЛ, 483
- І<sup>2</sup>Л, 486
- КМОН, 476
- ТТЛ(Ш), 467, 471

Транзистор, 123

- багатоемітерний, 467
- біполярний, 123
- МДН- або МОН-, 169
- одноперехідний, 189
- польовий, 123, 160
- фототранзистор, 200

Трансформатор, 53, 85

Тиристор, 177

- фототиристор, 202

тригер, 503

- асинхронний, 505, 507
- синхронний, 505
- D-типу, 504
- JK-типу, 504

- Т-типу, 504
  - Шмітта, 572
- Триністор, 181

**Ф**

Фіксатор рівня, 111

Фільтр

- верхніх частот, 409
- другого порядку, 412
- електричний, 409
- нижніх частот, 410
- першого порядку, 410
- смуговий, 411
- цифровий, 531

Формувач імпульсів, 577

Функція логічна, 439

- ДДНФ, 444
- ДКНФ, 446

**Ч**

Числення двійкове, 435

Числення шістнадцаткове, 436

**Ш**

шар запірний, 77

шифратор, 494



