



Національний університет
водного господарства
та природокористування

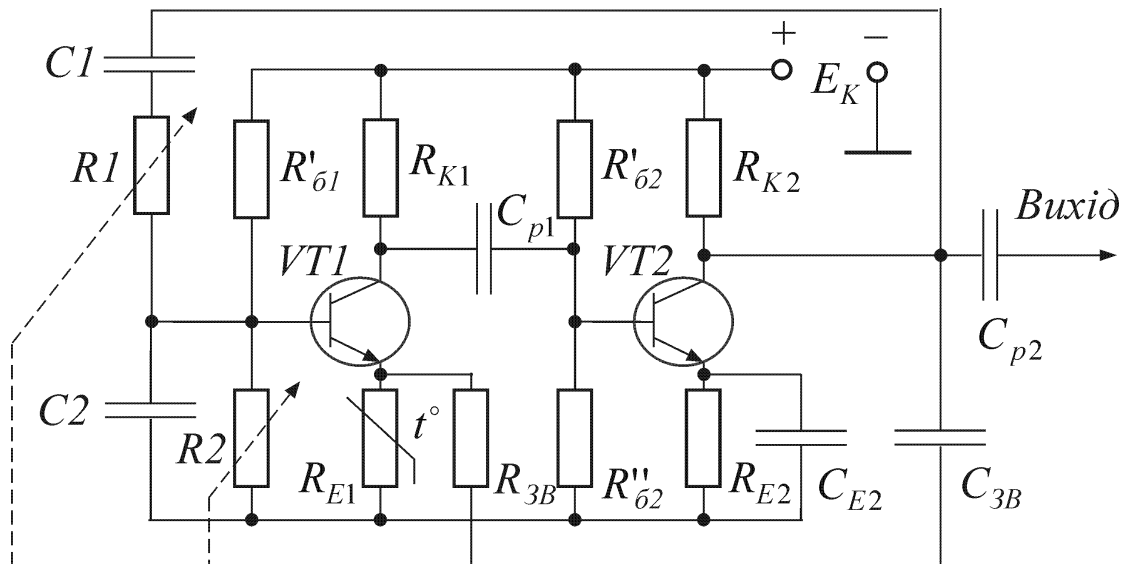
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

С. М. Павлов, А. В. Рудик, О. М. Возняк

СХЕМОТЕХНІКА

Частина 2

АНАЛОГОВА ТЕХНІКА



Вінниця ВДТУ 2000



Національний університет
водного господарства
та природокористування

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

С. М. Павлов, А. В. Рудик, О. М. Возняк

СХЕМОТЕХНІКА

Частина 2

АНАЛОГОВА ТЕХНІКА

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальностей “Виробництво електронних засобів” і “Лазерна та оптоелектронна техніка”. Протокол № 6 від 27 січня 2000 р.

Вінниця ВДТУ 2000



УДК 621.3

Схемотехніка. Частина 2. Аналогова техніка. Навчальний посібник,
/ С.М.Павлов, А.В.Рудик, О.М.Возняк. – Вінниця: ВДТУ, 2000. – 144 с. Укр.
мовою/

В навчальному посібнику наведені теоретичні відомості щодо основних схем включення активних елементів електронних підсилювачів та режимів їх роботи. Розглянуті принципи побудови та методи розрахунку пасивних LC-фільтрів та активних RC-фільтрів різних порядків. Розглянуті питання генерування гармонічних коливань. Проаналізовано принцип роботи випрямлячів, згладжувальних фільтрів та стабілізаторів напруги, а також сформульовано основні вимоги, що ставляться до них. Наведені практичні приклади розрахунку пристроїв аналогової електронної техніки.

Навчальний посібник призначений для студентів спеціальностей “Виробництво електронних засобів” і “Лазерна та оптоелектронна техніка”.

Бібліогр. 29 назв., 1 табл., іл. 84 найм.

Рецензенти: С. В. Кравець, д.т.н., проф.

В. О. Поджаренко, д.т.н., проф.

В. М. Дубовой, д.т.н., проф.



З М І С Т

Вступ.....	5
1. Підсилювачі.....	6
1.1. Класифікація підсилювачів.....	6
1.2. Основні технічні показники підсилювачів.....	9
1.3. Підсилювачі низької частоти.....	22
1.4. Попередні каскади підсилення.....	23
1.5. Міжкаскадні зв'язки.....	28
1.6. Однотактний вихідний каскад.....	28
1.7. Двотактні вихідні каскади.....	30
1.8. Зворотний зв'язок в підсилювачах.....	31
1.9. Вплив зворотного зв'язку на основні параметри підсилювача..	33
1.10. Схеми підсилювачів з негативним зворотним зв'язком.....	38
1.11. Підсилювачі в інтегральному виконанні.....	40
Контрольні запитання.....	47
2. Операційні підсилювачі.....	48
2.1. Загальні відомості.....	48
2.2. Основні схеми операційних підсилювачів.....	52
2.3. Операційні підсилювачі в інтегральному виконанні.....	59
2.4. Основні параметри та характеристики операційних підсилювачів.....	63
Контрольні запитання.....	72
3. Активні фільтри.....	73
3.1. Основні відомості та визначення.....	73
3.2. Низькочастотні активні фільтри на операційних підсилювачах.....	74
3.3. Активні фільтри надвисоких частот.....	80
Контрольні запитання.....	86
4. Генератори синусоїдальних коливань.....	87
4.1. Основні відомості та визначення.....	87
4.2. Принцип роботи транзисторного автогенератора LC – типу.....	87



4.3. Енергетичні показники транзисторного автогенератора LC – типу.....	92
4.4. Різновиди схем транзисторних автогенераторів.....	94
4.5. Автогенератори на тунельних діодах.....	95
4.6. Автогенератори RC – типу.....	99
4.7. Генератори синусоїдальних коливань на інтегральних мікросхемах.....	103
Контрольні запитання.....	106
5. Системи електроживлення електронних пристроїв....	107
5.1. Некеровані випрямні пристрої.....	107
5.2. Згладжувальні фільтри.....	109
5.3. Основні параметри стабілізаторів напруги.....	111
5.4. Напівпровідникові параметричні стабілізатори.....	112
5.5. Компенсаційні стабілізатори.....	113
5.6. Напівпровідникові стабілізатори постійної напруги компенсаційного типу.....	114
5.7. Стабілізатори струму.....	118
5.8. Перетворювачі постійної напруги.....	119
Контрольні запитання.....	121
Додатки.....	123
Список літератури.....	143



ВСТУП

Значні зміни в багатьох областях науки та техніки обумовлені розвитком електроніки. В наш час неможливо знайти будь-яку галузь промисловості, в якій не використовувалися б електронні прилади або електронні пристрої вимірювальної техніки, автоматики та обчислювальної техніки. При цьому тенденція розвитку така, що частка електронних інформаційних пристроїв та пристроїв автоматики невідомо збільшується. Це є результатом розвитку інтегральної технології, застосування якої дозволило налагодити масовий випуск дешевих, високоякісних мікроелектронних функціональних вузлів різного призначення, які не потребують спеціального налагодження.

Промисловість випускає майже всі електронні функціональні вузли, які необхідні для створення пристроїв вимірювальної та обчислювальної техніки, а також систем автоматики: інтегральні електронні підсилювачі електричних сигналів; комутатори; логічні елементи; помножувачі електричних напруг; тригери; лічильники імпульсів; регістри; суматори і т.і. На основі великих (ВІС) та надвеликих (НВІС) інтегральних схем створені та випускаються мікропроцесори та мікропроцесорні комплекти, які являють собою обчислювальну машину або її основні вузли, виготовлені в одному корпусі або в декількох малогабаритних корпусах.

В розвитку електроніки протягом багатьох років залишається стабільним тільки одне – неперервна зміна елементної та схемотехнічної бази.

В зв'язку з широким вибором інтегральних схем, параметри яких відомі з технічних умов, змінюються задачі, що стоять перед розробниками електронної апаратури. Якщо раніше значна частина часу уходила на розрахунки режимів окремих каскадів, визначення їх параметрів, вирішення питань термостабілізації і т. і., то в наш час головна увага приділяється питанням вибору схем з'єднань та взаємного узгодження мікросхем.

Ефективне використання інтегральних мікросхем, особливо аналогового типу, неможливе без знання принципу їх дії та основних параметрів, а також теорії електричних та електронних кіл. Тому вивченню цієї дисципліни приділяється значна увага.

Навчальний посібник буде корисним для студентів, які поглиблено вивчають основи електроніки та схемотехніку електронних пристроїв.



1. ПІДСИЛЮВАЧІ

Найбільш важливим призначенням електронних приладів є підсилення електричних сигналів. Пристрої, призначені для виконання цієї задачі, носять назву електронних підсилювачів.

Підсилювальні пристрої знаходять дуже широке застосування. Вони є основними вузлами різної електронної апаратури, широко використовуються у пристроях автоматики та телемеханіки, в стежних системах та системах керування і регулювання, розрахунково–вирішувальних та обчислювальних машинах, контрольно–вимірювальних приладах і т. і.

Нам потрібно розглянути найбільш типові та розповсюджені схеми електронних підсилювачів на дискретних напівпровідникових приладах та мікросхемах. Проте, перш ніж приступити до вивчення схемних особливостей підсилювачів, необхідно з'ясувати такі питання:

1. *За якими ознаками класифікують сучасні підсилювачі?*
2. *Якими технічними показниками характеризуються підсилювачі?*
3. *Яке значення мають ці показники для оцінки властивостей тієї або іншої підсилювальної схеми?*

1.1. Класифікація підсилювачів

Класифікація підсилювачів тільки за призначенням (вимірювальні, радіолокаційні, стежних систем і т.і.) не розкриває всіх їх особливостей, тому що підсилювачі різного призначення можуть мати однакові властивості. Тому, класифікуючи підсилювачі на типи, враховують:

- смугу та абсолютні значення підсилюваних частот;
- характер вхідного сигналу;
- призначення підсилювача;
- активні елементи, які використовуються в підсилювачі;
- потужність вхідних та вихідних сигналів;
- наявність та тип зворотних зв'язків;
- кількість каскадів;
- тип електроживлення.

Всі підсилювачі характеризуються смугою пропускання Δf , яка дорівнює різниці верхньої f_V та нижньої f_H граничних частот. Смугою пропускання підсилювача, як правило, пов'язана з шириною спектра вхідного сигналу.

В залежності від смуги підсилюваних частот підсилювачі діляться на два типи: підсилювачі постійного струму (ППС), у яких відсутні ємності та $f_H = 0$, та підсилювачі змінного струму. Якщо селективність підсилювача забезпечується за рахунок використання коливальних контурів, то такі підси-



лювачі носять назву резонансних (селективних). Для них характерною є незначна величина відношення верхньої частоти до нижньої (на практиці $f_B/f_H < 1.1$). Резонансні підсилювачі з плоскою середньою ділянкою та різко обмеженими краями амплітудно – частотної характеристики (АЧХ) називаються смуговими. Існують також спеціальні вузькосмугові підсилювачі з смугою пропускання усього в декілька Гц (регенеративні або недозбуджені підсилювачі, які являють собою різновид резонансних підсилювачів з позитивним зворотним зв'язком, для яких характерним є значне збільшення добротності, зменшення смуги пропускання та, як наслідок, значне збільшення вихідної напруги та коефіцієнта підсилення на резонансній частоті).

Відрізняють ППС без перетворення сигналу та з перетворенням сигналу. Вони є підсилювачами сигналів, що змінюються повільно. Для неспотвореного відтворення таких сигналів необхідна смуга частот від нуля до деякої верхньої частоти f_B . Такі підсилювачі підсилюють як змінні складові вхідного сигналу, так і його постійну складову.

Підсилювачі низьких (звукових) частот (ПНЧ) відносяться до підсилювачів змінних складових сигналу, спектри яких лежать в діапазоні від десятків герц до десятків кілогерц, тобто смуга частот ПНЧ обмежена діапазоном звукових частот (20 Гц ... 20 кГц). Характерною особливістю ПНЧ є те, що відношення верхньої частоти в спектрі вхідного (підсилюваного) сигналу f_B до нижньої f_H має велике значення та на практиці складає не менше декількох десятків, а в окремих випадках досягає десятків тисяч.

Широкосмугові підсилювачі підсилюють досить широку смугу частот (від сотень герц до десятків мегагерц). Такі підсилювачі призначені для підсилення сигналів у пристроях імпульсного зв'язку, радіолокації та телебачення і носять назву відеопідсилювачів. В таких підсилювачах підсилюваний сигнал змінюється настільки швидко, що на форму вихідного сигналу суттєво впливає тривалість перехідного процесу. Тому сигнали імпульсної форми повинні підсилюватися спеціальними імпульсними підсилювачами.

В діапазоні надвисоких частот (НВЧ) використовуються підсилювачі, які мають порівняно малий коефіцієнт шуму. В діапазоні частот $4 \div 6$ ГГц використовуються біполярні транзистори, а у більш високочастотних діапазонах кращі показники мають польові транзистори. За чисельними оцінками, польові транзистори в майбутньому можуть бути створені для роботи в діапазоні частот до 1000 ГГц, при цьому коефіцієнт шуму на частоті 200 ГГц не буде перевищувати 4 дБ. Сучасні кращі польові транзистори мають коефіцієнт шуму 1.3 дБ на частоті 12 ГГц та 4 дБ на частоті 30 ГГц при коефіцієнті підсилення відповідно 11 та 5 дБ. Розрахунки транзисторних НВЧ – підси-



лювачів зручно проводити, якщо представити транзистор як чотириполіусник з відомими (як правило, експериментально вимірними) параметрами розсіювання, або S – параметрами. Ці параметри НВЧ – транзисторів можна виміряти більш точно, ніж параметри елементів еквівалентної схеми транзистора. На практиці розраховують один каскад підсилювача, а потрібне підсилення реалізують шляхом каскадного з'єднання окремих підсилювачів.

Тому що в загальному випадку е.р.с. підсилюваного сигналу описується складною функцією, то її можна розкласти в гармонічний ряд на складові, що утворюють дискретний спектр для періодичної функції та суцільний спектр для неперіодичної. До сигналів з широким спектром частот відносяться сигнали звукової частоти, отримані від мікрофона, фототелеграфного апарату, створені передавальною телевізійною трубкою і т.і. Вони характе-

ризуються відношенням $\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \gg 1$, де f_{\max} та f_{\min} – відповідно максимальна

та мінімальна (граничні) частоти в спектрі підсилюваного сигналу. Сигнали з вузьким спектром частот утворюються в результаті модуляції та носять назву радіосигналів. Для таких сигналів $\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \approx 1$, тому що складові спектру в основному зосереджені біля несучої частоти.

За призначенням підсилювачі діляться на підсилювачі напруги, струму та потужності. Умови роботи підсилювача необхідно розглядати як з боку його входу, так і з боку його виходу.

Підсилювачем напруги називають такий підсилювач, для якого вхідний опір значно перевищує внутрішній опір джерела сигналу, тобто $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{дж}}$. В цьому випадку джерело сигналу працює практично в режимі холостого ходу, а вхідним параметром є е.р.с. генератора.

Підсилювач струму характеризується нерівністю $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{дж}}$. При цьому вхідним сигналом буде струм, а джерело сигналу буде працювати в режимі короткого замикання.

Додамо, що один і той самий підсилювач з незмінним вхідним опором може бути або підсилювачем струму, або підсилювачем потужності в залежності від внутрішнього опору джерела сигналу. Для підсилювача потужності для передачі максимальної потужності від джерела у вхідне коло підсилювача необхідно виконання умови $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{дж}}$. В цьому випадку підсилювач працює в режимі узгодження вхідного кола та може бути підсилювачем напруги або струму в залежності від вихідного кола (зокрема, навантаження).

За типом активного елемента підсилювачі діляться на напівпровідникові, лампові, магнітні, релейні, електромашинні, діелектричні, ізолюючі і т.і. Напівпровідникові підсилювачі реалізуються на транзисторах (біполяр-



них та польових), аналогових мікросхемах, операційних підсилювачах (ОП), транзисторних оптопарах і т.і.

З іншими класифікаційними ознаками більш детально ознайомимось в наступних розділах навчального посібника.

1.2. Основні технічні показники підсилювачів

Найважливішими технічними показниками підсилювача є: коефіцієнти підсилення (за напругою, струмом та потужністю), вхідний та вихідний опори, вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, мінімальна вхідна напруга (чутливість), діапазон підсилюваних частот, динамічний діапазон вхідних сигналів та рівень власних шумів, а також показники, що характеризують нелінійні, частотні та фазові спотворення підсилюваного сигналу.

Коефіцієнти підсилення. Коефіцієнтом підсилення за напругою або просто коефіцієнтом підсилення K називається величина, що показує, у скільки разів вихідна напруга підсилювача більше вхідної, тобто

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (1.1)$$

Значення коефіцієнта підсилення K в різних підсилювачах може мати величину порядку десятків або навіть сотень. Але й цього в деяких випадках недостатньо для отримання на виході підсилювача сигналу потрібної амплітуди. Тоді використовують послідовне включення декількох підсилювальних каскадів (рис.1.1). Для багатокаскадних підсилювачів загальний коефіцієнт підсилення дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_N \quad (1.2)$$

Для структурної схеми підсилювача, наведеного на рис.1.1, $K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$, або $K = \frac{U_{\text{вих3}}}{U_{\text{вх1}}}$. Легко перевірити, що

$$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вх1}}} \cdot \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вих1}}} \cdot \frac{U_{\text{вих3}}}{U_{\text{вих2}}} = \frac{U_{\text{вих3}}}{U_{\text{вх1}}},$$

тобто справедливості співвідношення (1.2) доведена.

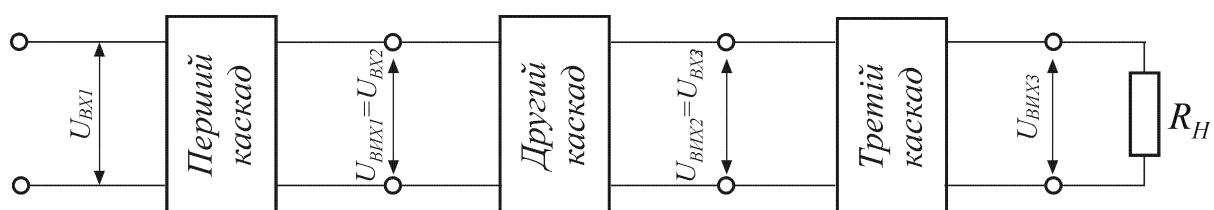


Рис.1.1. Структурна схема трикаскадного підсилювача

Коефіцієнт підсилення, обчислений за формулою (1.1), являє собою безрозмірну величину. Враховуючи, що в сучасних підсилювальних схемах



коефіцієнт підсилення, виражений в безрозмірних одиницях, набуває дуже великих значень, в електроніці досить поширеним є спосіб виразу підсилювальних властивостей в логарифмічних одиницях – децибелах (дБ).

Коефіцієнт підсилення, виражений в децибелах, дорівнює

$$K_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \cdot \lg K. \quad (1.3)$$

Зворотний перехід від децибел до безрозмірного числа відбувається за допомогою такого співвідношення:

$$K = 10^{\frac{K_{\text{дБ}}}{20}}. \quad (1.4)$$

Якщо прийняти $K_{\text{дБ}} = 1$ дБ, то

$$K = 10^{\frac{K_{\text{дБ}}}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1.12.$$

Отже, підсилення дорівнює одному децибелу, якщо напруга на виході підсилювача в 1.12 разів (на 12 %) більша, ніж напруга на вході. Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача, виражений в децибелах, являє собою суму коефіцієнтів підсилення окремих каскадів підсилювача:

$$20 \cdot \lg K = 20 \cdot \lg K_1 + 20 \cdot \lg K_2 + \dots + 20 \cdot \lg K_N,$$

тобто

$$K_{\text{дБ}} = K_{1,\text{дБ}} + K_{2,\text{дБ}} + \dots + K_{N,\text{дБ}}. \quad (1.5)$$

Окрім коефіцієнта підсилення за напругою на практиці користуються коефіцієнтами підсилення за струмом та за потужністю, які також можуть бути виражені у децибелах. Але тут необхідно відзначити, що вихідний сигнал може відрізнитись від вхідного не тільки за амплітудою, але й за фазою. Тому в загальному випадку коефіцієнти підсилення за напругою та за струмом – величини комплексні. Що ж стосується коефіцієнта підсилення за потужністю, то він має зміст тільки при активному характері навантаження. Тому коефіцієнт підсилення за потужністю – завжди число дійсне. Наприклад, якщо потужність сигналу на вході підсилювача має значення $P_{\text{вх}}$, а на виході – $P_{\text{вих}}$, то коефіцієнт підсилення за потужністю в децибелах можна визначити як

$$K_{P,\text{дБ}} = 10 \cdot \lg \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (1.6)$$

Слід пам'ятати, що для переходу до децибел при логарифмі відношення потужностей ставиться множник 10, а при логарифмі відношення напруг або струмів – множник 20. Це пояснюється тим, що потужність пропорційна квадрату напруги або квадрату струму, тобто $P = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R$.



Вхідний та вихідний опори. Підсилювач можна розглядати як активний чотириполіусник, до вхідних клем якого підключається джерело сигналу, що підсилюється, а до вихідних – опір навантаження. На рис.1.2 наведена одна з можливих еквівалентних схем підсилювального каскаду. Джерело вхідного сигналу показане у вигляді генератора напруги з е.р.с. $E_{ВХ}$, що має внутрішній опір $R_{Г}$. З боку виходу підсилювач представлений як генератор напруги з е.р.с. $E_{ВІХ}$ та внутрішнім опором $R_{ВІХ}$. Підсилювач одночасно є навантаженням для джерела сигналу та джерелом сигналу для зовнішнього навантаження $R_{Н}$, при цьому навантаженням підсилювача може бути не тільки кінцевий пристрій (споживач), але й вхід наступного каскаду підсилювача. Можливою є побудова еквівалентних схем, для яких джерела вхідного та вихідного сигналів будуть представлені як генератори струму.

Вхідний опір підсилювача в будь – якому випадку являє собою опір між вхідними клемми підсилювача. Він дорівнює

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}}. \quad (1.7)$$

Вихідний опір $R_{ВІХ}$ визначають між вихідними клемми підсилювача при відключеному опорі навантаження $R_{Н}$. Вхідний та вихідний опори підсилювача, як і опір навантаження, в загальному випадку мають комплексний характер, але вхідні та вихідні струми і напруги на практиці визначають в умовах, при яких ці опори можна вважати активними.

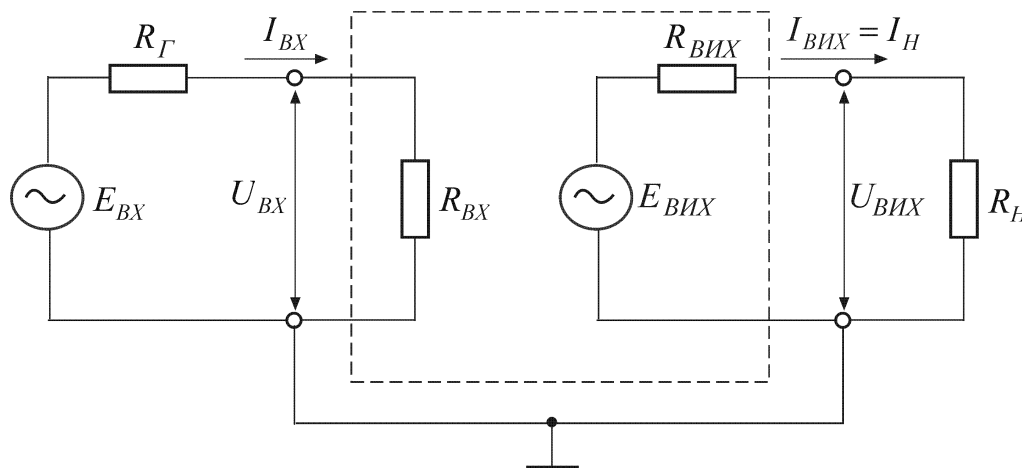


Рис.1.2. Підсилювач як чотириполіусник

Залежно від співвідношення внутрішнього опору джерела $R_{Г}$ та вхідного опору підсилювача $R_{ВХ}$ джерело сигналу може працювати в режимі холостого ходу ($R_{ВХ} \gg R_{Г}$), короткого замикання ($R_{ВХ} \ll R_{Г}$) та узгодження ($R_{ВХ} \approx R_{Г}$). Аналогічні режими роботи можливі і для вихідного кола: $R_{Н} \gg R_{ВІХ}$ – холостий хід; $R_{Н} \ll R_{ВІХ}$ – коротке замикання; $R_{Н} \approx R_{ВІХ}$ – уз-



годження. Згідно з цим як для вхідного, так і для вихідного кіл реалізуються режими підсилення напруги, струму та потужності.

Вихідна потужність. При активному характері опору навантаження вихідна потужність підсилювача дорівнює

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{м.вих}}^2}{2 \cdot R_{\text{н}}}. \quad (1.8)$$

де $U_{\text{вих}}$ – діюче, а $U_{\text{м.вих}}$ – амплітудне значення вихідної напруги. Вихідна потужність – це потужність, що розвивається підсилювачем в навантаженні.

Збільшення вихідної потужності підсилювача обмежено спотвореннями, які виникають за рахунок нелінійності характеристик підсилювальних елементів при великих амплітудах сигналів. Тому найчастіше підсилювач характеризується максимальною потужністю, яку можна одержати на виході за умови, що спотворення не перевищують заданої (припустимої) величини. Ця потужність називається номінальною вихідною потужністю підсилювача.

Коефіцієнт корисної дії. Цей показник особливо важливо враховувати для підсилювачів середньої та великої потужності, оскільки він дозволяє оцінити їх економічність. Чисельно к.к.д. дорівнює

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} \cdot 100\%, \quad (1.9)$$

де P_0 – потужність, споживана підсилювачем від всіх джерел живлення.

Номінальна вхідна напруга (чутливість). Номінальною вхідною напругою називається напруга, яку треба підвести до входу підсилювача, щоб одержати на виході задану потужність. Вхідна напруга залежить від типу джерела коливань, що підсилюються. Чим менше величина вхідної напруги, що забезпечує потрібну вихідну потужність, тим вище чутливість підсилювача. Якщо на вхід підсилювача подати напругу, амплітуда якої перевищує номінальне значення, то це призведе до значних спотворень сигналу. Таке носить назву перевантаження зі сторони входу. Якщо підсилювач призначений для роботи від декількох джерел сигналу, то його вхід розраховується на найменшу з напруг, а інші джерела включено через подільник напруги.

Діапазон підсилюваних частот. Діапазоном посилюваних частот або смугою пропускання підсилювача називається та область частот, в якій коефіцієнт підсилення змінюється не більше, ніж це припустимо за технічними умовам. Припустимі зміни коефіцієнтів підсилення в межах смуги пропускання залежать від призначення та умов роботи підсилювача. В ПНЧ, наприклад, ці зміни не перевищують 3 дБ. Відрізняють абсолютну та відносну смуги пропускання. Під абсолютною смугою пропускання розуміють різницю між верхньою та нижньою частотою підсилюваного сигналу, тобто



$\Delta f = f_B - f_H = f_{\max} - f_{\min}$. Відносна смуга пропускання – відношення абсолютної смуги пропускання до середньої частоти смуги пропускання, тобто $\delta f = \frac{\Delta f}{f_{\text{сер}}} = \frac{2(f_{\max} - f_{\min})}{f_{\max} + f_{\min}}$. Таким чином, чим більшим є значення відносної

смуги пропускання, тим більш широкосмуговим є підсилювач. Слід мати на увазі, що з розширенням смуги пропускання зростає вартість апаратури та ускладнюється її конструкція. Окрім того, може збільшуватись вплив на підсилювач різного виду завад. Тому на практиці частотний діапазон підсилювача обмежують, що забезпечує необхідну якість роботи підсилювача.

Рівень власних завад підсилювача. Динамічний діапазон амплітуд. Причини виникнення завад на виході підсилювача різні. Їх можна розділити на три основні групи:

- 1) теплові шуми;
- 2) шуми підсилювальних елементів;
- 3) завади через пульсації напруги живлення та наводки, обумовлені впливом зовнішніх електричних та магнітних полів.

Відомо, що у провідниках та напівпровідниках при нормальній температурі (порядку 20°C) електрони рухаються хаотично, при цьому в кожний момент часу кількість електронів, що рухаються в деякому одному напрямку, перевищує кількість електронів, що рухаються в інших напрямках. Переважний рух електронів в будь-якому напрямку є електричним струмом, при цьому на провіднику створюється напруга, не підпорядкована будь-якому визначеному закону. Оскільки вперше з таким ефектом зіткнулись при створенні радіомовних приймачів, в яких теплова напруга після підсилення потрапляла на гучномовець та створювала шум, її назвали напругою шумів.

Складові спектра шумової напруги внаслідок своєї випадковості мають довільні частоти та фази і тому практично охоплюють всю смугу пропускання підсилювача. Отже, із збільшенням смуги пропускання підсилювача рівень теплового шуму зростає. Окрім того, шум тим більший, чим вища температура та більша величина опору кола, яке створює напругу теплових шумів. При температурі 20÷25°C шумову напругу можна знайти за формулою

$$U_{\text{т.ш}} \approx 0.13 \sqrt{(f_B - f_H)R}, \quad (1.10)$$

де $U_{\text{т.ш}}$ – напруга теплових шумів, мкВ; $\Delta f = f_B - f_H$ – смуга пропускання кола, кГц; R – активна складова опору кола в смузі пропускання Δf , кОм.

Всі кола підсилювача створюють напругу теплових шумів, проте особливо значний вплив виявляють власні шуми перших підсилювальних каскадів, тому що ці шуми далі підсилюються всіма наступними каскадами. Якщо, наприклад, верхня та нижня робочі частоти підсилювача дорівнюють 10 кГц



та 100 Гц, а активний опір вхідного кола складає 500 Ом, то напруга теплових шумів буде дорівнювати $U_{T,ш} = 0.13\sqrt{(10-0.1)\cdot 0.5} \approx 0.27$ мкВ.

Наведені обчислення показують, що величина напруги теплових шумів дуже мала. Тому завади від теплових шумів у підсилювачах визначаються тільки при великих коефіцієнтах підсилення. Напруга шумів може виникнути також через нерівномірність руху носіїв електричних зарядів крізь підсилювальний елемент. Це явище носить назву дробового ефекту. Рівень шумів транзисторів на практиці оцінюють коефіцієнтом шуму, який виражається в децибелах і показує, на скільки децибелів включений у коло транзистор підвищує рівень шумів в порівнянні з тепловими шумами кола.

На загальний рівень завад підсилювача впливають пульсації напруг джерел живлення та наводки з боку зовнішніх електричних і магнітних полів. Зменшити рівень цих завад можна при застосуванні додаткових згладжувальних фільтрів на виході джерел живлення та ретельному екрануванні найбільш відповідальних кіл підсилювача (головним чином вхідних).

Загальний рівень завад на виході підсилювача повинний бути значно менше напруги підсиленого сигналу, інакше з хаотичної змінної вихідної напруги не можна буде виділити корисний сигнал. Тому вважають, що корисний сигнал повинний перевищувати рівень завад не менше, ніж у 2÷3 рази.

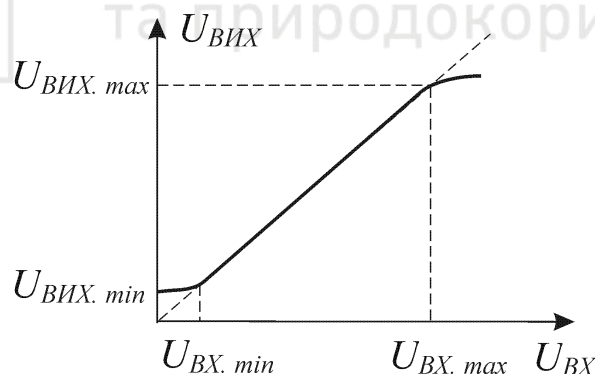


Рис.1.3. Амплітудна характеристика підсилювача

Графічна залежність амплітуди (або діючого значення) вихідної напруги підсилювача від амплітуди (або діючого значення) його вихідної напруги на деякій незмінній частоті сигналу отримала назву амплітудної характеристики (рис.1.3). Амплітудна характеристика реального підсилювача (суцільна лінія на рис.1.3) не проходить через початок координат, оскільки у реальних підсилювачах напруга на виході за відсутності вхідної напруги визначається рівнем власних шумів підсилювача та завадами. При великих вхідних напругах $U_{ВХ} > U_{ВХ. max}$ реальна амплітудна характеристика також розходиться з ідеальною (пунктирна лінія), відхиляючись від лінійної залежності через перенавантаження підсилювальних елементів з боку входу.

Таким чином, реальний підсилювач без помітних спотворень може підсилювати напруги не менше $U_{вх. \min}$ та не більше $U_{вх. \max}$. Відношення амплітуд найбільш інтенсивного та найменш інтенсивного сигналів на вході підсилювача носить назву динамічного діапазону амплітуд, який на практиці виражають в децибелах:

$$D_{дБ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{вх. \max}}{U_{вх. \min}}. \quad (1.11)$$

Спотворення в підсилювачах. При підсиленні електричних сигналів можуть виникати нелінійні, частотні та фазові спотворення.

Нелінійні спотворення являють собою зміну форми кривих підсилюваних коливань, викликану нелінійними властивостями кіл, через які ці коливання проходять. Основною причиною появи нелінійних спотворень в підсилювачі є нелінійність статичних характеристик активних елементів, а також характеристик намагнічування трансформаторів або дроселів з осерддями.

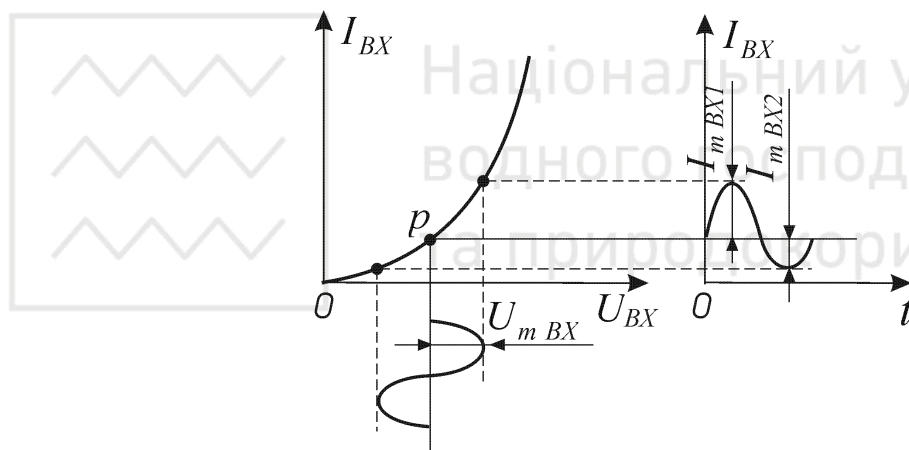


Рис.1.4. Поява нелінійних спотворень сигналу через нелінійність вхідної характеристики транзистора

Поява спотворень форми сигналу, викликаних нелінійністю вхідних характеристик транзистора, ілюструється рис.1.4. Припустимо, що на вхід підсилювача подано випробувальний сигнал синусоїдальної форми (В реальних підсилювачах вхідний сигнал може мати будь-яку форму, як правило, відмінну від синусоїдальної. Проте більш зручно досліджувати властивості підсилювача, вважаючи, що на його вхід потрапляє чисто синусоїдальний випробувальний сигнал). Потрапивши на нелінійну ділянку вхідної характеристики транзистора, цей сигнал викликає зміни вхідного струму, форма якого буде відрізнятися від синусоїдальної. В зв'язку з цим вихідна напруга та вихідний струм змінять свою форму в порівнянні з вхідним сигналом.

Чим більшою є нелінійність підсилювача, тим сильніше ним спотворюється синусоїдальна напруга, що подається на вхід. Відомо (теорема Фур'є), що будь-яка несинусоїдальна періодична функція може бути представлена



сумою гармонічних коливань основної частоти та вищих (кратних) гармонік. Таким чином, в результаті нелінійних спотворень на виході підсилювача з'являються вищі гармоніки – абсолютно нові коливання, яких не було на вході. Ступінь нелінійних спотворень підсилювача оцінюють за величиною коефіцієнта нелінійних спотворень (коефіцієнта гармонік):

$$K_r = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^N P_k}{P_1}}, \quad (1.12)$$

де $P_2 + P_3 + \dots + P_N$ – сума електричних потужностей, що виділяються в навантаженні гармоніками, які з'явилися в результаті нелінійного підсилення; P_1 – електрична потужність першої гармоніки.

Якщо опір навантаження має однакову величину для всіх гармонічних складових підсиленого сигналу, коефіцієнт гармонік визначається як

$$K_r = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_N^2}{I_1^2}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^N I_k^2}{I_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^N U_k^2}{U_1^2}}, \quad (1.13)$$

де I_1, I_2, I_3 та інші – діючі (або амплітудні) значення першої, другої, третьої і т.і. гармонік струму на виході; U_1, U_2, U_3 та інші – діючі (або амплітудні) значення першої, другої, третьої і т.д. гармонік вихідної напруги.

Коефіцієнт гармонік виражають у відсотках, тому знайдене за формулами (1.12) та (1.13) значення K_r слід помножити на 100. Загальна величина нелінійних спотворень, які виникають на виході підсилювача, створених окремими каскадами, визначається за наближеною формулою:

$$K_{r,\text{заг}} = K_{r,1} + K_{r,2} + \dots + K_{r,N} = \sum_{k=1}^N K_{r,k}, \quad (1.14)$$

де $K_{r,1}, K_{r,2}, \dots, K_{r,N}$ - нелінійні спотворення, що вносяться кожним каскадом підсилювача. Припустима величина коефіцієнта гармонік залежить від призначення підсилювача. В підсилювачах контрольно – вимірювальної апаратури, наприклад, припустиме значення K_r складає десяті частки відсотка.

Частотними називаються спотворення, зумовлені зміною величини коефіцієнта підсилення на різних частотах. Причиною цих спотворень є присутність в схемі підсилювача реактивних елементів – конденсаторів, котушок індуктивності, міжелектродних ємностей підсилювальних елементів, ємностей монтажу і т.і. Залежність величини реактивного опору від частоти не дозволяє одержати постійний коефіцієнт підсилення в діапазоні частот.

Частотні спотворення, що вносяться підсилювачем, оцінюють за його амплітудно–частотною характеристикою (АЧХ), яка являє собою залежність

коефіцієнта підсилення від частоти підсилюваного сигналу. В залежності від типу та призначення підсилувача форми АЧХ можуть бути різними. Для прикладу на рис.1.5 наведений один з можливих варіантів АЧХ ПНЧ. При побудові АЧХ частоту по осі абсцис зручніше відкладати не в лінійному, а в логарифмічному масштабі (для кожної частоти по осі абсцис фактично відкладається величина $\lg f$, а підписується значення частоти). Якщо частоту відкладати в лінійному масштабі, то така характеристика буде незручною для користування, оскільки всі нижні частоти будуть дуже стислі біля самого початку координат, а область верхніх частот буде надто розтягнутою.

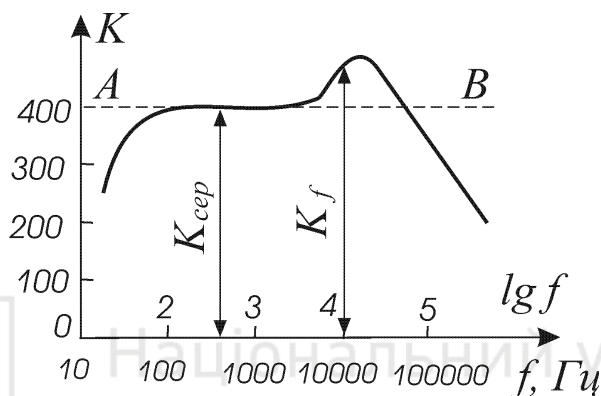


Рис.1.5. Приблизний вигляд АЧХ підсилувача низької частоти

Ступінь спотворень на окремих частотах визначається коефіцієнтом частотних спотворень M , який дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення на середній частоті $K_{\text{сеп}}$ до коефіцієнта підсилення на деякій частоті K_f :

$$M = \frac{K_{\text{сеп}}}{K_f}. \quad (1.15)$$

Найбільші частотні спотворення виникають на межах діапазону частот f_H та f_B . Коефіцієнти частотних спотворень в цьому випадку дорівнюють:

$$M_H = \frac{K_{\text{сеп}}}{K_H}; \quad M_B = \frac{K_{\text{сеп}}}{K_B}, \quad (1.16)$$

де K_H та K_B – відповідно коефіцієнти підсилення на нижніх та верхніх частотах діапазону. З визначення коефіцієнта частотних спотворень виходить, що якщо $M > 1$, то частотна характеристика в області даної частоти має завал, а якщо $M < 1$, – то підйом. Для підсилувача низької частоти ідеальною частотною характеристикою є горизонтальна пряма (лінія АВ на рис.1.5).

Коефіцієнт частотних спотворень багатокаскадного підсилувача дорівнює добутку коефіцієнтів частотних спотворень окремих каскадів, тобто

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \cdot M_N = \prod_{k=1}^N M_k. \quad (1.17)$$

Отже, частотні спотворення, що виникають в одному каскаді підсилувача, можуть бути скомпенсовані в іншому для того, щоб загальний коефіцієнт

ент частотних спотворень не виходив за межі заданого. Коефіцієнт частотних спотворень, як і коефіцієнт підсилення, зручно виражати у децибелах:

$$M_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg M. \quad (1.18)$$

У випадку багатокаскадного підсилювача

$$M_{\text{дБ}} = M_{1,\text{дБ}} + M_{2,\text{дБ}} + M_{3,\text{дБ}} + \dots + M_{N,\text{дБ}} = \sum_{k=1}^N M_{k,\text{дБ}}. \quad (1.19)$$

Припустима величина частотних спотворень залежить від призначення підсилювача. Для підсилювачів контрольно – вимірювальної апаратури, наприклад, припустимі спотворення визначаються потрібною точністю вимірювання та можуть складати десятки та навіть соті частки децибела.

Слід мати на увазі, що частотні спотворення в підсилювачі завжди супроводжуються появою фазового зсуву між вхідним та вихідним сигналами, тобто фазовими спотвореннями. При цьому під фазовими спотвореннями розуміють тільки зсуви, що створюються реактивними елементами підсилювача, а зсув фази самим підсилювальним елементом до уваги не береться.

Фазові спотворення, що вносяться підсилювачем, оцінюються за його фазочастотною характеристикою, яка являє собою графік залежності кута фазового зсуву φ між вихідною та вхідною напругами підсилювача від частоти (рис.1.6). Фазові спотворення в підсилювачі відсутні, коли фазовий зсув лінійно залежить від частоти. Ідеальною фазочастотною характеристикою є пряма лінія, що починається на початку координат (пунктирна лінія на рис.1.6). Фазочастотна характеристика реального підсилювача має вигляд, показаний на рис.1.6 суцільною лінією.

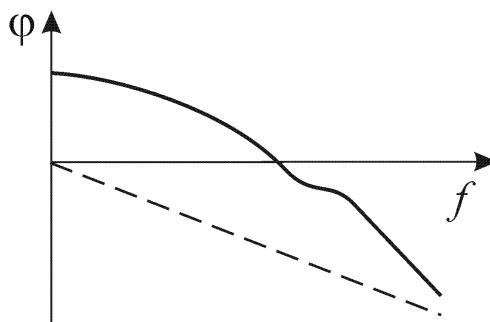


Рис.1.6. Фазочастотна характеристика підсилювача

Шумові характеристики підсилювачів. До шумових характеристик підсилювачів відносять коефіцієнт шуму та шумову температуру. Потужність шуму, що розсіюється на опорі навантаження R_H , обумовлена як шумами самого підсилювача, так і шумами джерела сигналу. Питома вага шумів підсилювача в повній потужності шумів характеризується коефіцієнтом шуму. Реальний диференціальний коефіцієнт шуму визначається таким чином:



$$K_{ш.р}(f) = \frac{dP_{ш.вих.р.п.}}{dP_{ш.вих.р.}} = \frac{dP_{ш.вих.р.} + dP_{ш.вих.п.}}{dP_{ш.вих.р.}} = 1 + \frac{dP_{ш.вих.п.}}{dP_{ш.вих.р.}},$$

де $P_{ш.вих.р.п.}$ – потужність шумів на виході реального підсилювача; $P_{ш.вих.р.}$ – потужність шумів на виході реального джерела сигналу з шумовою температурою $T_{дж}(f)$; $P_{ш.вих.п.}$ – потужність шумів на виході підсилювача за виключенням шумів реального джерела сигналу.

Таким чином, реальний коефіцієнт шуму залежить від шумових властивостей джерела сигналу, тому не є об'єктивною мірою шумових властивостей підсилювача.

Шуми підсилювача при визначенні коефіцієнта шуму можна приводити не тільки до виходу, але і до входу підсилювача, тобто

$$K_{ш.р}(f) = 1 + \frac{dP_{ш.вх.п.}}{dP_{ш.вх.р.}}.$$

Шуми підсилювача можуть бути замінені еквівалентними шумами джерела сигналу. Температуру, до якої слід додатково “нагріти” активну складову вихідного опору джерела сигналу ($T_{п}(f)$) для отримання на виході (на вході) при ідеальному підсилювачі такої самої потужності шумів, що і при реальному, називають власною шумовою температурою підсилювача.

Оскільки коефіцієнт шуму та власна шумова температура підсилювача відображають шумові властивості підсилювача, вони зв'язані між собою:

$$T_{п}(f) = T_{дж}(f) \{K_{ш.р}(f) - 1\} = T_0 \{K_{ш}(f) - 1\},$$

де $T_0 = 300$ К – стандартизована температура джерела сигналу.

Таким чином, шумова температура підсилювача не залежить від шумової температури джерела сигналу, що є її перевагою як міри шумових властивостей в порівнянні з коефіцієнтом шуму.

Диференціальний коефіцієнт шуму обчислюють (вимірюють) на кожній частоті робочого діапазону, що дозволяє встановити частотну залежність шумових властивостей підсилювача.

З іншого боку, коефіцієнт шуму показує, як зміниться відношення сигнал/шум при проходженні сигналу через пристрій, тобто

$$K_{ш} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вих}} = \frac{q_{с/ш.вх}}{q_{с/ш.вих}} > 1,$$

де $q_{с/ш.вх}$ та $q_{с/ш.вих}$ – відношення сигнал/шум за потужністю відповідно на вході та виході пристрою.

Останнє співвідношення показує, що сам пристрій додає шуми, хоча деякі шуми на вході вже були присутні.



Перепишемо останнє співвідношення таким чином:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с.вх}} P_{\text{ш.вих}}}{P_{\text{ш.вх}} P_{\text{с.вих}}} = \frac{P_{\text{ш.вих}}}{K_p P_{\text{ш.вх}}} = \frac{K_p P_{\text{ш.вх}} + P_{\text{ш.вих.вл}}}{K_p P_{\text{ш.вх}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш.вих.вл}}}{K_p P_{\text{ш.вх}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш.вх.вл}}}{P_{\text{ш.вх}}},$$

де $P_{\text{ш.вх.вл}}$ – приведена до входу потужність власних шумів.

У відносних одиницях (децибелах) коефіцієнт шуму буде визначатися таким співвідношенням:

$$K_{\text{ш}} (\text{дБ}) = 10 \lg K_{\text{ш}}.$$

Для багатокаскадного пристрою, який складається з N каскадів, можна записати (тут коефіцієнт шуму виражений в дБ)

$$K_{\text{ш.}\Sigma} = K_{\text{ш.1}} + \frac{K_{\text{ш.2}} - 1}{K_{\text{р.ном.1}}} + \frac{K_{\text{ш.2}} - 1}{K_{\text{р.ном.1}} K_{\text{р.ном.2}}} + \frac{K_{\text{ш.3}} - 1}{K_{\text{р.ном.1}} K_{\text{р.ном.2}} K_{\text{р.ном.3}}} + \dots,$$

де $K_{\text{р.ном.}i}$ – коефіцієнт підсилення потужності i -го каскаду в режимі узгодження. Якщо коефіцієнти шумів каскадів мають один порядок, а $K_{\text{р.ном.}i} \gg 1$ (в принципі достатньо, щоб ця умова виконувалася тільки для першого каскаду), то $K_{\text{ш.}\Sigma} = K_{\text{ш.1}}$. Таким чином, чим більше віддалений каскад від входу, тим меншою є його доля шумів на виході, тому що вони не підсилюються усіма каскадами пристрою. Для зменшення шумів необхідно на вхід ставити транзистори з малим коефіцієнтом шуму.

Часові характеристики підсилювачів. Часові характеристики підсилювачів визначаються двома характеристиками – перехідною та імпульсною. Перехідна характеристика $h(t)$ є відгук підсилювача на одиничну функцію включення (функцію Хевісайда), тобто на стрибок напруги (струму)

$$1(t - t_0) = \begin{cases} 1, & t > t_0; \\ 0, & t \leq t_0. \end{cases}$$

Імпульсна характеристика підсилювача $g(t)$ є відгуком підсилювача на дельта-функцію (функцію Дірака)

$$\delta(t - t_0) = \frac{d1(t - t_0)}{dt} = \begin{cases} \infty, & t = t_0; \\ 0, & t \neq t_0. \end{cases}$$

Перехідна та імпульсна характеристики $h(t)$ та $g(t)$ однозначно пов'язані з комплексним коефіцієнтом передачі підсилювального каскаду:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{K(j\omega)}{j\omega} e^{j\omega t} d\omega;$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega;$$



$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt ;$$

$$h(t) = \int_0^{\tau} g(\tau) d\tau ; \quad g(t) = \frac{dh(t)}{dt} .$$

За перехідною характеристикою $h(t)$ легко визначаються спотворення сигналу. Крім того, слід відзначити, що на форму часових характеристик в області малих значень часу t впливає форма АЧХ підсилювача в області високих частот, а на форму часових характеристик в області великих значень часу t – форма АЧХ в області низьких частот.

Багатокаскадні підсилювачі. Багатокаскадний підсилювач являє собою каскадне (послідовне) з'єднання декількох елементарних (однокаскадних) підсилювачів. Багатокаскадні підсилювачі характеризуються наступними параметрами.

1. Коефіцієнт підсилення:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_N = \prod_{k=1}^N K_k ; \quad K[\text{дБ}] = K_1 + K_2 + K_3 + \dots + K_N = \sum_{k=1}^N K_k .$$

2. Частотні спотворення:

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \cdot M_N = \prod_{k=1}^N M_k ;$$

$$M[\text{дБ}] = M_1 + M_2 + M_3 + \dots + M_N = \sum_{k=1}^N M_k .$$

3. Кут фазового зсуву

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots + \varphi_N = \sum_{k=1}^N \varphi_k .$$

4. Коефіцієнт гармонік

$$K_{\Gamma} = \sqrt{K_{\Gamma_2}^2 + K_{\Gamma_3}^2 + \dots + K_{\Gamma_N}^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^N K_{\Gamma_k}^2} ,$$

де $K_{\Gamma_2} = K_{\Gamma_2}^1 + K_{\Gamma_2}^2 + \dots + K_{\Gamma_2}^k + \dots + K_{\Gamma_2}^N = \sum_{k=1}^N K_{\Gamma_2}^k$, k – номер каскаду.

З останніх двох співвідношень видно, що коефіцієнт гармонік в основному визначається останнім, N -им каскадом, тобто $K_{\Gamma} \approx K_{\Gamma}^N$.

5. Шуми багатокаскадного підсилювача в основному визначаються шумами елементів вхідних кіл (в першу чергу активних елементів), тобто

$$U_{\text{вих.}N} = U_{\text{вх}} \prod_{k=1}^N K_k + U_{\text{ш.1}} \prod_{k=1}^N K_k + U_{\text{ш.2}} \prod_{k=2}^N K_k + \dots + U_{\text{ш.}k} \prod_{i=k}^N K_i + \dots + U_{\text{ш.}N} K_N .$$

При розробці підсилювачів технічні вимоги до того або іншого каскаду ставляться у відповідності з ДЕСТами.



Однотактні та двотактні підсилювачі. Схеми однотактних підсилювачів потужності нічим принципово не відрізняються від схем каскадів ПНЧ. Найбільш поширеною є схема з спільним емітером. Такі підсилювачі мають максимальний коефіцієнт корисної дії (ККД) 50%, а середній – не більше 10%. Перевагами двотактної схеми підсилювача потужності є: компенсація в навантаженні парних гармонік, що дозволяє реалізувати режим класу В з його високими енергетичними показниками; відсутність постійної складової в струмі навантаження; компенсація в навантаженні завад та фону, які створюються джерелами живлення. Однак симетрична робота двотактного підсилювача потужності можлива лише при ретельному підборі вихідних активних елементів. На практиці ККД двотактного підсилювача потужності лежить в межах $40 \div 50\%$, а коефіцієнт гармонік складає не менше $2 \div 5\%$. Для двотактних підсилювачів потужності, які працюють в режимі класу В, характерними є спотворення сигналу типу “сходінка”, причина появи яких закладена в нелінійності початкових ділянок вхідної та прохідної характеристик. Для виключення спотворень типу “сходінка” необхідно перейти в режим класу АВ, а для зменшення коефіцієнта гармонік – використовувати місцеві та міжкаскадні від’ємні зворотні зв’язки.

1.3. Підсилювачі низької частоти

Характерною особливістю сучасних електронних підсилювачів є наявність досить широкого класу схем, за якими вони можуть бути побудовані. Проте серед цього класу можна виділити найбільш типові схеми, які містять елементи і кола, що найчастіше зустрічаються в підсилювальних пристроях незалежно від їх функціонального призначення. До таких типових схем відносяться каскади підсилювачів низької частоти. Тому вивчення підсилювальних пристроїв доцільно почати із з’ясування принципів побудови схем ПНЧ, призначення окремих елементів і порядку їх розрахунку.

Сучасні ПНЧ реалізуються переважно на біполярних та польових транзисторах в дискретному або інтегральному виконанні, при цьому підсилювачі в мікровиконанні відрізняються від своїх дискретних аналогів головним чином конструктивно – технологічними особливостями, а схемна побудова принципів відмінностей не має. При вивченні цієї глави слід звернути увагу на такі основні питання:

1. Якими міркуваннями користуються при побудові попередніх та кінцевих (вихідних) каскадів підсилювача?
2. В чому полягають схемні особливості каскадів транзисторних підсилювачів?
3. Як здійснюється міжкаскадний зв’язок в багатокаскадних підсилювачах?
4. Якими засобами досягається узгодження попередніх каскадів один з одним та вихідних каскадів з опором навантаження?



1.4. Попередні каскади підсилення

Призначення підсилювача полягає в отриманні на заданому опорі навантаження пристрою потрібної потужності підсилюваного сигналу.

В якості джерела вхідного сигналу в ПНЧ можуть використовуватись такі пристрої, як мікрофон, звукознімач, фотоелемент, термопара, детектор і т. ін. Типи навантажень також досить різні. Ними можуть бути, наприклад, гучномовець, вимірювальний прилад, осцилограф, реле і т. ін.

Більшість з перерахованих джерел вхідного сигналу розвивають дуже низьку напругу. Подавати її безпосередньо на каскад підсилення потужності не має змісту, тому що при такому низькому рівні напруги керування неможливо отримати деяких значних змін вихідного струму, а відповідно, і вихідної потужності. Тому до складу структурної схеми підсилювача, окрім вихідного каскаду, який віддає потрібну потужність корисного сигналу в навантаження, як правило, входять також і попередні каскади підсилення (рис.1.7).

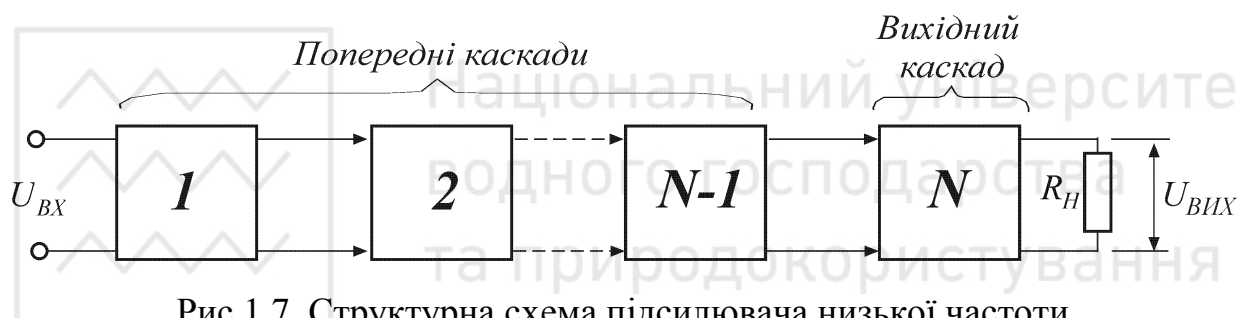


Рис.1.7. Структурна схема підсилювача низької частоти

Ці каскади прийнято класифікувати за характером опору навантаження у вихідному колі транзистора. Найбільш поширені резистивні підсилювальні каскади, опором навантаження яких є резистор.

В якості навантаження транзистора може бути використаний і трансформатор. Такі каскади підсилення носять назву трансформаторних. Проте внаслідок великої вартості, значних розмірів та маси трансформатора, а також через нерівномірність амплітудно – частотних характеристик трансформаторні каскади попереднього підсилення використовуються рідко. Основне використання ці схеми знаходять у вихідних каскадах підсилювачів.

В каскадах попереднього підсилення на біполярних транзисторах частіше інших використовується схема з спільним емітером, яка, як було показано вище, має високий коефіцієнт підсилення за напругою і потужністю, порівняно великий вхідний опір та припускає використання одного спільного джерела енергії для кіл емітера та колектора.

Розглянемо принципи побудови та роботи найбільш поширених у використанні схем попереднього підсилення.

Резистивний каскад на біполярному транзисторі. Проста схема резистивного підсилювального каскада з спільним емітером та жив-

ленням від одного джерела показана на рис.1.8. Вхідний сигнал подається на базу і змінює її потенціал відносно спільного емітера. Це призводить до зміни струму бази, а відповідно, до зміни струму і напруги на опорі навантаження R_K . Розділовий конденсатор C_{p1} використовується для запобігання проходження постійної складової струму бази через джерело вхідного сигналу. За допомогою розділового конденсатора C_{p2} на вихід каскаду потрапляє тільки змінна складова напруги $U_{ке}$, яка змінюється за законом зміни вхідного сигналу, але значно перевищує його за величиною. Важливу роль в роботі схеми відіграє резистор $R_б$ в колі бази, який забезпечує вибір положення робочої точки на характеристиках транзистора і визначає режим роботи каскаду на постійному струмі. Для з'ясування ролі резистора $R_б$ звернемося до рис.1.9, який ілюструє процес підсилення сигналу схемою з спільним емітером. В принципі процес підсилення можна записати таким чином (за допомогою взаємозв'язку електричних величин):

$$U_{м.вх} \rightarrow I_{б.м} \rightarrow I_{к.м} \rightarrow I_{к.м} \cdot R_K \rightarrow U_{м.вих} = (U_{ке.м} = E_K - I_{к.м} \cdot R_K) \gg U_{м.вх} .$$

Дійсно, розглянувши спочатку рис.1.9, а, а потім рис.1.9, б, можна впевнитись в тому, що напруга вхідного сигналу з амплітудою $U_{м.вх} = U_{бе.м}$ синфазно змінює величину струму бази. Ці зміни базового струму призводять до пропорційних змін струму колектора та напруги на колекторі, при цьому амплітуда колекторної напруги (з урахуванням масштабу по осі абсцис) виходить значно більше амплітуди напруги на базі.

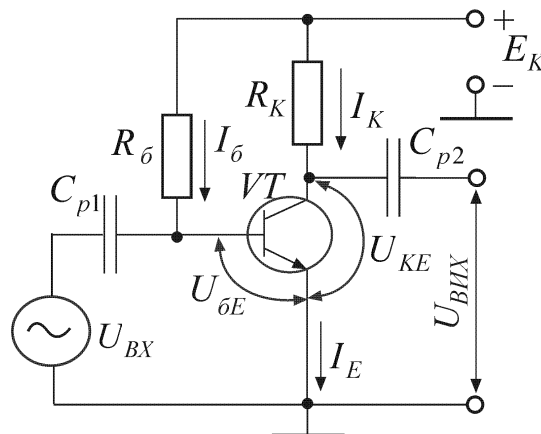


Рис.1.8. Резистивний каскад на біполярному транзисторі з спільним емітером

Для отримання найменших спотворень підсилюваного сигналу робочу точку Р слід розташувати на середині відрізка АВ навантажувальної прямої, побудованої в сімействі вихідних характеристик транзистора. З рис.1.9, б видно, що положення робочої точки Р відповідає струму зміщення в колі бази $I_{б.р}$.

Для отримання вибраного режиму необхідно забезпечити в підсилювачі потрібну величину струму зміщення в колі бази. Для цього і використову-

ється резистор R_{δ} в схемі рис.1.8. Величину опору цього резистора розраховують за такою формулою:

$$R_{\delta} = \frac{E_k - U_{\delta e.p}}{I_{\delta.p}} \approx \beta \cdot \frac{E_k}{I_{k.p}}, \quad (1.10)$$

де $I_{\delta.p}$ та $I_{k.p}$ – відповідно постійні складові струмів бази та колектора у вибраних робочих точках P' та P відповідно.

Схема, наведена на рис.1.8, отримала назву схеми з фіксованим базовим струмом. Зміщення фіксованим струмом бази характеризується мінімальною кількістю елементів та малим споживанням струму від джерела струму. Крім того, порівняно великий опір резистора R_{δ} (десятки кОм) практично не впливає на величину вхідного опору каскада. Проте цей спосіб зміщення використовується лише тоді, коли каскад працює при малих коливаннях робочої температури транзистора. Крім того, великий розкид та нестабільність параметрів β навіть у однотипних транзисторів роблять режим роботи каскаду нестабільним при заміні транзистора а також з плином часу.

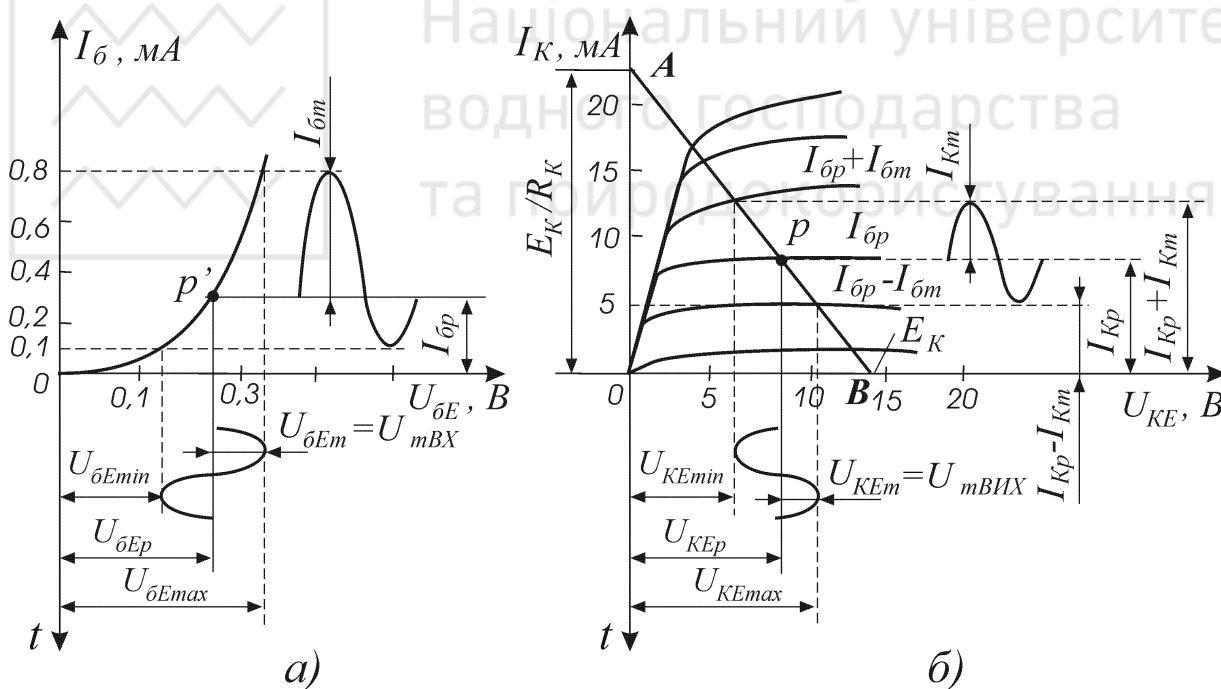


Рис.1.9. Графічне пояснення процесу підсилення сигналу схемою з спільним емітером

Більш ефективною є схема з фіксованою напругою зміщення на базі (рис.1.10). В цій схемі резистори R_{δ}^I та R_{δ}^{II} підключені паралельно джерелу живлення E_k та складають подільник напруги. Опір подільника визначається з таких співвідношень:

$$R_{\delta}^I = \frac{E_k - U_{\delta e.p}}{I_{II} + I_{\delta.p}}; \quad (1.11)$$



$$R_{\sigma}^{\text{II}} = \frac{U_{\text{б.е.р.}}}{I_{\text{II}}} \quad (1.12)$$

Струм подільника I_{II} вибирають в межах

$$I_{\text{II}} \approx (2 \div 5) \cdot I_{\text{б.р.}} \quad (1.13)$$

В цьому випадку підвищується стабільність режиму роботи схеми, тому що зміни струму в колах емітера і колектора транзистора незначно впливають на зміну величини напруги зміщення. Разом з тим струм подільника не слід вибирати досить великим з міркувань економічності, тому що чим більше струм I_{II} , тим більш потужним повинно бути джерело живлення $E_{\text{к}}$.

З схеми, наведеної на рис.1.10 видно, що опір подільника R_{σ}^{II} включено паралельно вхідному опору транзистора. Крім того, нехтуючи малим внутрішнім опором джерела живлення, можна вважати, що R_{σ}^{I} та R_{σ}^{II} включені паралельно один одному. Тому необхідно, щоб виконувалася умова

$$\frac{R_{\sigma}^{\text{I}} \cdot R_{\sigma}^{\text{II}}}{R_{\sigma}^{\text{I}} + R_{\sigma}^{\text{II}}} \gg R_{\text{вх}}, \quad (1.14)$$

тобто подільник, створений резисторами R_{σ}^{I} та R_{σ}^{II} повинен мати досить великий опір (порядка кількох кОм). В іншому випадку опір подільника виявиться малим та буде шунтувати вхідний опір транзистора, зменшуючи вхідний опір підсилювального каскаду.

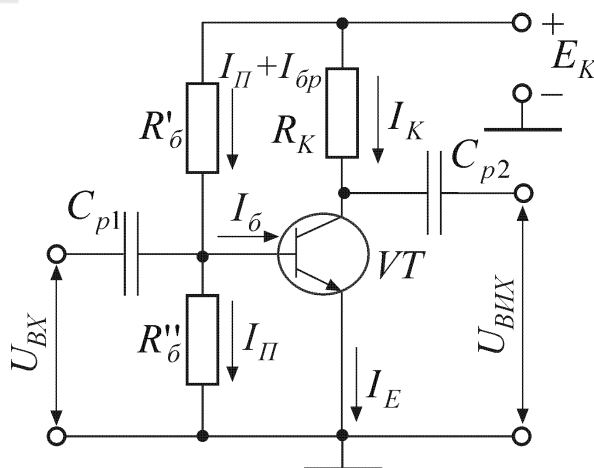


Рис.1.10. Резистивний каскад на біполярному транзисторі з фіксованою напругою зміщення

При побудові схем транзисторних підсилювачів необхідно використовувати засоби для стабілізації положення робочої точки на характеристиках транзистора. Основним фактором, який порушує стабільність роботи транзисторного підсилювача, є вплив температури. Існують різні способи термостабілізації робочого режиму транзисторних каскадів. Найбільш поширені з них реалізуються за допомогою схем, наведених на рис.1.11.

В схемі на рис.1.11,а терморезистор з від'ємним температурним коефіцієнтом опору включений в базове коло транзистора таким чином, щоб при підвищенні температури відбувалося зменшення від'ємної напруги на базі за рахунок зменшення вхідного опору транзистора $R_{вх.VT}$. В цьому випадку відбувається зменшення струму бази, а відповідно і струму колектора. В результаті збільшення колекторного струму, викликане впливом температури, компенсується його зменшенням за рахунок дії термозалежного зміщення, тобто загальний приріст струму колектора буде незначним.

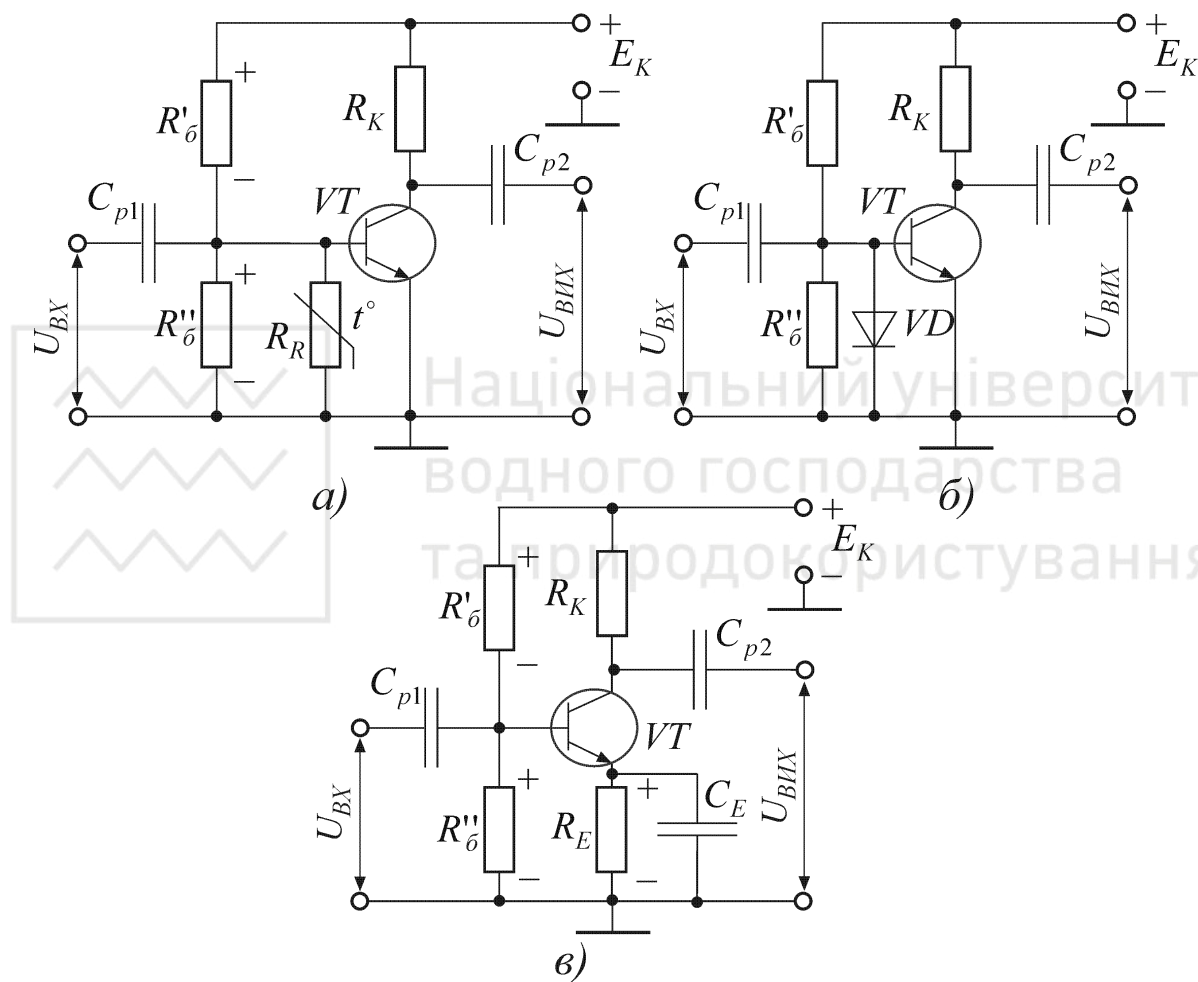


Рис.1.11. Схеми термостабілізації режиму транзисторного каскада:
 а – з терморезистором; б – з діодом; в – з колом емітерної стабілізації

Ще одна з важливих схем термостабілізації режиму транзистора за допомогою напівпровідникового діода показана на рис.1.11,б. В цій схемі діод включений в зворотному напрямку, а температурна характеристика зворотного струму діода повинна бути аналогічною температурній характеристиці зворотного струму колектора транзистора. Проте реалізувати цю можливість вдається тільки для одного транзистора даного типу. При заміні транзистора стабільність, як правило, погіршується через розкид величин зворотного



струму колектора (згадаємо, що зворотний струм колектора найбільше залежить від впливу температури).

Найбільше поширення отримала схема термостабілізації режиму, наведена на рис.1.11, в. В такій схемі на зустріч фіксованій прямій напрузі зміщення, яка знімається з резистора R_6^{II} , спрямована напруга, яка виникає на резисторі R_e при проходженні через нього струму емітера.

Нехай з будь-якої причини, наприклад, при збільшенні температури, постійна складова колекторного струму збільшується. Тому що $I_e = I_k + I_6$, то збільшення струму колектора I_k призведе до збільшення струму емітера I_e та зменшення напруги на резисторі R_e . В результаті напруга між емітером та базою U_{6e} зменшиться, що призведе до зміни струму бази I_6 , а відповідно, і струму колектора I_k . Навпаки, якщо колекторний струм зменшиться, то зменшиться і напруга на резисторі R_e , а пряма напруга U_{6e} збільшиться. В цьому випадку збільшаться струми бази та колектора.

В більшості випадків резистор R_e шунтується конденсатором C_e досить великої ємності (порядка десятків мікрофарад). Це роблять для відводу змінної складової струму емітера від резистора R_e .

1.5 Міжкаскадні зв'язки

Існує три основних способи зв'язку між каскадами в багатокаскадному підсилювачі – зв'язок через розділові конденсатори (ємнісний зв'язок), безпосередній зв'язок (гальванічний) та зв'язок за допомогою трансформатора (трансформаторний). Найбільше поширення в схемах підсилювачів змінної напруги, і зокрема в НПЧ, отримав ємнісний міжкаскадний зв'язок. Типові схеми транзисторних підсилювачів з ємнісним міжкаскадним зв'язком наведені на рис.1.12.

Перші дві схеми (рис.1.12, а, б) не потребують будь-яких пояснень, тому що призначення їх елементів було розібрано вище. Більш цікавою є схема, наведена на рис.1.12, в, яка ілюструє можливість поєднання польових транзисторів з біполярними. Оскільки польові транзистори мають високий вхідний опір і порівняно низький рівень шумів, то їх використання особливо доцільно в перших каскадах підсилювача.

1.6 Однотактний вихідний каскад

Типова схема однотактного вихідного каскаду з спільним емітером наведена на рис.1.13. Елементи схеми C_p , R_6^{I} , R_6^{II} , C_e та R_e виконують ті самі функції, що і в попередніх каскадах підсилення. Вихідний трансформатор використовується для узгодження опору навантаження з вихідним опором

транзистора. Якщо знехтувати втратами в трансформаторі, то можна вважати, що потужність в первинній та вторинній обмотках залишається сталою, тобто $P_I = P_{II}$. В цьому випадку можна записати

$$\frac{U_I^2}{R_I} = \frac{U_{II}^2}{R_{II}}, \quad (1.15)$$

де R_I та R_{II} – опори первинного та вторинного кіл трансформатора змінного струму.

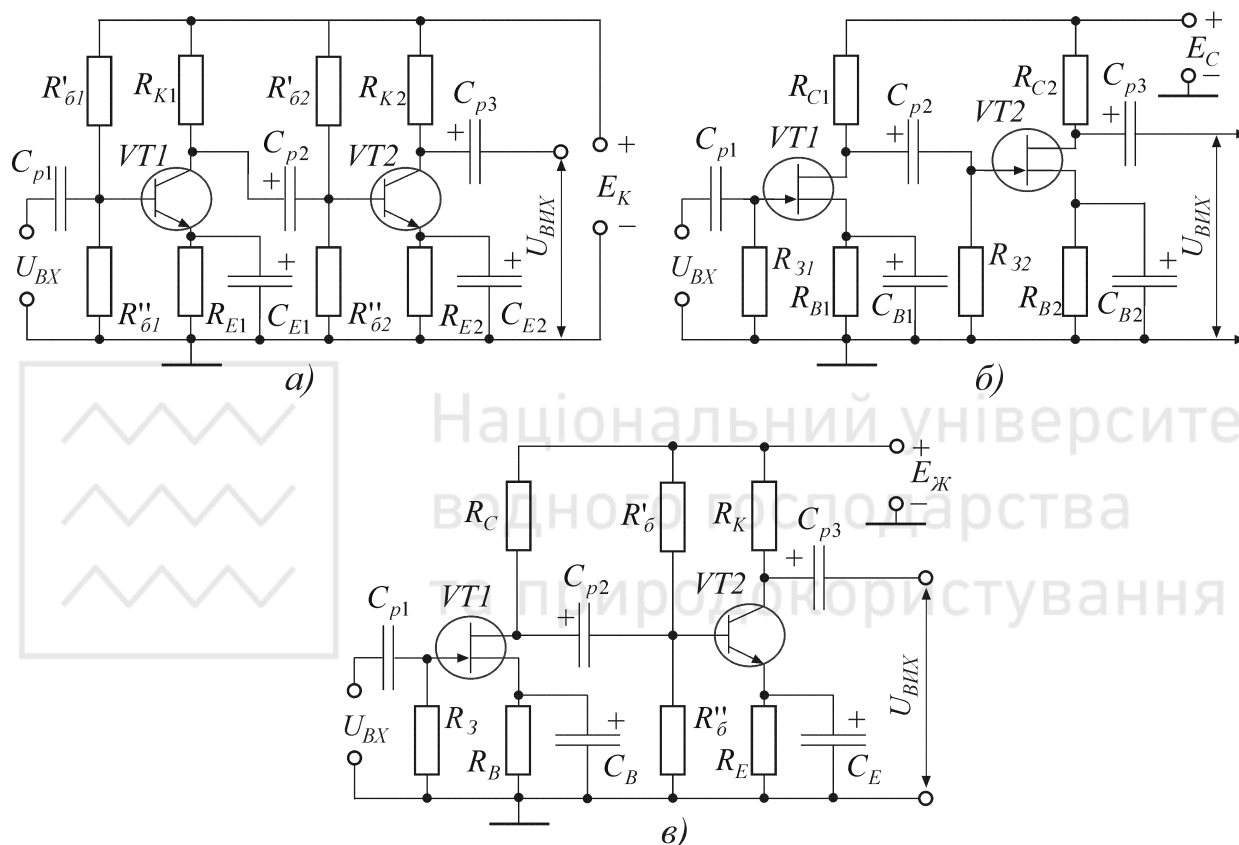


Рис.1.12. Схеми попередніх підсилювачів з ємнісним зв'язком: а – на біполярних транзисторах; б – на польових транзисторах; в – на польовому та біполярному транзисторах

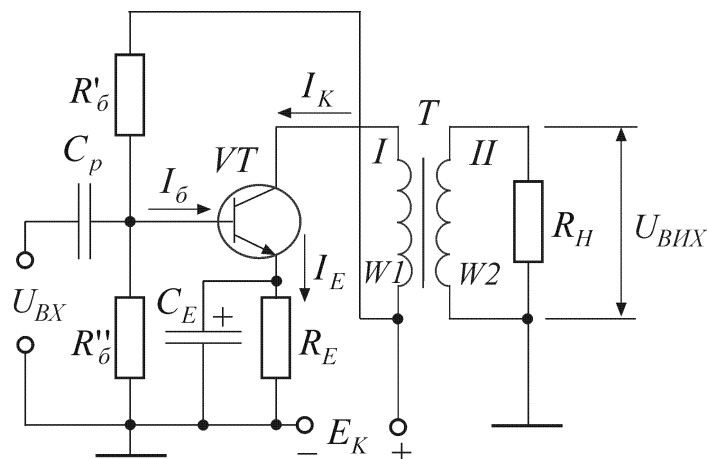


Рис.1.13. Однотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача



Для отримання максимальної потужності корисного сигналу опір первинного кола трансформатора змінного струму повинен дорівнювати оптимальному опору колекторного навантаження трансформатора $R_{н.опт}$, при якому добуток змінних складових напруги і струму в колекторному колі виявляється максимальним. Тому приймаємо $R_1 = R_{н.опт}$.

Опір вторинного кола трансформатора змінного струму дорівнює опору навантаження R_n , тобто $R_2 = R_n$. Тому можна записати

$$\frac{U_I^2}{R_{н.опт}} = \frac{U_{II}^2}{R_n}. \quad (1.16)$$

Розділивши праву і ліву частини останнього співвідношення на U_I^2 , отримаємо

$$\frac{1}{R_{н.опт}} = \frac{U_{II}^2}{U_I^2} \cdot \frac{1}{R_n}. \quad (1.17)$$

Відношення U_{II}/U_I являє собою коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора:

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{н.опт}}}. \quad (1.18)$$

Величина R_n (опору навантаження користувача) задається. Що ж стосується опору $R_{н.опт}$, то його слід визначати графічно за умови отримання максимальної потужності неспотвореного сигналу.

1.7. Двотактні вихідні каскади

В тих випадках, коли одноконтурний каскад підсилювача потужності не може бути використаний через деякі недоліки, а також коли потужність, що віддається одним транзистором, недостатня, застосовують двотактні схеми підсилювачів потужності (рис.1.14). В двотактному каскаді використовують два однотипних транзистори, які працюють в однакових режимах. Кожен з транзисторів зі своїми колами складає плече каскаду. Вторинна обмотка трансформатора попереднього каскаду має вивід від середньої точки.

Це необхідно для того, щоб подати на бази транзисторів двотактного каскаду двох рівних за величиною, але протилежних за фазою напруг $U_{вх.1}$ та $U_{вх.2}$. Вхідний трансформатор має вивід від середньої точки первинної обмотки. Резистори R_6^I та R_6^{II} утворюють подільник напруги, який забезпечує потрібну напругу зміщення на базах транзисторів. Через середній вивід трансформатора T_2 постійна напруга подається також на колектори транзисторів. Кожне плече, взяте окремо, являє собою звичайний каскад підсилення

потужності з трансформаторним виходом, проте сумісна робота двох пліч надає каскаду нові якості.

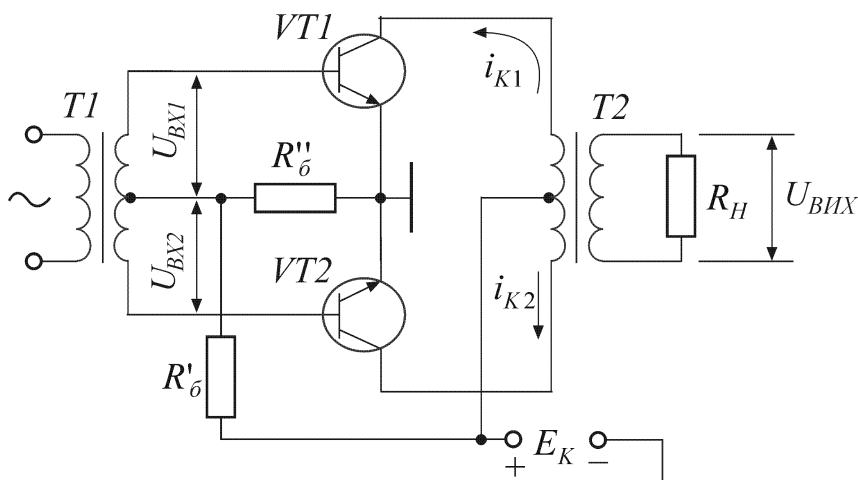


Рис.1.14. Двотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

Переваги двотактного підсилювача потужності найбільш повно реалізуються при роботі транзисторів в режимі класу В. В такому режимі плечі двотактної схеми працюють по чергові, кожне протягом напівперіоду сигналу. Тому струм колектора кожного транзистора являє собою імпульси, які мають вигляд напівсинусоїд, тобто кожне плече схеми працює з великими нелінійними спотвореннями сигналу. Незважаючи на це, підсумковий струм в первинній обмотці вихідного трансформатора визначається як $I = I_{к.1} - I_{к.2}$, а отже, і напруга в навантаженні R_H має форму, близьку до синусоїдальної. Графіки, які ілюструють роботу двотактного каскада в режимі класу В, наведені на рис.1.15.

1.8. Зворотний зв'язок в підсилювачах

Зворотним зв'язком називається такий електричний зв'язок між каскадами підсилювача, при якому частина енергії підсиленого сигналу з виходу підсилювача подається на його вхід. Зворотний зв'язок може бути корисним, якщо він виникає в результаті використання спеціальних схем і служить для покращання властивостей підсилювача, та паразитним, якщо він виникає за рахунок небажаного впливу різних кіл одне на одне.

На рис.1.16 показані різні способи підключення кола зворотного зв'язку до вихідного і вхідного кіл підсилювача. Елемент схеми, позначений як β , є елементом зворотного зв'язку, за допомогою якого частина напруги з виходу підсилювача знов потрапляє на його вхід. Якщо коло зворотного зв'язку підключено до виходу підсилювача паралельно з його навантаженням Z_H , то напруга зворотного зв'язку U_β буде прямо пропорційна напрузі

на виході. Такий зворотний зв'язок називають зворотним зв'язком за напругою (рис.1.16, а, в). Якщо ж коло зворотного зв'язку підключено до виходу підсилювача послідовно з його навантаженням, то напруга зворотного зв'язку буде прямо пропорційна струму в навантаженні I_H . Такий зворотний зв'язок називають зворотним зв'язком за струмом (рис.1.16, б). Можливою є комбінація цих способів підключення кола зворотного зв'язку до виходу, при якій напруга \dot{U}_β складається з двох складових, пропорційних вихідній напрузі та струму. Такий зворотний зв'язок носить назву змішаного.

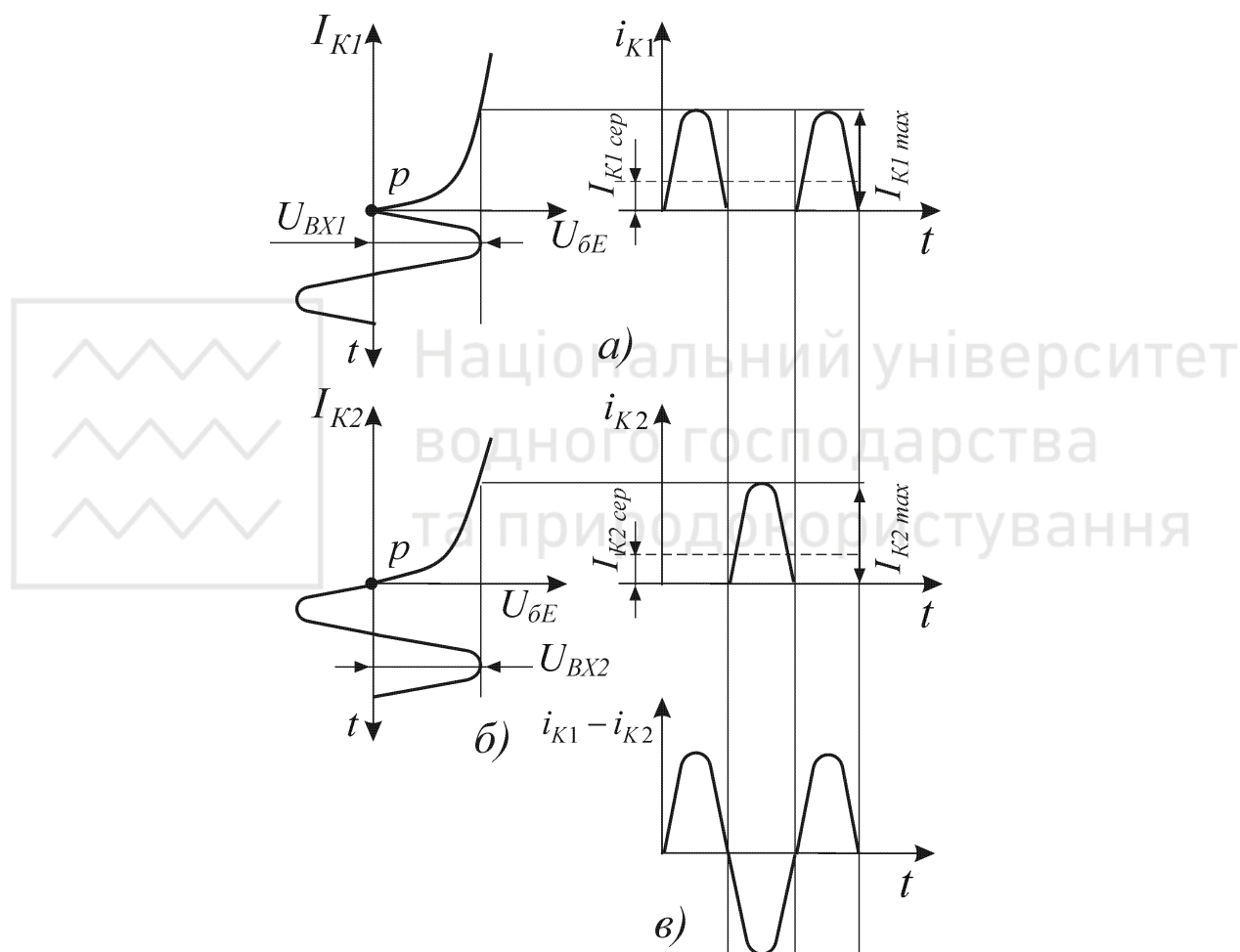


Рис.1.15. Графічне пояснення роботи двотактного каскаду в режимі класу В: а – графік, що пояснює роботу першого плеча; б – графік, що пояснює роботу другого плеча; в – графік підсумкового струму в первинній обмотці вихідного трансформатора

Якщо коло зворотного зв'язку підключено до входу підсилювача послідовно з джерелом вхідного сигналу, то зворотний зв'язок називають послідовним (рис.1.16, а, б). Якщо ж коло зворотного зв'язку підключено до входу паралельно з джерелом сигналу, то зворотний зв'язок називають паралельним (рис.1.16, в).

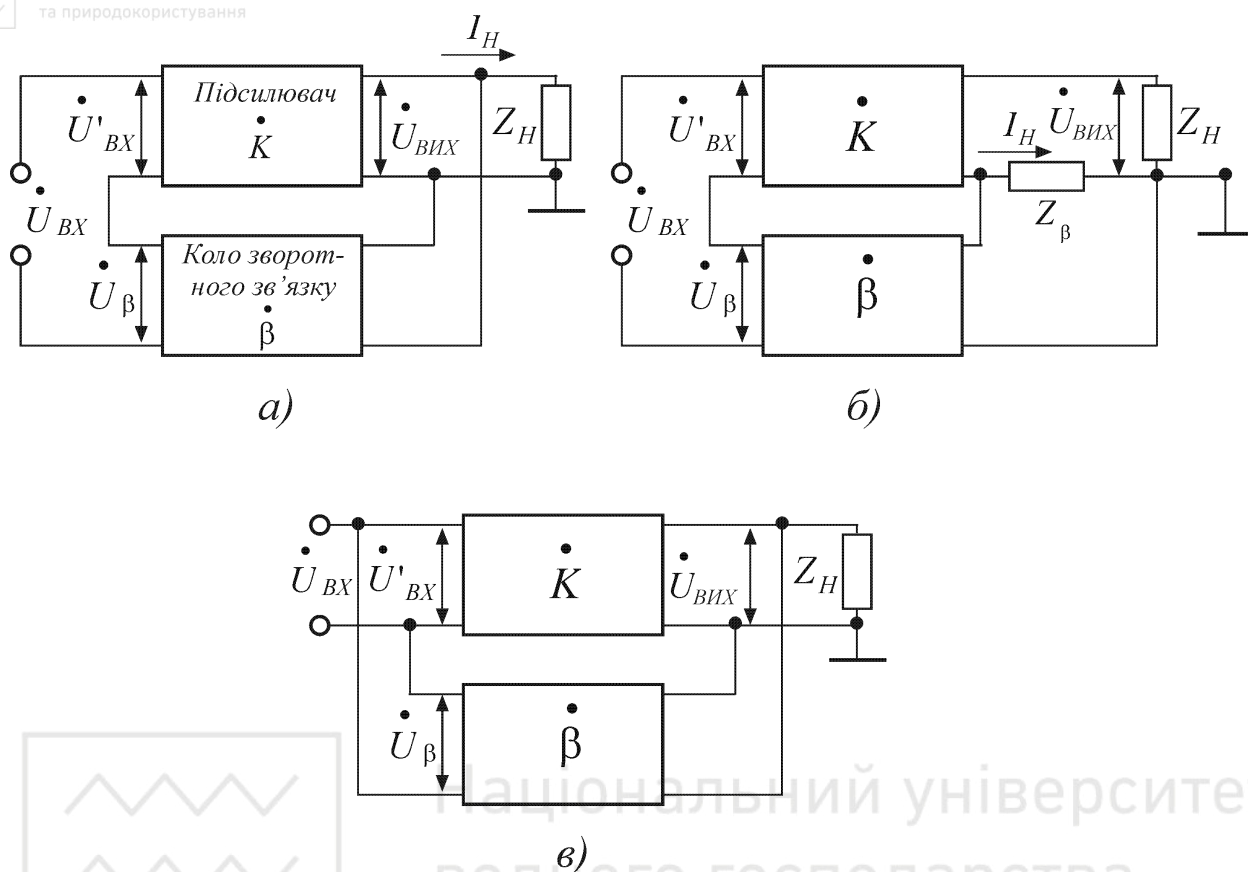


Рис.1.16. Структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв'язком:
 а – послідовний за напругою; б – послідовний за струмом; в – паралельний за напругою

Зворотний зв'язок може бути позитивним або негативним. Позитивний зворотний зв'язок виникає в тому випадку, коли напруга зворотного зв'язку \dot{U}_β збігається за фазою з вхідною напругою $\dot{U}_{вх}$. Негативним зворотним зв'язком називають такий зв'язок між виходом і входом, коли напруга зворотного зв'язку протилежна за фазою вхідній напрузі, тобто ці дві напруги зсунуті за фазою одна відносно другої на 180° . Найбільш поширеним в підсилювачах є послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою.

Необхідно відзначити, що параметри, які характеризують підсилювач зі зворотним зв'язком, в загальному випадку мають комплексний характер.

1.9. Вплив зворотного зв'язку на основні параметри підсилювача

Для виведення співвідношення, яке визначає коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, скористаємось структурною схемою, що наведена на рис.1.16, а. Тут підсилювач з коефіцієнтом підсилення $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}}$ охоплений зворотним зв'язком за допомогою спеціального



кола, позначеного β . Відношення напруги зворотного зв'язку \dot{U}_β , яка потрапляє через коло зворотного зв'язку на вхід підсилювача, до вихідної напруги $\dot{U}_{\text{вих}}$, називається коефіцієнтом передачі кола зворотного зв'язку, тобто

$$\beta = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{\text{вих}}}. \quad (1.19)$$

Коефіцієнт β може приймати значення від 0 до +1 при позитивному і від -1 до 0 при негативному зворотному зв'язку. При збільшенні чисельного значення β зворотний зв'язок стає більш глибоким. Таким чином, напруга зворотного зв'язку в загальному випадку визначається співвідношенням

$$U_\beta = \pm \beta U_{\text{вих}}. \quad (1.20)$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого колом зворотного зв'язку, можна виразити відношенням вихідної напруги на навантаженні $\dot{U}_{\text{вих}}$ до напруги джерела сигналу $\dot{U}_{\text{вх}}$, тобто

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}. \quad (1.21)$$

Напруга $\dot{U}'_{\text{вх}}$, яка потрапляє на вхід підсилювача, в реальному випадку є сумою напруг $\dot{U}_{\text{вх}}$ та \dot{U}_β :

$$\dot{U}'_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_\beta. \quad (1.22)$$

Приймаючи до уваги співвідношення (1.20), отримаємо

$$\dot{U}'_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} \pm \beta \dot{U}_{\text{вих}}, \quad (1.23)$$

звідки

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}'_{\text{вх}} \mp \beta \dot{U}_{\text{вих}}.$$

Підставивши значення $\dot{U}_{\text{вх}}$ в формулу (1.21), отримаємо:

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}'_{\text{вх}} \mp \beta \dot{U}_{\text{вих}}}.$$

Розділимо чисельник і знаменник на $\dot{U}'_{\text{вх}}$. Тоді в остаточному вигляді співвідношення для визначення коефіцієнта підсилення підсилювача із зворотним зв'язком приймає такий вигляд:

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \frac{\frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}'_{\text{вх}}}}{1 \mp \beta \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}'_{\text{вх}}}} = \frac{\dot{K}}{1 \mp \beta \dot{K}}. \quad (1.24)$$

Добуток $\mp \beta \dot{K}$ називається фактором зворотного зв'язку, а знак при ньому збігається зі знаком самого зворотного зв'язку. При позитивному зво-

ротному зв'язку знаменник дробу зменшується, а коефіцієнт підсилення зростає. При негативному зворотному зв'язку знаменник дробу зростає, а коефіцієнт підсилення зменшується.

Оскільки коефіцієнт підсилення підсилювача та коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку в загальному випадку є величинами комплексними, то співвідношення (1.24) можна переписати таким чином:

$$\dot{K}_{зв} = \frac{K e^{j\varphi_K}}{1 \mp K e^{j\varphi_K} \cdot \beta e^{j\varphi_\beta}} = \frac{K e^{j\varphi_K}}{1 \mp \beta K e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)}}.$$

Якщо виконується умова $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$, тобто $\beta \dot{K} = -\beta K$ фактор зв'язку є величиною дійсною та від'ємною, то коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, зменшується в $(1 + \beta K)$ разів:

$$K_{зв} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

Незважаючи на зменшення підсилення, від'ємний зворотний зв'язок дуже поширений в підсилювачах, тому що при його введенні можна покращити ряд інших важливих параметрів. Особливе значення для роботи підсилювальної схеми має стабільність коефіцієнта підсилення. Слід відзначити, що при роботі підсилювача його коефіцієнт підсилення може змінюватися внаслідок ряду причин (непостійність напруги джерел живлення, температури, тиску або вологості навколишнього середовища, старіння підсилювальних елементів та інших елементів схеми підсилювача і т. і.).

З останнього співвідношення, продиференціювавши його за параметром K , отримаємо

$$\frac{dK_{зв}}{dK} = \frac{1}{(1 + \beta K)^2}.$$

Перегрупувавши в останньому співвідношенні змінні та розділивши ліву та праву частини на $K_{зв}$, отримаємо

$$\frac{dK_{зв}}{K_{зв}} = \frac{1}{1 + \beta K} \cdot \frac{dK}{K}.$$

Таким чином, відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком зменшується в $(1 + \beta K)$ разів. При $\beta K \gg 1$ (глибокому зворотному зв'язку) $K_{зв} = \beta^{-1}$, тобто коефіцієнт підсилення схеми, охопленої глибоким від'ємним зворотним зв'язком, практично не залежить від коефіцієнта підсилення власне підсилювача, а визначається тільки коефіцієнтом передачі кола зворотного зв'язку.

З'ясуємо вплив від'ємного зворотного зв'язку на вхідний опір підсилювача. Так, при послідовному від'ємному зворотному зв'язку



$$R_{\text{вх.}\beta} = \frac{U_{\text{вх.}\beta}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} + U_{\beta}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}(1 + \beta K)}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}}(1 + \beta K),$$

тобто послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилувача.

При паралельному від'ємному зворотному зв'язку

$$R_{\text{вх.}\beta} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх.}\beta}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}} + I_{\beta}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}(1 + \beta K)} = \frac{R_{\text{вх}}}{1 + \beta K},$$

тобто паралельний від'ємний зворотний зв'язок зменшує вхідний опір підсилувача.

Аналогічно можна розглянути вплив від'ємного зворотного зв'язку на вихідний опір підсилувача. Так, при від'ємному зворотному зв'язку за струмом виникає ефект стабілізації вихідного струму підсилувача, що еквівалентно появи у вихідному колі джерела струму з великим внутрішнім опором, тобто $R_{\text{вих.}\beta} = R_{\text{вих}}(1 + \beta K)$. При від'ємному зворотному зв'язку за напругою виникає ефект стабілізації вихідної напруги підсилувача, що еквівалентно появи у вихідному колі джерела е.р.с. з малим внутрішнім опором, тобто

$R_{\text{вих.}\beta} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \beta K}$. Таким чином, від'ємний зворотний зв'язок за струмом збільшує вихідний опір підсилувача, а за напругою – зменшує.

Далі розглянемо вплив від'ємного зворотного зв'язку на нелінійні та частотні спотворення. Для цього будемо вважати, що при деякій вхідній напрузі $U_{\text{вх}}$ підсилувальний каскад (або декілька каскадів) без зворотного зв'язку викликає на виході, окрім напруги такої самої форми, що і вхідна, ще напругу спотворень або завад U_z . При охопленні каскаду від'ємним зворотним зв'язком на його вхід, окрім напруги сигналу, буде подаватися з виходу також напруга спотворень або завад. При незмінному значенні напруги сигналу, що потрапляє на вхід каскаду, охопленого зворотним зв'язком, зменшення коефіцієнта нелінійних спотворень не спостерігається, тому що зворотний зв'язок зменшує приблизно однаково як завади, так і корисний сигнал. Однак напругу корисного сигналу на вході можна довести до попереднього рівня при збільшенні коефіцієнта підсилення попереднього каскаду. Внаслідок цього рівень корисного сигналу на виході каскаду збільшується, а всі зайві напруги (які виникають тільки в каскаді, охопленому від'ємним зворотним зв'язком) зменшуються, що призведе до зменшення рівня завад та нелінійних спотворень. Таким чином, при введенні від'ємного зворотного зв'язку на виході каскаду виникає нова напруга спотворень або завад $U_{z,\text{н}}$, яка дорівнює різниці напруги U_z , що вноситься підсилувальним каскадом,



та напруги $U_{3,н}$, яка пройшла через коло зворотного зв'язку та підсилювач:

$$U_{3,н} = U_3 - \beta K U_{3,н}.$$

Розв'язавши останнє рівняння відносно $U_{3,н}$, отримаємо

$$U_{3,н} = \frac{U_3}{1 + \beta K}.$$

Таким чином, від'ємний зворотний зв'язок зменшує спотворення та завади, що вносяться підсилювальним каскадом, в $(1 + \beta K)$ разів. Останнє співвідношення виконується для будь-якої гармонічної складової нелінійних спотворень, що вносяться підсилювачем, а тому справедливе і для коефіцієнта нелінійних спотворень. Тому кількісне зменшення коефіцієнта нелінійних спотворень при наявності від'ємного зворотного зв'язку визначається як

$$K_{г.зв} = \frac{K_г}{1 + \beta K},$$

де $K_{г.зв}$ – коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком; $K_г$ – його значення при відсутності зворотного зв'язку.

В залежності від припустимого рівня нелінійних спотворень від'ємним зворотним зв'язком може бути охоплений один або декілька каскадів підсилювача. Найбільшу величину нелінійних спотворень утворює вихідний каскад підсилювача, тому що він працює при найбільших амплітудах вхідного сигналу. Тому від'ємний зворотний зв'язок найчастіше використовують в потужних (вихідних) каскадах підсилювача.

Розглянемо вплив зворотного зв'язку на рівномірність АЧХ підсилювача (частотні спотворення). Припустимо, що в підсилювачі коефіцієнт час-

тотних спотворень $M_н = \frac{K_{сер}}{K_н} > 1$, тобто підсилення на низьких частотах $K_н$

менше, ніж на середніх $K_{сер}$. При від'ємному зворотному зв'язку

$M_{н.зв} = \frac{K_{сер.зв}}{K_{н.зв}}$, де $K_{сер.зв}$ та $K_{н.зв}$ – коефіцієнти підсилення на середніх та

низьких частотах при введенні в підсилювач зворотного зв'язку. Але

$$K_{сер.зв} = \frac{K_{сер}}{1 + \beta K_{сер}}, \quad K_{н.зв} = \frac{K_н}{1 + \beta K_н},$$

тобто

$$M_{н.зв} = \frac{\frac{K_{сер}}{1 + \beta K_{сер}}}{\frac{K_н}{1 + \beta K_н}} = \frac{K_{сер}}{K_н} \cdot \frac{1 + \beta K_н}{1 + \beta K_{сер}} = M_н \frac{1 + \beta K_н}{1 + \beta K_{сер}}.$$



Тому що $K_H < K_{сер}$, то відношення $\frac{1 + \beta K_H}{1 + \beta K_{сер}} < 1$. Таким чином,

$M_{н.зв} < M_H$. Враховуючи, що зворотний зв'язок досить глибокий ($\beta K \gg 1$), та знехтувавши одиницями в порівнянні з βK_H та $\beta K_{сер}$, отримаємо $M_{н.зв} \approx 1$, тобто частотні спотворення в підсилювачі з глибоким від'ємним зворотним зв'язком значно зменшуються. Згладжування АЧХ при введенні від'ємного зворотного зв'язку фізично пояснюється таким чином. Рівень напруги, яка подається з виходу підсилювача на його вхід, у відповідності з АЧХ підсилювача є різним на різних частотах, тому різною є і дія зворотного зв'язку. В області частот, де є підйом, зворотний зв'язок більше послаблює підсилення, ніж на частотах, де є завал АЧХ. Таким чином, нерівномірність АЧХ згладжується. Але всі ці міркування справедливі лише при дійсному зворотному зв'язку, тобто якщо β не залежить від частоти. Якщо ж в колі зворотного зв'язку використовувати реактивні елементи, тобто зробити коефіцієнт β частотно-залежним, можна отримати АЧХ підсилювача будь-якої форми в залежності від схеми. Цією властивістю часто користуються для корекції частотних спотворень, які виникають в каскадних підсилювачах, що не охоплені зворотним зв'язком.

1.10. Схеми підсилювачів з негативним зворотним зв'язком

Одним з прикладів схемної реалізації глибокого зворотного зв'язку є каскад з емітерним навантаженням (емітерний повторювач), схема якого показана на рис.1.17, а. Цей каскад має ряд особливостей.

Розглядаючи роботу схеми в області середніх частот, будемо вважати опори розділових конденсаторів незначними. Тому опір навантаження змінному струму буде визначатися як

$$R_{екв.н} = \frac{R_e \cdot R_H}{R_e + R_H}, \quad (1.25)$$

де R_e – опір емітерного навантаження постійному струму, який характеризує динамічний режим роботи підсилювального каскаду; R_H – опір зовнішнього навантаження.

Як видно з електричної схеми, вихідна напруга збігається за фазою з напругою, яка потрапляє на вхід каскаду, в той час як в підсилювальному каскаді з навантаженням в колі колектора ці напруги протифазні.

Опір навантаження одночасно включений як у вихідне, так і у вхідне кола, завдяки чому вся вихідна напруга подається на вхід підсилювача в яко-

сті напруги негативного зворотного зв'язку ($\beta = -1$). Згідно з співвідношенням (1.24) в цьому випадку отримаємо:

$$\dot{K}_{зв} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K}} < 1, \quad (1.26)$$

тобто емітерний повторювач не дає підсилення за напругою. Незважаючи на це, каскад з емітерним навантаженням має ряд переваг порівняно з звичайними каскадними підсилювачами. Наявність в емітерному повторювачі глибокого зворотного зв'язку майже повністю ліквідує нелінійні та частотні спотворення сигналу. Тому форма вихідної напруги залишається такою самою, як і на вході, а АЧХ буде рівномірною в широкому діапазоні частот.

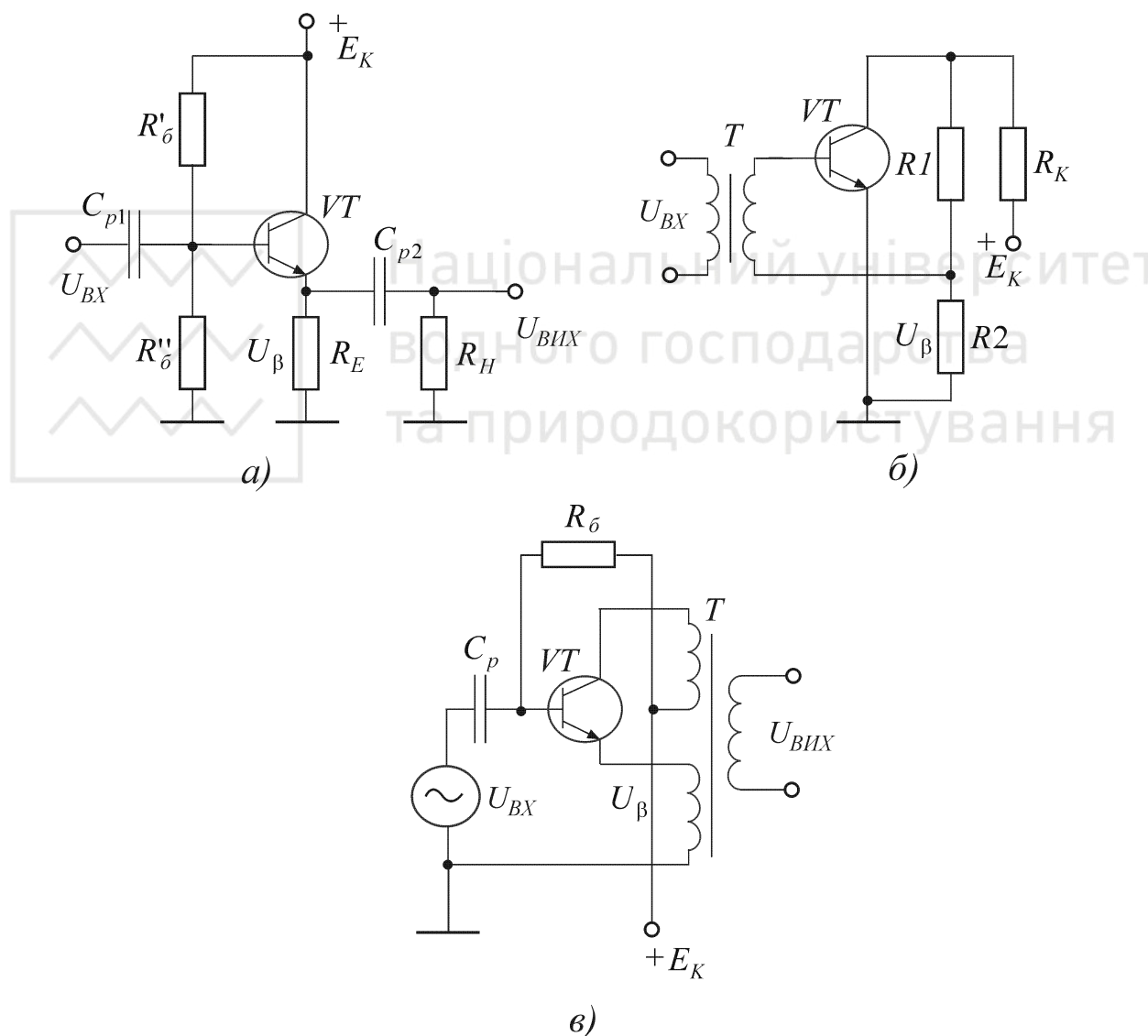


Рис.1.17. Схеми транзисторних підсилювачів з негативним зворотним зв'язком

Вхідний опір емітерного повторювача великий. З достатньою для практичних розрахунків точністю його величина може бути визначена за формулою



$$R_{\text{вх}} = \frac{[r_{\text{б}} + (r_{\text{е}} + R_{\text{екв.н}}) \cdot (1 + \beta_{\text{I}})] \cdot \frac{R_{\text{б}}^{\text{I}} \cdot R_{\text{б}}^{\text{II}}}{R_{\text{б}}^{\text{I}} + R_{\text{б}}^{\text{II}}}}{r_{\text{б}} + (r_{\text{е}} + R_{\text{екв.н}}) \cdot (1 + \beta_{\text{I}}) + \frac{R_{\text{б}}^{\text{I}} \cdot R_{\text{б}}^{\text{II}}}{R_{\text{б}}^{\text{I}} + R_{\text{б}}^{\text{II}}}}. \quad (1.27)$$

Вихідний опір емітерного повторювача має невелике значення і залежить від опору джерела вхідного сигналу:

$$R_{\text{вих}} = \frac{\left(r_{\text{е}} + \frac{R_{\text{дж}} + r_{\text{е}}}{1 + \beta_{\text{I}}} \right) \cdot R_{\text{е}}}{r_{\text{е}} + \frac{R_{\text{дж}} + r_{\text{б}}}{1 + \beta_{\text{I}}} + R_{\text{е}}}, \quad (1.28)$$

де β_{I} – коефіцієнт підсилення струму транзистора; $r_{\text{е}}$ та $r_{\text{б}}$ – відповідно опори емітерного переходу та тонкого шару бази.

Завдяки малому вихідному опору каскада він добре узгоджується з низькоомним навантаженням. Крім того, при низькому вихідному опорі каскада шунтуючий вплив ємності навантаження $C_{\text{н}}$, підключеної паралельно опору $R_{\text{н}}$, виявляється незначним. Тому АЧХ емітерного повторювача практично не має завалу на високих частотах, характерного для інших підсилювальних каскадів.

1.11. Підсилювачі в інтегральному виконанні

Інтегральні лінійні мікросхеми містять в собі підсилювальні каскади, а також їх комбінації та модернізовані варіанти. Вони відрізняються від підсилювачів, що виконані на дискретних елементах, тільки методами виготовлення окремих компонентів схем та технологією виготовлення закінчених функціональних вузлів. В більшості випадків принципові схеми інтегральних підсилювачів виглядають значно складніше своїх дискретних аналогів. Це пояснюється тим, що для незначного покращання деяких параметрів підсилювача вводять один або декілька додаткових транзисторів і це, як правило, істотно не впливає на вартість виготовлення інтегрального підсилювача.

Таким чином, інтегральний підсилювач являє собою завершений функціональний блок, виготовлений в одному корпусі, що має параметри, задані в технічних вимогах, в принципову схему якого не можна внести зміни, не передбачені при його проектуванні.

При підключенні потрібних напруг живлення і виконанні необхідних з'єднань такий завершений функціональний блок має параметри, які вказані в галузевих стандартах на використання такого підсилювача.



При використанні інтегральних мікросхем відпадає необхідність в розрахунку, зборці та налаштуванні окремих каскадів. В цьому випадку на перший план виносяться питання узгодження окремих мікросхем, введення кіл зворотного зв'язку, які забезпечують отримання необхідних параметрів, забезпечення стійкості усєї системи, охопленої зворотним зв'язком і т.і.

В наш час промисловістю розроблено і випускається значна кількість різноманітних мікросхем, в яких підсилювачі є лише одним функціональним вузлом серед вузлів іншого призначення. Для того, щоб відрізнити, яку функцію виконує конкретна мікросхема, прийнята система умовних позначень, яка відображає їх належність до визначених серій, класів та груп.

Серія об'єднує ряд окремих функціональних схем за технологічною ознакою, узгодженням за напругами джерел живлення, рівнями сигналів, вхідним та вихідним опорами, конструктивним оформленням та способами кріплення і монтажу. Серії прагнуть розробляти таким чином, щоб з мікросхем, які до неї входять, можна було побудувати завершений пристрій.

Умовне позначення мікросхем складається з таких елементів.

Перший елемент – цифра, що позначає групу мікросхеми. За конструктивно – технологічними ознаками мікросхеми поділяють на три групи, яким призначено такі позначення: 1; 5; 6; 7 – напівпровідникові (7 – безкорпусні); 2; 4; 8 – гібридні; 3 – інші (плівкові, вакуумні, керамічні і т.і.). **Другий** елемент – дві–три цифри, які позначають порядковий номер розробки серії мікросхем. **Третій** елемент – дві літери, які позначають підгрупу та вид мікросхеми. **Четвертий** елемент – порядковий номер розробки ІМС в даній серії.

Іноді в кінці умовного позначення додається літера, яка визначає технологічний розкид параметрів даного типономіналу, наприклад, К133ЛА1Б.

Літери К, КР, КМ, КЕ, КА та КИ на початку умовного позначення характеризують умови їх прийняття та особливості конструктивного виконання. Літера К вказує, що це мікросхема широкого використання; Р – з пластмасовим корпусом, М – з металевим, металокерамічним або склокерамічним корпусом; Е – з металополімерним корпусом; Р – з пластмасовим корпусом планарного типу; И – з склокерамічним планарним корпусом.

Для ІМС, які виробляються на експорт і відрізняються кроком виводів, попереду літери К присутня літера Э, наприклад ЭК561ЛС2.

Для безкорпусних ІМС перед номером серії додають літеру Б і через дефіс вводять цифру (1 ÷ 6), яка характеризує модифікацію конструктивного виконання (1 – з гнучкими виводами, 2 – з стрічковими виводами і т.і.).

Промисловістю виготовляються транзисторні зборки (декілька ідентичних транзисторів, які виконані в одному корпусі), однокаскадні та багатокаскадні підсилювачі і т.і.



Таким чином, електронною промисловістю виробляються:

- емітерні та витокові повторювачі (119УЕ1, К284УЕ1А);
- підсилювачі низької частоти (123УН1, 157УН1, К174УН9, 237УН1, 504УН2, К1400УН1 та ін.), в тому числі малошумні (119УН1, 157УП2, 538УН1, 538УН3, КР1005УН1);
- підсилювачі потужності і кінцеві підсилювачі (148УН1, К174УН4, К174УН15, 550УП1);
- широкосмугові підсилювачі (171УВ1, 175УВ1, 265УВ7), в тому числі відеопідсилювачі (119УИ1, 171УВ2);
- підсилювачі з логарифмічною характеристикою (174УП2);
- диференційні підсилювальні каскади (122УД1, 265УД1, 1413УД1);
- каскадні підсилювачі (122УН2, 263УВ3);
- двокаскадні підсилювачі (122УН1);
- обмежувальні підсилювачі (435УП1);
- операційні підсилювачі (серії 140, 153, 154, 157, 544, 553, 574, 740, 1401, 1407, 1408, 1409 та ін.).

В каталогах та інформаційних листках наводять принципові схеми мікросхем. Але для практичного використання потрібно мати інструкції з використання, які розробляють у вигляді галузевих стандартів. В них наведені схеми підключення виводів мікросхем та рекомендовані параметри навісних компонентів. Без інструкції до використання створювати пристрої з заданими параметрами важко в зв'язку з тим, що принципова схема являє собою об'єднання великої кількості безпосередньо з'єднаних активних та пасивних елементів, параметри яких невідомі.

В найпростіших випадках, як наприклад, у випадку, який вказаний на рис.1.18, а, проектувальник може включити мікросхему без додаткових довідникових матеріалів. При цьому він повинен добре знати основи схемотехніки підсилювальних каскадів і враховувати, що пасивні кола, які входять до складу мікросхеми, реалізуються виходячи з умови забезпечення нормальної роботи підсилювача. Таким чином, при створенні підсилювача з одиничним коефіцієнтом підсилення на основі мікросхеми 284УЕ1 за допомогою відповідних зовнішніх сполучень можна реалізувати витоковий повторювач на транзисторі VT1. Але для отримання меншого вихідного опору на рис.1.18, а використаний транзистор VT2, який включений по схемі з спільним емітером. В результаті отримано схему з одиничним коефіцієнтом підсилення та зменшеним вихідним опором. При підключенні затвора 10 транзистора VT1 до виводу 5 або 9 можна змінювати постійну напругу на затворі, а відповідно і струм спокою та максимальну амплітуду підсилюваного сигналу.

Також можливі й інші схеми включення мікросхеми. Для цього від різних елементів зроблені самостійні виводи.

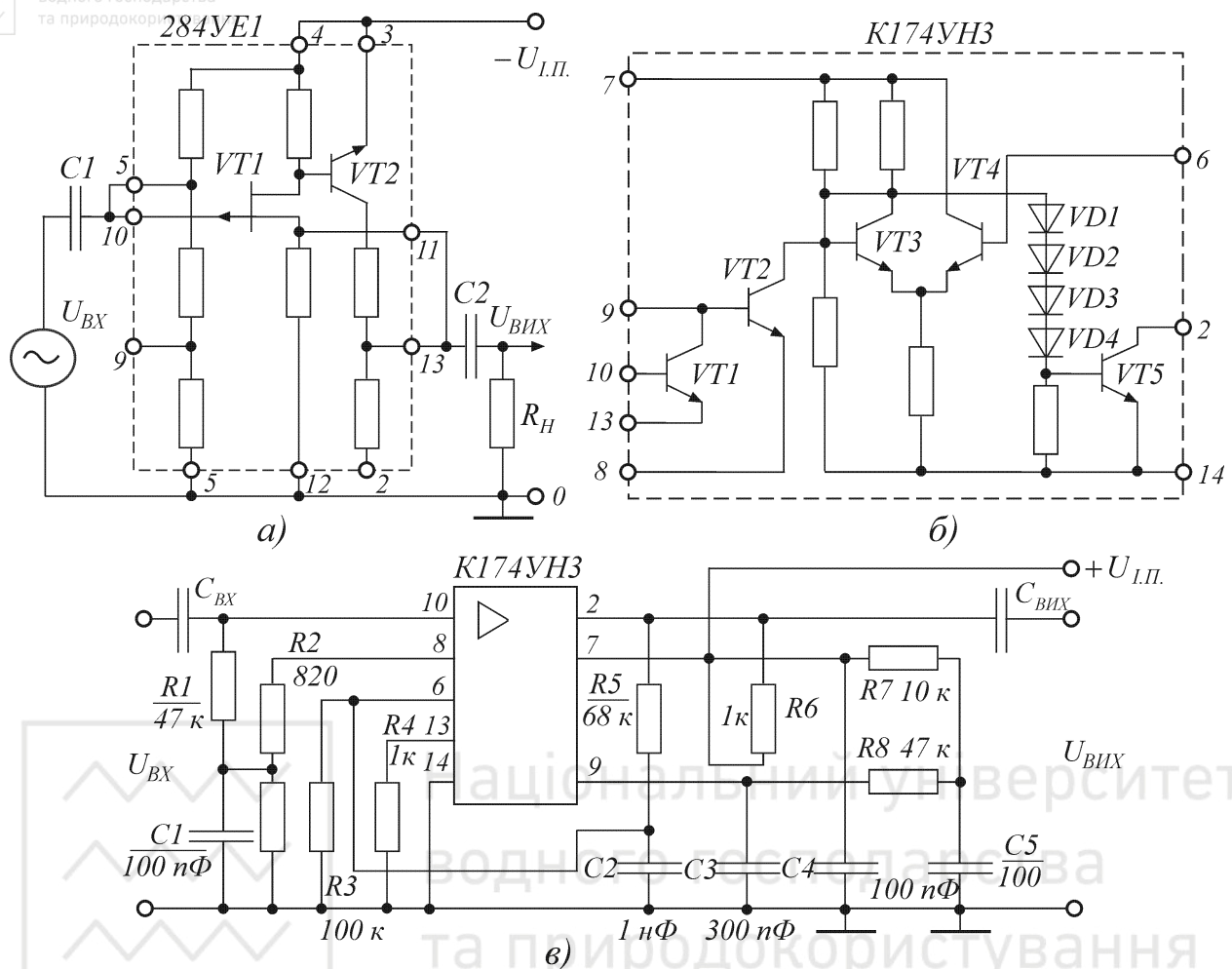


Рис.1.18. Підсилювач з $K_U = 1$ (а); принципова схема ІС К174УН3 (б) та її підключення (в)

Наявність великої кількості виводів у мікросхем розширює їх функціональні можливості. Виводи спроектовані таким чином, що до окремих кіл можна підключити навісні резистори, трансформатори, конденсатори, світлодіоди та інші навантаження. Це дозволяє виконувати узгодження мікросхем з навантаженням, змінювати режими роботи її підсилювальних каскадів, усувати зворотні зв'язки, вводити додаткові зворотні зв'язки, підключати корегувальні кола, які змінюють АЧХ та ФЧХ підсилювача, а також використовувати тільки необхідну кількість елементів мікросхем.

Але отримання визначених значень параметрів і їх відновлюваність, як правило, гарантуються тільки при використанні рекомендованих схем включення і номіналів зовнішніх компонентів.

На рис.1.18, б наведена принципова схема підсилювача низької частоти типу К174УН3. В ньому при підключенні зовнішніх елементів R1, R2, R3, R5 та R9 (рис.1.18, в) на транзисторах VT1 та VT2 виконаний попередній підсилювач, який містить два каскади, зібраних за схемою з спільним емітером. Вихідний підсилювач зібрано на транзисторах VT3 ÷ VT5, при

цьому замість резистора навантаження R6 в колекторному колі транзистора VT5 може бути встановлений трансформатор або інше навантаження. Через резистор R5 введений від'ємний зовнішній зв'язок за постійним струмом, тому що струм бази транзистора VT4 залежить від його опору та вихідної напруги. Конденсаторами C1 та C2 зменшується глибина від'ємного зворотного зв'язку в діапазоні робочих частот. Конденсатори C3 та C5 забезпечують корекцію амплітудно – частотної характеристики, що не припускає появи у підсилювача втрат стійкості (самозбудження). Коефіцієнт підсилення та інші параметри залежать від навісних компонентів ($K_I \geq 10^3$, $U_{ш} \approx 1.5\text{мкВ}$ в смузі 20 кГц).

Промисловістю також виробляються потужні підсилювачі, до виходу яких може бути підключене значне навантаження. Так, мікросхема 174УН7 забезпечує отримання вихідної потужності $P_{вих} = 1.4\text{Вт}$, 174УН9 – 7 Вт, 174УН11 – 15 Вт і т.і. Деяку уяву про параметри підсилювачів середньої і великої потужності дає таблиця 1.1. Коефіцієнт підсилення за напругою мікросхем підсилювачів потужності на практиці невеликий (4÷100). Тому для них, як правило, потрібний попередній підсилювач, який реалізують на мікросхемах малої потужності. Порівняно великим вхідним опором потужних мікросхем їх узгодження з попередніми підсилювачами не викликає труднощів.

Таблиця 1.1

Тип ІМС	$P_{вих}$, Вт	K_I , %	f_n , Гц	f_v , кГц	$U_{дж}$, В	$I_{сп}$, мА	R_d , кОм
K174УН4А	1.4	2	30	20	9	10	10
K174УН9	7	1	20	20	15	30	100
K174УН11	15	1	20	20	15	100	–
K174УН12	–	0.5	20	20	15	40	–
538УН1А	0.15	0.1	0	15	15	8	–
157УН1А	0.03	0.3	50	15	9	6	–

При отриманні потужностей, більших 0.3 Вт, мікросхеми потрібно розташовувати на тепловоді (радіаторі), за допомогою якого відводиться розсіяне в ІМС тепло. Для отримання великих потужностей можна використовувати додаткові навісні транзистори.

Мікросхеми підсилювачів високої та проміжної частот, як правило, виконані на основі диференціальних підсилювальних каскадів, при цьому для розширення їх функціональних можливостей колекторні виводи транзисторів іноді залишають вільними, як у мікросхеми 174УВ4 (рис.1.19, а).

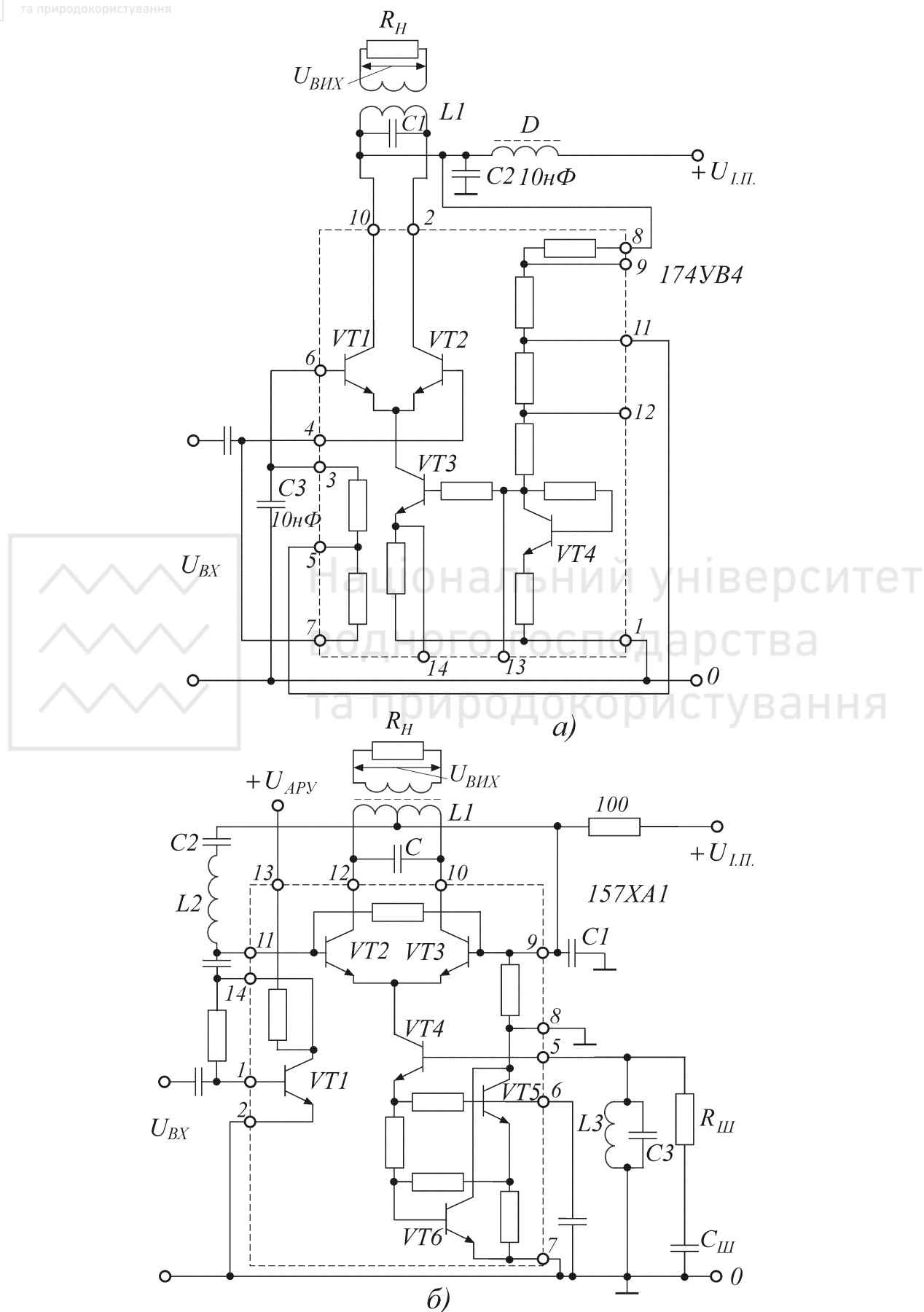


Рис.1.19. Резонансний підсилювач високої частоти 174УВ4 (а) та підсилювач – перетворювач високої частоти 157ХА1 (б)



Це дозволяє підключати до кола колектора резистори необхідного номіналу або резонансні LC – контури. Транзистори VT1, VT2 та VT3 утворюють диференційний каскад. В колекторні кола транзисторів VT2 та VT3 підключений резонансний LC – контур. Чим більшою є добротність контура, тим більше коефіцієнт підсилення. Опір навантаження R_n підключається до виходу підсилувача за допомогою індуктивного зв'язку. Напруга на вхід диференційного каскаду подана несиметрично, тому що база транзистора VT1 за змінним струмом з'єднана з джерелом живлення за допомогою конденсатора С3. Якщо замість резонансного контуру в коло колекторів підключити резистори, то коефіцієнт підсилення буде постійним в широкому діапазоні частот.

При подачі на вивід 13 напруги іншої частоти f_2 коефіцієнт підсилення диференційного каскаду буде змінюватися з цією частотою. Відбудеться перемноження сигналів і в спектрі вихідного струму з'являться складові з частотами $(f_1 + f_2)$ та $(f_1 - f_2)$. Якщо коливальний LC – контур настроєний на частоту $(f_1 - f_2)$, то в ньому виділиться складова сигналу тільки цієї частоти. Мікросхема виконує функції підсилувача – перетворювача частоти вхідного сигналу, при цьому оригінальна вихідного сигналу з частотою $(f_1 - f_2)$ повторює оригінальну сигналу з частотою f_1 при незмінній амплітуді сигналу з частотою f_2 .

Коефіцієнт підсилення за напругою у мікросхеми 174УВ4 складає біля 10, а верхня гранична частота підсилення (частота, на якій зберігається гарантована амплітуда вихідної напруги) дорівнює 150 МГц.

В зв'язку з труднощами підсилення високих частот іноді переносять спектр підсилюваного сигналу в діапазон більш низьких частот або на проміжну частоту. Для цього використовують мікросхеми підсилувачів – перетворювачів частоти, наприклад, типу 157ХА1 (рис.1.19, б). Від розглянутої вище ІМС вона відрізняється тим, що має можливість створення в мікросхемі генератора частоти f_2 . Для цього до виводу 5 підключений контур L3C3 (контур гетеродина). Електронна частина, підключена до контура, виконує роль від'ємного опору і підтримує в ньому автоколивання з амплітудою $(100 \div 200)$ мВ. Елементи $R_{ш} C_{ш}$, які шунтують контур, вводяться для стабілізації режиму генерації. Окрім того, в мікросхемі 157ХА1 є двокаскадний попередній підсилувач на транзисторах VT1 і VT2, які за допомогою зовнішніх з'єднань включені за схемою з спільним емітером при безпосередньому зв'язку між каскадами.

Важливість, ступінь інтеграції та функціональні можливості інтегральних підсилувачів безперервно збільшуються. Метою цього є отримання можливості створення на основі однієї мікросхеми великих блоків електронного пристрою.



Контрольні запитання

1. За якими ознаками класифікують електронні підсилювачі?
2. Чому підсилювачі постійного струму вірніше називати підсилювачами напруги та струму, що змінюються повільно?
3. До якого типу слід віднести підсилювач, у якого відношення верхньої частоти підсилюваних сигналів до нижньої складає 1000?
4. У скільки разів зміниться напруга сигналу на виході підсилювача, якщо його підсилення збільшиться на 30 дБ?
5. Поясніть основні причини появи власних шумів у підсилювачі.
6. Складіть структурну схему установки для зняття амплітудної характеристики підсилювача.
7. Складіть еквівалентну схему підсилювача, до вхідного кола якого підключений генератор струму. Чим відрізняються режими роботи вхідного кола підсилювача з генератором напруги та генератором струму?
8. Поясніть появу нелінійних спотворень в транзисторному підсилювачі, користуючись вихідними характеристиками транзистора.
9. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта гармонік.
10. Якими причинами можна пояснити завал частотної характеристики ПНЧ на низьких частотах?
11. Наведіть причини виникнення фазових спотворень в транзисторному підсилювачі.
12. Нарисуйте принципові електричні схеми типових каскадів попереднього підсилення на біполярному та польовому транзисторах, а також порівняйте їх властивості та призначення елементів.
13. Як пояснити фазовий зсув у 180° між вхідною та вихідною напругами в схемі резистивного каскаду з спільним емітером?
14. Поясніть фізичний зміст поняття “оптимальний опір навантаження” підсилювального каскаду.
15. Чому розділові конденсатори в схемах транзисторних ПНЧ найчастіше електролітичні?
16. Чи впливає величина ємності розділових конденсаторів на форму амплітудно – частотної характеристики попередніх каскадів підсилювача?
17. Чому в області середніх частот амплітудно – частотна характеристика транзисторного ПНЧ йде паралельно осі частот?
18. Розкажіть про специфічні особливості вихідних каскадів ПНЧ у порівнянні з каскадами попереднього підсилення.
19. Для чого в схемах ПНЧ використовують вихідні трансформаторні зв'язки?
20. Чому при однаковій потужності габаритні розміри вихідного трансформатора у двотактному вихідному каскаді менші, ніж в одностактному?



21. *Вкажіть основні переваги двотактного вихідного каскаду перед однотоктним.*
22. *Розкажіть про призначення та особливості схеми широкосмугового підсилювача.*
23. *Що таке зворотний зв'язок та чому він виникає в підсилювачі?*
24. *Чому параметри, які характеризують роботу підсилювача зі зворотним зв'язком, в загальному випадку є комплексними величинами?*
25. *Поясніть фізичний зміст зміни величини коефіцієнта підсилення підсилювача при введенні від'ємного зворотного зв'язку.*
26. *Як від'ємний зворотний зв'язок впливає на стабільність коефіцієнта підсилення?*
27. *Чому збільшення вхідного опору підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, позитивно впливає на роботу схеми?*
28. *Поясніть зміст зменшення нелінійних спотворень в підсилювачі, охопленому від'ємним зворотним зв'язком?*
29. *Чи можна зменшити вплив завад, що потрапляють на вхід підсилювача, за допомогою зворотного зв'язку?*
30. *В чому полягає сутність методу Найквіста, який використовується при дослідженні стійкості підсилювача зі зворотним зв'язком?*
31. *На якій частоті буде генерувати підсилювач, який перейшов у режим самозбудження?*
32. *Наведіть основні технічні характеристики емітерного повторювача.*
33. *Чому дорівнює коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку в схемі емітерного повторювача?*
34. *Назвіть причини виникнення паразитних зворотних зв'язків у підсилювачах.*
35. *Розкажіть про призначення елементів розв'язувального фільтра.*

2. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

2.1. Загальні відомості

Операційними підсилювачами (ОП) називають високоякісні підсилювачі постійного струму (ППС) з диференційним входом та однотоктним виходом, які характеризуються високим коефіцієнтом підсилення та вхідним опором і розраховані на виконання різних операцій над аналоговими величинами під час роботи в схемі з від'ємним зворотним зв'язком.

Підсилювачі постійного струму відрізняються від підсилювачів змінного струму тим, що дозволяють підсилювати сигнали, які змінюються повільно ($f_n \rightarrow 0$). Відповідно на вході, виході та між каскадами в них

відсутні реактивні елементи (конденсатори, трансформатори), які не пропускають постійну складову сигналу. На практиці ППС порівняно широкопasmові та дозволяють підсилювати сигнали в діапазоні частот від f_n до f_p (рис.2.1, а). Їх амплітудна характеристика має вигляд, який зображений на рис.2.1, б.

За принципом дії та схемним виконанням ППС ділять на два основних види: підсилювачі з безпосередніми зв'язками (прямого підсилення) та підсилювачі з перетворенням сигналу. Останні в свою чергу ділять на підсилювачі з проміжним перетворенням (модуляцією) сигналу постійного струму в змінну напругу і підсиленням на несучій частоті з наступною модуляцією та підсилювачі, в яких вхідний сигнал діє на параметри автоколивача автогенератора – амплітуду, частоту або фазу (підсилювачі постійного струму з керованими генераторами ППС – КГ). Іноді ППС – КГ називають автогенераторними підсилювачами.

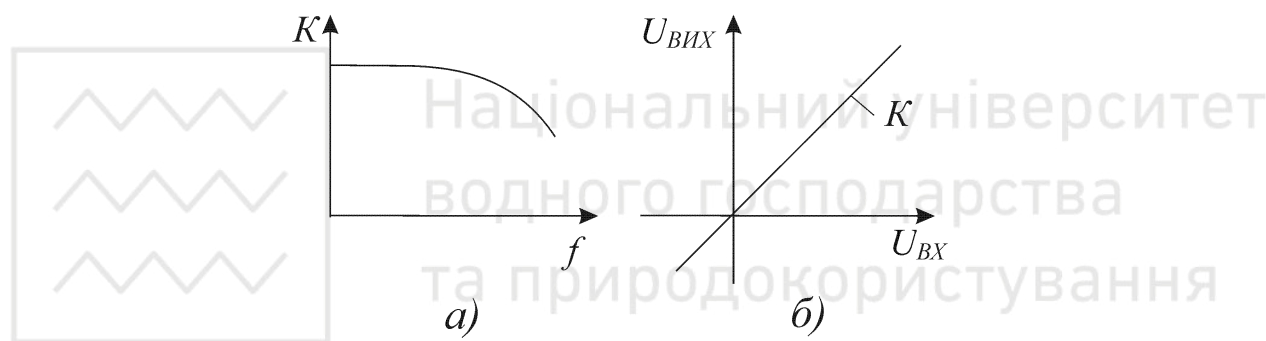


Рис.2.1. Амплітудно – частотна (а) та амплітудна (б) характеристики ППС

В них використовують звичайні схеми підсилювачів змінного струму, в тому числі й з безпосередніми зв'язками. Основні схемні особливості торкаються лише виконання кіл перетворення сигналу.

В зв'язку з відсутністю реактивних елементів в колах міжкаскадного зв'язку (зв'язок тільки гальванічний) при побудові ППС з безпосереднім зв'язком необхідно вирішувати питання узгодження напруг на різних ділянках схеми і зменшення змін сигналу на виході підсилювача при незмінному сигналі на вході. Зміни напруги на виході ППС при нульовому вхідному сигналі називають дрейфом нуля. Його значення приводять до входу, для чого зміну вихідної напруги підсилювача ділять на його коефіцієнт підсилення. Дрейф нуля показує, на яке значення потрібно збільшити чи зменшити напругу на вході підсилювача для того, щоб зміна вихідної напруги дорівнювала його власній зміні. Тому що дрейф нуля може бути обумовлений як тимчасовими, так і температурними змінами параметрів окремих елементів, відрізняють часовий і температурний дрейфи. Їх оцінюють відповідно в мкВ/год та мкВ/°С, при цьому часовий дрейф вимірюють при незмінній

температурі навколишнього середовища. У ППС дрейф нуля знаходиться в діапазоні від одиниць до сотень мкВ/год.

В теперішній час в якості ППС з безпосередніми зв'язками в основному використовують інтегральні операційні підсилювачі. За конструктивним виконанням вони є завершеними високостабільними широкосмуговими високоякісними ППС, що мають високий коефіцієнт підсилення, диференціальний вхід і несиметричний вихід.

Операційні підсилювачі випускаються у вигляді напівпровідникових інтегральних мікросхем і використовуються не тільки для виконання математичних операцій (завдяки чому вони отримали свою назву). В наш час вони використовуються в радіоелектронних приладах різного призначення завдяки їх низькій вартості, яка наближається до вартості окремих транзисторів.

Структурна схема операційного підсилювача наведена на рис.2.2. Як видно з схеми, перший каскад (а іноді й другий) є диференціальним підсилювачем. Тому в такому операційному підсилювачі є два входи: інвертувальний (позначений “-”) та неінвертувальний (позначений знаком “+”).

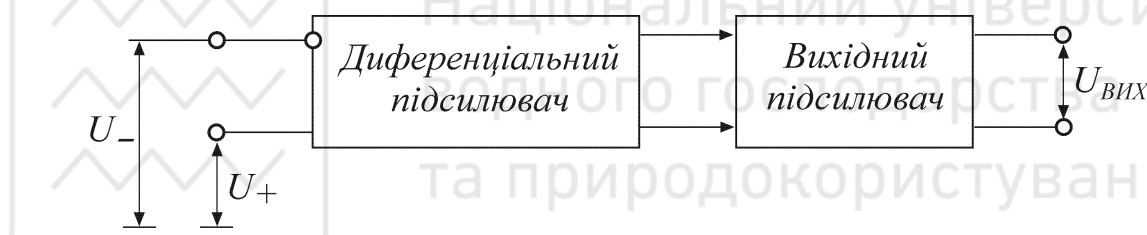


Рис.2.2. Структурна схема операційного підсилювача

На рис.2.3, а показано найбільш часто використовуване графічне зображення ОП, а на рис.2.3, б – його еквівалентна схема. Вхідне коло ОП представлено на рис.2.3, б одним опором $R_{вх}$. Більш точне представлення про вхідне коло ОП дає схема, наведена на рис.2.3, в. В більшості схем вхідним каскадом ОП є диференціальний підсилювач. Опір між його замкненими входами та спільною шиною при подачі на його вхід синфазного сигналу дорівнює $R_{сф}$. З іншого боку, для різницевого сигналу вхідний опір (між входами підсилювача) дорівнює $R_{диф}$.

В диференціальному підсилювачі $R_{диф} \approx 2h_{11e}$, а $R_{сф}$ приблизно того самого порядку, що і величина $1/h_{22б}$. Враховуючи, що в цьому випадку $R_{сф} \gg R_{диф}$, в схемі на рис.2.3, в можна знехтувати опором $2R_{сф}$ і таким чином отримати схему, наведену на рис.2.3, б.

Якщо на входах диференційного каскаду включені емітерні повторювачі, то $R_{диф}$ та $R_{сф}$ будуть одного порядку, але тому, що вони мають дуже велике значення, питання про точність не має великого значення.

Вихідне коло ОП, показане на рис.2.3, б вихідним еквівалентним генератором, який розвиває напругу, пропорційну внутрішньому коефіцієнту підсилення K_v і різниці напруг на неінвертувальному та інвертувальному входах. Вихідний генератор має опір $R_{вих}$.

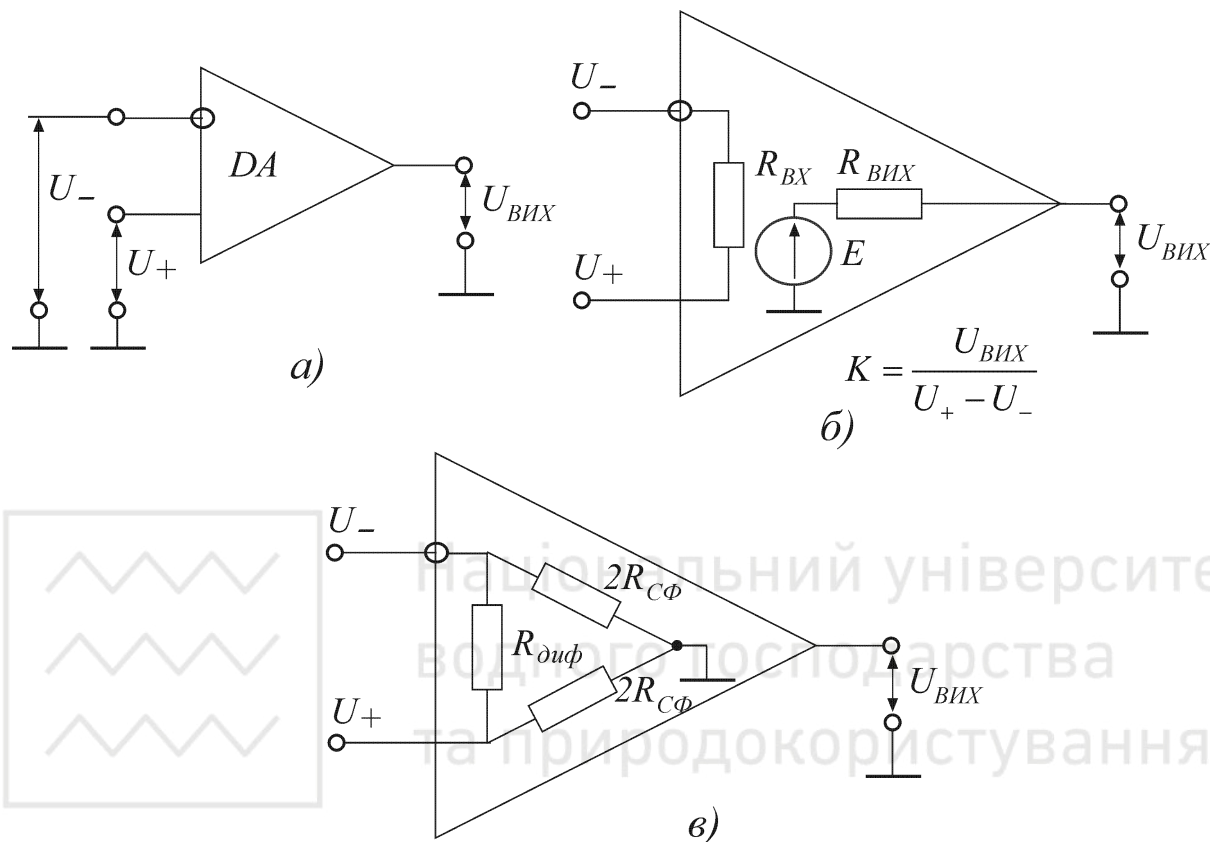
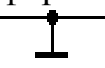


Рис.2.3. Графічне зображення (а) та еквівалентні схеми (б, в) операційного підсилювача

Початкові входні та вихідні напруги ОП спільної шини дорівнюють нулю. Це дозволяє підключати ОП каскадно, не використовуючи розділових конденсаторів. Рівність нулю вихідної напруги досягається при використанні двох джерел живлення, які відносно спільної шини мають однакові за величиною позитивний та негативний потенціали. В більшості практичних випадків використовуються джерела живлення, які мають номінальну напругу ± 6.3 та ± 12.6 В з допуском за напругою $\pm(5 \div 10)$ В. Використовуються також джерела з номінальною напругою ± 15 та ± 18 В. Джерела живлення повинні мати високу стабільність напруги та малий вихідний опір. Останнє необхідно для відсутності зворотного зв'язку через коло живлення між каскадами, які утворюють операційний підсилювач.

Успіхи інтегральної технології дозволили виконувати ОП із заданими технічними параметрами в одному корпусі. Це дає можливість розглядати його як самостійний елемент з визначеними параметрами.



Умовні позначення ОП наведені на рис.2.4, а, б. Такий підсилювач має один вихідний вивід (зображується праворуч) і два входних (зображуються з лівого боку). Знак ∇ чи $>$ характеризує наявність процесу підсилення. Вхід, напруга на якому зсунута по фазі на 180° відносно вихідної напруги, називають інвертувальним і позначають знаком інверсії \ominus , а вхід, напруга на якому збігається за фазою з вихідною напругою, – неінвертувальним. Інший вивід, спільний для обох входів та виходу, часто не вказують. Це спільна інформаційна шина, яка на принципових схемах іноді позначається у вигляді . Для полегшення розуміння призначення виводів і підвищення інформативності дозволяється введення одного чи двох додаткових полів з обох боків від основного поля, в яких вказуються мітки, що характеризують функції виводу (рис.2.4, б).

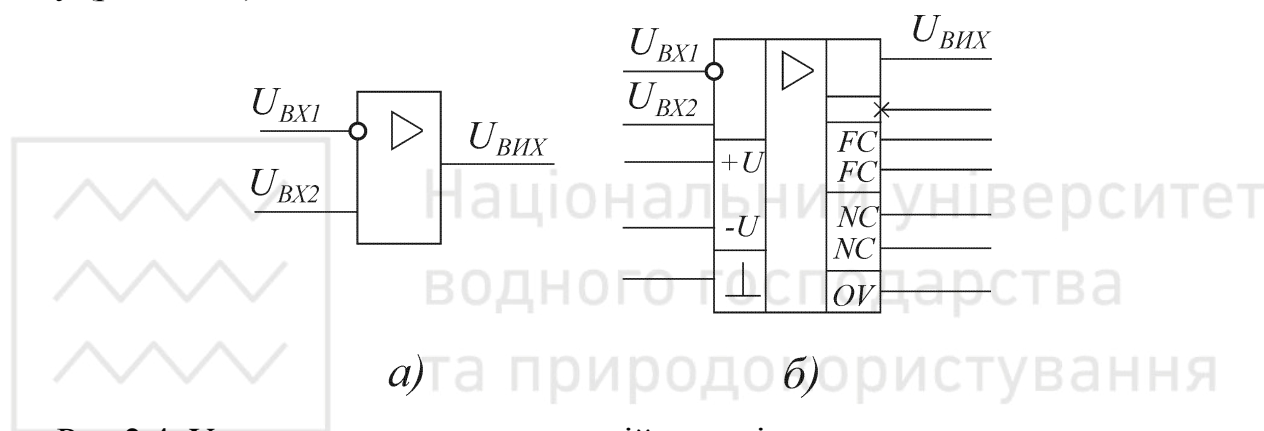
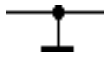


Рис.2.4. Умовне позначення операційного підсилювача:

а – без додаткового поля; б – з додатковими полями (NC – виводи балансування; FC – виводи частотної корекції; U – виводи напруги живлення; X – вивід, що не несе логічної інформації; OV – спільний інформаційний вивід;  – корпус)

2.2. Основні схеми операційних підсилювачів

Ідеальний операційний підсилювач. При аналізі схем приладів, до складу яких входить операційний підсилювач, можна отримати значні спрощення, якщо використовувати поняття про ідеальний операційний підсилювач. Ідеальним називається такий ОП, який має вхідний опір для різницевого сигналу $R_{вх} = \infty$, внутрішній коефіцієнт підсилення напруги $K_{вн} = \infty$ та вихідний опір $R_{вих} = 0$. Крім того, вважається, що коефіцієнт послаблення синфазного сигналу повинен дорівнювати нескінченності. В реальних ОП прагнуть максимально підвищити вхідний опір. Наприклад, входними каскадами ОП часто є емітерні чи витокові повторювачі, тому відгалуженням струму на вхідний опір підсилювача

можна знехтувати (опір, який підключається паралельно вхідному опору підсилювача, на декілька порядків його менше).

Аналіз схем включення ОП спрощується ще й тому, що ідеальний підсилювач за рахунок нескінченно великого внутрішнього коефіцієнта підсилення та нульового вихідного опору розвиває кінцеву напругу на будь-якому відмінному від нуля навантаженні при нульовій вхідній напрузі. Це дає можливість при аналізі схем вважати напругу між входами ОП рівною нулю. Нульовим також вважають струм, що тече через нескінченний вхідний опір.

Принцип віртуального замикання. Викладений вище матеріал відповідає принципу віртуального замикання вхідних зажимів ОП (рис.2.5). При віртуальному замиканні, як і при звичайному, напругу між замкненими входами дорівнює нулю. Але, на відміну від звичайного замикання, струм між віртуально замкненими входами не тече, тобто у віртуальне замикання струм не відгалужується. Інакше кажучи, для струму віртуальне замикання еквівалентно розриву кола.

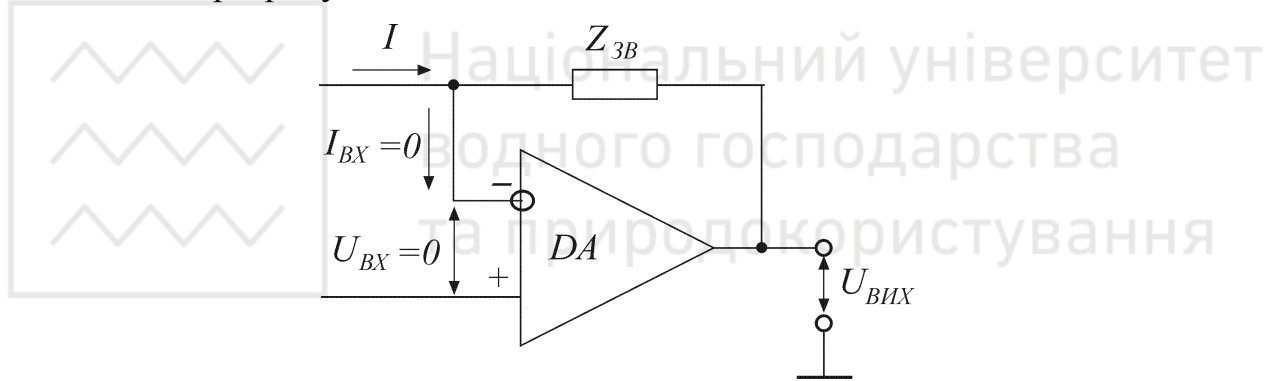


Рис.2.5. Віртуальне замикання вхідних затискачів операційного підсилювача

Інвертувальна схема. На рис.2.6, а наведена інвертувальна схема включення ОП. Використовуючи принцип віртуального замикання, знаходимо, що $I'_{ВХ} = \frac{U'_{ВХ} - 0}{Z_1}$, а вихідна напруга $U_{ВИХ} = -I'_{ВХ} \cdot Z_{ЗВ}$, звідки коефіцієнт

передачі напруги

$$K' = \frac{U_{ВИХ}}{U'_{ВХ}} = -\frac{Z_{ЗВ}}{Z_1}. \quad (2.1)$$

Співвідношення (2.1) виконується лише для ідеального ОП. Для реального підсилювача характерним є наявність похибок. Перше джерело похибок полягає в припущенні, що весь вхідний струм $I'_{ВХ}$ тече через опір зв'язку, тоді як частина його відгалужується у вхідний опір ОП. Тоді відносна похибка

$$\frac{\Delta_1 K'}{K'} = \frac{\Delta I'_{ВХ}}{I'_{ВХ}} = \frac{R_{ВХ}^{-1}}{(1 + K') \cdot Z_{ЗВ}^{-1}} = \frac{Z_{ЗВ}}{(1 + K') \cdot R_{ВХ}}.$$



Друге джерело похибки полягає в тому, що через опір Z_1 тече струм, який дорівнює не точно $\frac{U'_{\text{ВХ}}}{Z_1}$, а приблизно рівний цьому значенню. Тому що

$\frac{Z_{\text{ЗВ}}}{1+K'} \ll Z_1$, відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення дорівнює

$$\frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx -\frac{Z_{\text{ЗВ}}}{Z_1 \cdot (1+K')}.$$

Загальна відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення за формулою (2.1) дорівнює сумі цих двох відносних похибок, тобто:

$$\frac{\Delta K'}{K'} = \frac{\Delta_1 K'}{K'} + \frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx \frac{Z_{\text{ЗВ}}}{1+K'} \left(\frac{1}{R_{\text{ВХ}}} + \frac{1}{Z_1} \right) = \frac{Z_{\text{ЗВ}}(R_{\text{ВХ}} + Z_1)}{R_{\text{ВХ}} Z_1 (1+K')}, \quad (2.2)$$

де K' – коефіцієнт підсилення ОП, який залежить від внутрішнього коефіцієнта підсилення, вихідного опору та еквівалентного опору навантаження.

Еквівалентний опір навантаження для схеми, наведеної на рис.2.6, а, дорівнює $Z_{\text{н.екв}} \approx \frac{Z_{\text{ЗВ}} \cdot Z_{\text{Н}}}{Z_{\text{ЗВ}} + Z_{\text{Н}}}$, де $Z_{\text{Н}}$ – опір навантаження на виході підсилювача.

Перетворювач джерела струму в джерело напруги. Інвертувальну схему включення можна використовувати як перетворювач джерела струму в джерело напруги. Для цього в якості Z_1 та $Z_{\text{ЗВ}}$ включають резистори, які мають активні опори R_1 та $R_{\text{ЗВ}}$, а до входу схеми підключають джерело струму. Можна показати, що в цьому випадку $Z'_1 \approx R_{\text{ВХ}}$, $\beta \approx 1$, тоді

$$Z'_{\text{ВІХ}} = \frac{R_{\text{ВІХ}}}{1+K_{\text{ВН}}}; \quad U_{\text{ВІХ}} = -I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ЗВ}}.$$

Тому що вихідна напруга ОП пропорційна вхідному струму, а вихідний опір дуже малий, то така схема є перетворювачем струму в напругу.

Неінвертувальна схема. Неінвертувальна схема включення ОП наведена на рис.2.6, б. В такій схемі напруга з виходу підсилювача подається на інвертувальний вхід підсилювача. Ця напруга зворотного зв'язку відносно

спільної шини $U_- = \beta \cdot U_{\text{ВІХ}}$, де $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{\text{ЗВ}}}$. Тоді напруга на виході

підсилювача $U_{\text{ВІХ}} = K \cdot (U_+ - U_-) = K \cdot (U'_{\text{ВХ}} - \beta \cdot U_{\text{ВІХ}})$, тобто $U_{\text{ВІХ}} = \frac{K \cdot U'_{\text{ВХ}}}{1 + \beta \cdot K}$.

Отже, коефіцієнт підсилення неінвертувальної схеми включення

$$K' = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U'_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\beta + 1/K} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + 1/\beta K}. \quad (2.3)$$



При $|\beta \cdot K| \gg 1$ можна записати

$$K' \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_{3B}}{Z_1}. \quad (2.4)$$

Співвідношення (2.3) є точним. Згідно з наближеною формулою (2.4) та у відповідності з (2.3) відносна похибка визначення коефіцієнта передачі

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{\beta \cdot K}. \quad (2.5)$$

З рис.2.6, б видно, що в схемі має місце послідовний зворотний зв'язок за напругою, при якому вхідний опір дорівнює $R'_{BX} \approx (1 + \beta \cdot K) \cdot R_{BX}$.

Потрібно звернути увагу на те, що реально вхідний опір має менше значення, тому що паралельно неінвертувальному входу підключений опір, який дорівнює $2R_{cf}$ (див. рис.2.3, в).

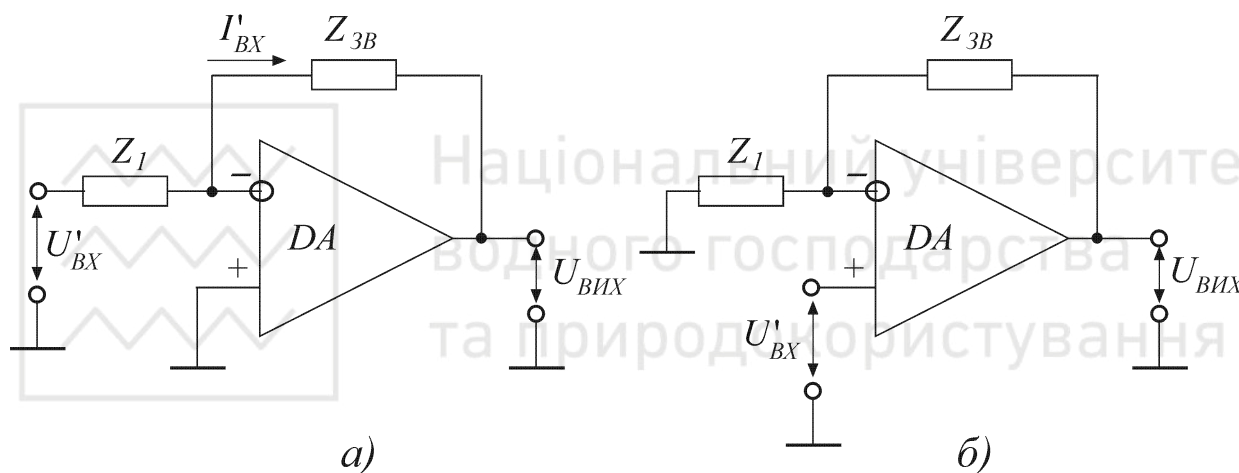


Рис.2.6. Інвертувальна (а) та неінвертувальна (б) схеми ОП

Повторювач напруги. На рис.2.7 наведена схема повторювача напруги, реалізованого на основі ОП. Приймавши в співвідношенні (2.4) $Z_{3B} = 0$ та $Z_1 = \infty$, отримаємо

$$K' \approx 1. \quad (2.6)$$

У відповідності з співвідношенням (2.5) відносна похибка дорівнює

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{K}. \quad (2.7)$$

Для визначення вхідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою, наведеною на рис.2.8, а. Ця схема отримана з еквівалентних схем рис.2.3, б та в. Для схеми рис.2.8, а маємо

$$R'_{BX} = \frac{U'_{BX}}{I'_{BX}} = R_{BX} (1 + K_B) + R_{ВИХ} \cdot \frac{R_H - R_{BX} \cdot K_B}{R_{ВИХ} + R_H}. \quad (2.8)$$

В більшості практичних випадків виконується умова $R_H \gg R_{ВИХ}$, тому

$$R'_{BX} \approx R_{BX} (1 + K_B). \quad (2.9)$$

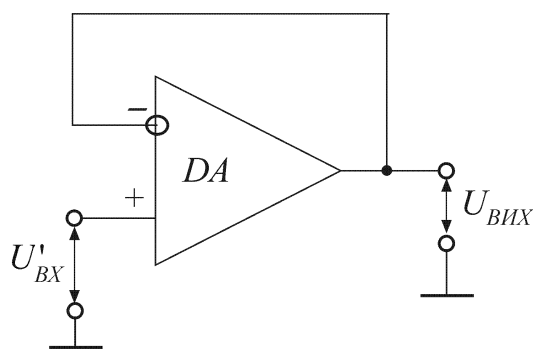


Рис.2.7. Повторювач напруги на операційному підсилювачі

Вхідний опір повторювача напруги $R'_{ВХ}$, визначений з співвідношень (2.8) та (2.9), має досить велике значення. Але потрібно враховувати, що ці співвідношення виведені на основі наближеної еквівалентної схеми (див. рис.2.3, б). Більш точна еквівалентна схема вхідного кола, наведена на рис.2.3, в, показує, що між неінвертувальним входом та спільною шиною включений опір $2R_{сф}$, паралельний опору $R'_{ВХ}$.

Для визначення вихідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою, наведеною на рис.2.8, б. Ця схема отримана з схеми рис.2.8, а, в якій замість вхідної напруги $U'_{ВХ}$ включено опір джерела цієї напруги $R_{Г}$, а на виході еквівалентної схеми включено напругу $U_{ВХ}$.

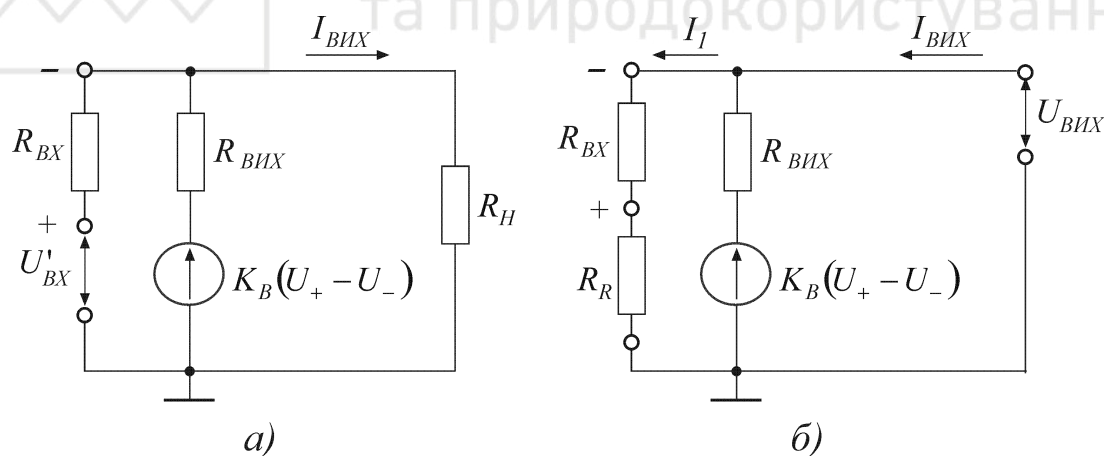


Рис.2.8. Еквівалентні схеми операційного підсилювача

Можна показати, що вихідний опір повторювача дорівнює паралельному з'єднанню двох опорів, а саме

$$R'_{ВІХ} = \frac{(R_{ВХ} + R_{Г}) \cdot R_{ВІХ}}{R_{ВХ} + R_{Г} + \frac{R_{ВІХ}}{1 + \beta' \cdot K_B}}, \quad (2.10)$$

де $\beta' = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{Г}}$.



Тому що перший опір набагато більше другого, то можна вважати, що

$$R'_{\text{вих}} \approx \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \beta' \cdot K_B}. \quad (2.11)$$

Інтегратор. Схема інтегратора наведена на рис.2.9, а. Якщо на вхід інтегратора подати напругу $U'_{\text{вх}}$, то у відповідності з принципом віртуального замикання можна вважати, що струм через резистор R має сталі значення. Цей струм заряджає конденсатор C і створює на ньому напругу, яка одночасно є вихідною:

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^{\infty} U'_{\text{вх}} dt. \quad (2.12)$$

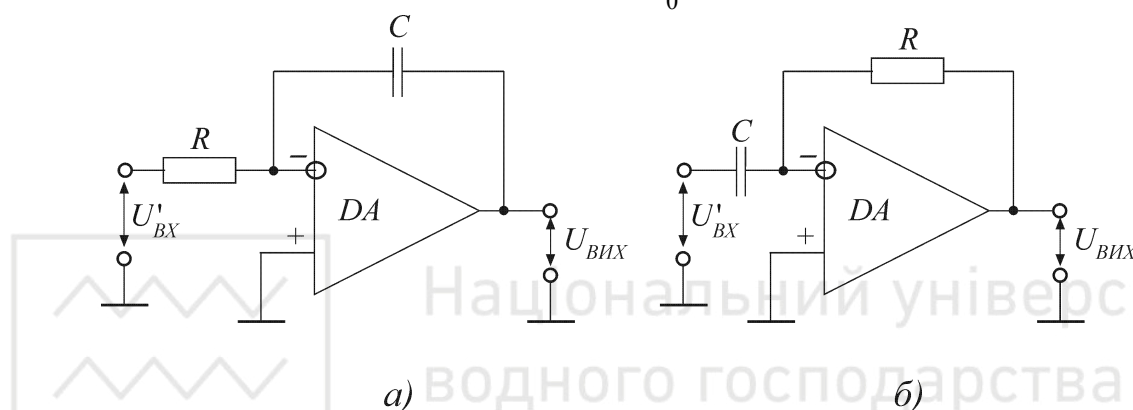


Рис.2.9. Інтегратор (а) та диференціатор (б) на операційному підсилювачі

Диференціатор. Схема диференціатора на основі ОП наведена на рис.2.9, б. Вхідною напругою у відповідності з принципом віртуального замикання є напруга на конденсаторі. Струм, який заряджає конденсатор, визначається як $I = C \frac{dU'_{\text{вх}}}{dt}$. Цей струм, не відгалужуючись в ОП, повністю проходить через опір R , створюючи на ньому напругу, яка є вихідною:

$$U_{\text{вих}} = -RC \frac{dU'_{\text{вх}}}{dt}. \quad (2.13)$$

Логарифмувальні схеми. Для виконання логарифмування та зворотної операції (антилогарифмування) використовуються ОП, в яких роль опорів Z_1 чи $Z_{\text{зв}}$ виконують діоди з площинним $p-n$ – переходом.

Відомо, що вольт–амперна характеристика $p-n$ – переходу достатньо точно визначається таким рівнянням (при $U_d \geq (3 \div 4)U_T$):

$$I_d \approx I_S \exp\left(\frac{U_p}{U_T}\right). \quad (2.14)$$

Прологарифмувавши останнє співвідношення, отримаємо

$$U_d \approx U_T \ln\left(\frac{I_d}{I_S}\right). \quad (2.15)$$

На рис.2.10, а наведена схема логарифматора, в якій використовується емітерний діод. Струм через опір R , що є також і струмом через діод, визначається як $I_D = \frac{U'_{BX}}{R}$. Тоді напруга на виході

$$U_{\text{вих}} = -U_D \approx -U_T \ln\left(\frac{U'_{\text{BX}}}{R \cdot I_S}\right). \quad (2.16)$$

Складаючи вихідні напруги декількох логарифмувальних підсилювачів, можна отримати суму логарифмів від декількох напруг, яка дорівнює логарифму – добутку цих напруг. Зворотну операцію – знаходження добутку за логарифмом – можна реалізувати за допомогою антилогарифмувальної схеми (див. рис.2.10, б). Для такої схеми напруга на діоді дорівнює вхідній напрузі. Струм через діод визначається співвідношенням (2.14), звідки напруга на виході схеми

$$U_{\text{вих}} = -I_D R \approx R \cdot I_S \exp\left(\frac{U'_{\text{BX}}}{U_T}\right). \quad (2.17)$$

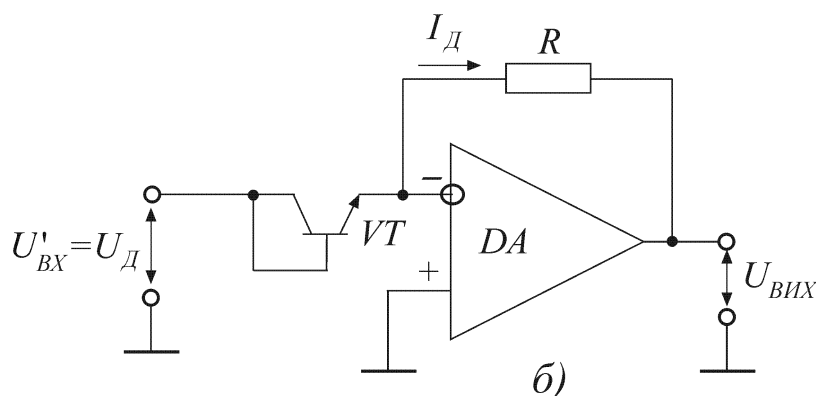
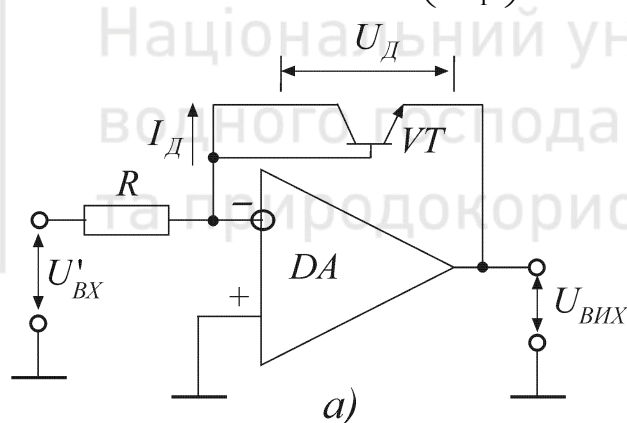


Рис.2.10. Логарифматор (а) та антилогарифматор (б) на операційному підсилювачі

Використання логарифматорів та антилогарифматорів дозволяє реалізувати нескладні аналогові множники та подільники.



2.3. Операційні підсилювачі в інтегральному виконанні

Уяву про особливості ОП в інтегральному виконанні дає рис.2.11, а, на якому наведена спрощена схема ОП типу 140УД7 (не наведені кола захисту та другорядні елементи). На вході ОП розташований диференційний каскад на транзисторах VT1 ÷ VT7. До його високоомного виходу підключений підсилювальний каскад на транзисторі VT8, зібраний за схемою з спільним емітером (СЕ). Вихідний каскад зібраний на транзисторах VT10 та VT11, які мають різну провідність. Ці транзистори включені за схемою з спільним колектором (СК). Для збільшення опору навантаження каскаду на транзисторі VT8 в його колекторне коло включено кероване джерело струму ДС3, а вихідний каскад підключений через додатковий емітерний повторювач, зібраний на транзисторі з високоомним динамічним навантаженням (ДС3). Керовані джерела струму ДС1, ДС2 та ДС3 взаємозв'язані, тому вихідний струм одного є вхідним струмом іншого. Завдяки цьому забезпечується потрібна часова і температурна стабільність вихідного сигналу. ОП має внутрішню частотну корекцію, реалізовану за допомогою конденсатора C_K . Конденсатор утворює від'ємний зворотний зв'язок в каскаді на транзисторі VT8. Тому що опір конденсатора зменшується при збільшенні частоти, то глибина ЗЗ збільшується, а коефіцієнт підсилення зменшується. Еквівалентна схема цієї частини підсилювача наведена на рис.2.11, б. В тій схемі $R_{\text{вих}}$ – вихідний опір диференційного каскаду на транзисторах VT1 ÷ VT7, K_U – ідеалізований підсилювач, який має такий самий коефіцієнт підсилення, як каскад на транзисторі VT8.

Частотна корекція необхідна для того, щоб усунути автоколивання, які можуть виникнути при введенні ЗЗ. Але внутрішньої корекції не завжди буває достатньо для забезпечення стійкості. Тому її іноді доповнюють зовнішніми колами корекції. Підключивши до виводу 8 додатковий навісний конденсатор C_{K1} , можна реалізувати частотну корекцію та змінити АЧХ і ФЧХ підсилювача, усунувши автоколивання. При цьому якщо конденсатор C_{K1} підключений до спільної шини, то зменшується частота, з якої починається зменшення коефіцієнта підсилення. Якщо конденсатор включити між виводами 2 та 8 (конденсатор C_{K2} на рис.2.11, а), то з'являється позитивний ЗЗ, який зменшує глибину негативного ЗЗ, реалізованого за допомогою конденсатора C_K . Відповідно збільшуються швидкість зростання вихідної напруги та частота, на якій починається зменшення коефіцієнта передачі ОП.

Для введення кіл корекції необхідні принципова схема підсилювача і чітка уява про те, як корегувальні кола змінюють АЧХ та ФЧХ підсилювача,

при цьому для забезпечення стійкості використовують корегувальні кола інтегрувального (кола з конденсаторами C_K та C_{K1}) і диференціовального типів (коло з конденсатором C_{K2}). При однакових значеннях сталих часу цих кіл частотна корекція в ОП відсутня.

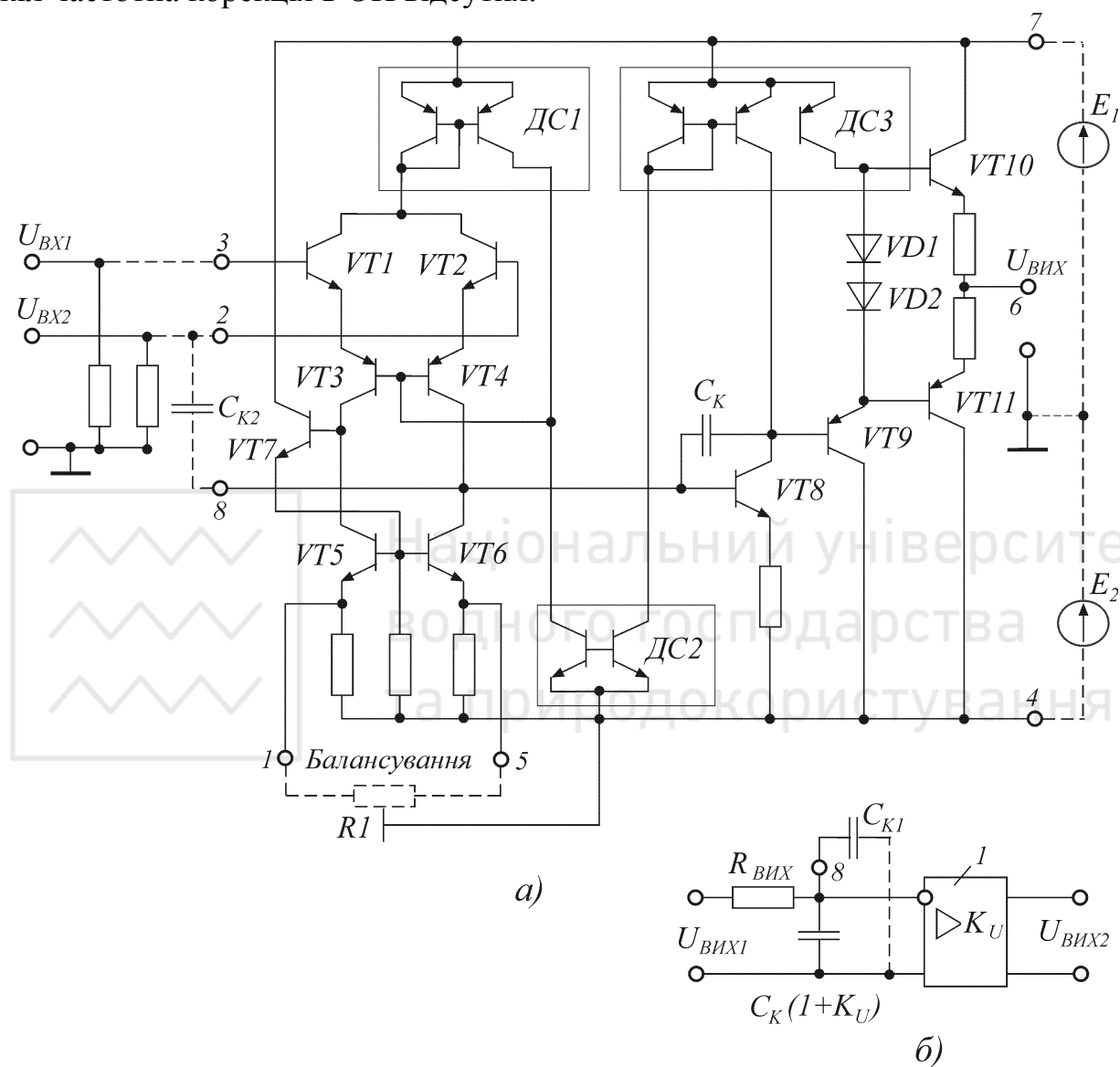


Рис.2.11. Спрощені принципові схеми операційного підсилювача 140УД7 (а) та еквівалентна схема кола частотної корекції (б)

У підсилювача передбачена можливість проведення балансування диференційного каскаду. Для цього від емітерів транзисторів VT5 та VT6 зроблені виводи 2 та 5. До них підключається резистор регулювання R1, рухомий контакт якого з'єднаний з від'ємною шиною джерела живлення. За допомогою переміщення рухомої частини досягається невелика зміна струмів спокою плечів диференційного каскаду, в результаті чого змінюється вихідна напруга. При визначеному положенні рухомої частини резистора можна отримати нульову вихідну напругу (відносно спільної шини, яка є нульовою точкою двох однакових джерел живлення з напругами +E1 та -E1). Зовнішнє

балансування зменшує вимоги до технології виготовлення ОП та покращує характеристики розроблених пристроїв, але при цьому збільшується кількість навісних компонентів схеми.

Ще один варіант побудови ОП наведений на рис.2.12. Такий ОП складається з двох послідовно включених диференційних каскадів на транзисторах $VT1 \div VT4$, каскаду на транзисторі $VT5$ та вихідного емітерного повторювача (підсилювача потужності) на транзисторах $VT6$ та $VT8$. Для транзистора $VT8$ каскад на транзисторі $VT5$ є емітерним повторювачем. Відповідно напруга на виході емітерного повторювача $VT8$ повторює потенціал колектора транзистора $VT4$. Тому що в коло емітера транзистора $VT5$ включено кероване джерело струму ДС5, то струм транзистора не залежить від вхідної напруги бази. Відповідно струм транзистора $VT6$, який визначається керованим джерелом струму ДС6, залишається незмінним. При нульовому сигналі на вході струми транзисторів $VT6$ та $VT8$ однакові, а вихідна напруга дорівнює нулю ($U_{вих} = 0$). Якщо на вхід підсилювача подається сигнал, то потенціал емітера транзистора $VT8$ набуває відповідних з ним змін, а струм транзистора $VT6$ залишається незмінним. Транзистор $VT9$ в схемі ОП виконує захисні функції.

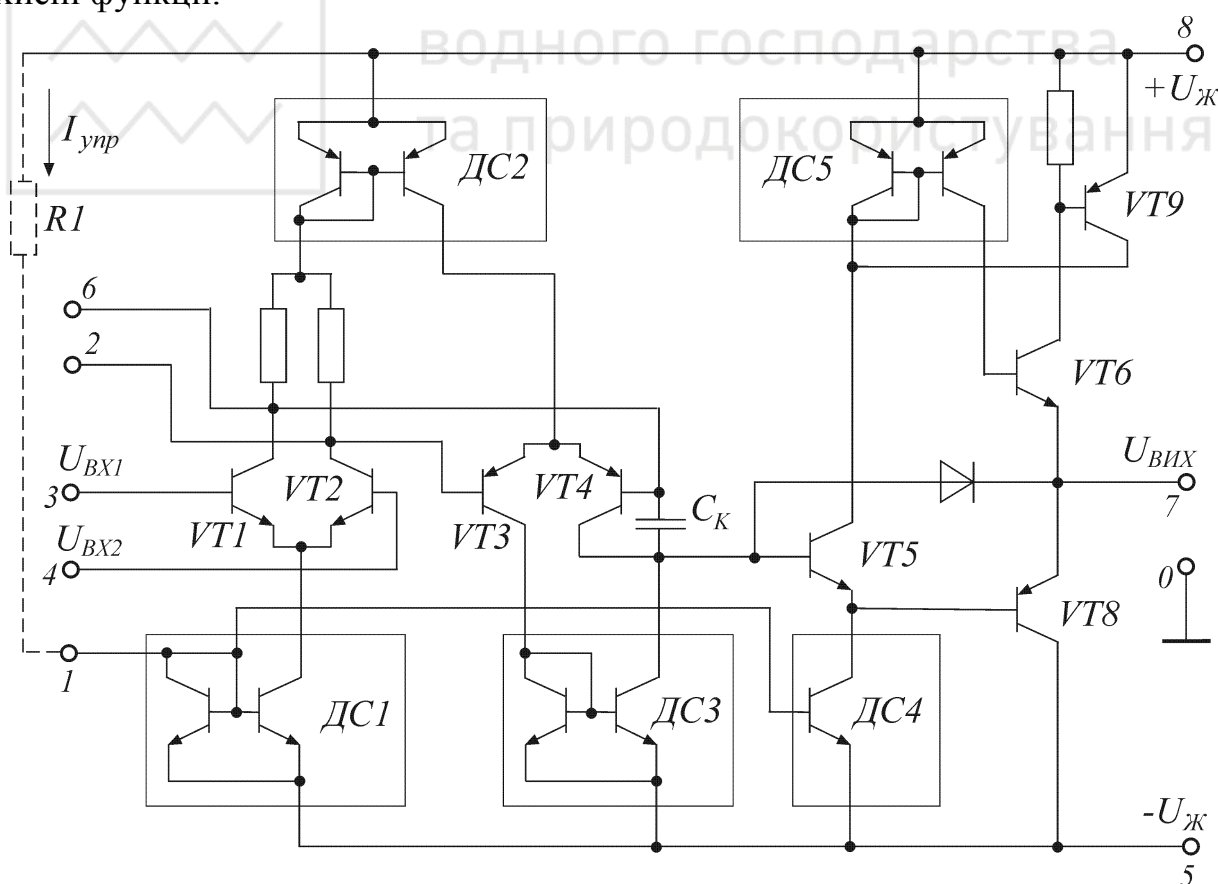


Рис.2.12. Спрощена принципова схема операційного підсилювача 1407УДЗ

Характерною особливістю такого ОП є те, що струми спокою усіх каскадів визначаються струмом додаткового виводу управління 1. Від значення



струму управління $I_{упр}$ залежить струм керованого джерела струму ДС1, а відповідно і струми керованих джерел ДС2 ÷ ДС5. Задавши більше значення струму управління, отримаємо підсилювач, в якому підсилювальні каскади працюють при більших статичних струмах. При цьому забезпечуються більша швидкість зростання вихідної напруги та краща частотна характеристика, але збільшуються часовий і температурний дрейфи нуля. Для ППС бажано мати малі робочі струми активних елементів, тому що при цьому менший нагрів активних елементів та невеликий вплив розкиду їх параметрів. Тому при розробці ППС струм управління потрібно вибирати невеликим. Таким чином, основні характеристики підсилювача можна переналагоджувати при зміні струму управління $I_{упр}$. Один і той самий ОП може працювати як при малій споживаній потужності з достатньою характеристикою за постійним струмом, так і при більшій споживаній потужності з широкою смугою пропускання та високою швидкістю зростання вихідного сигналу.

Операційні підсилювачі, які мають додатковий вхід управління, сигнал на якому визначає найважливіші параметри підсилювача, отримали назву програмованих.

Струм входу управління може задаватися або за допомогою резистора (R_1 на рис.2.12), або за допомогою додаткового зовнішнього джерела струму. При цьому зміни струму управління, вхідного опору, споживаної потужності та швидкодії ОП практично не впливають на значення його коефіцієнта підсилення напруги. Значення струму управління вибирають в межах від одиниць до сотень мкА. Такий підсилювач також має внутрішню корекцію, реалізовану за допомогою конденсатора C_K , а також має виводи 2 та 6 для введення зовнішньої корекції.

Промисловість виробляє програмовані ОП типів 140УД12, 1407УД1, 1407УД2, 1407УД3 та 1407УД4.

З наведених схем видно, як використовуються підсилювальні каскади для побудови складних багатокаскадних пристроїв, при цьому характерною особливістю більшості типів ОП є те, що на їхньому виході встановлено підсилювач потужності, виконаний на емітерних повторювачах. Це забезпечує отримання низького вихідного опору, який для малопотужних ОП оцінюється величиною 100÷500 Ом. Використання транзисторів з різною провідністю дозволило забезпечити нормальну роботу різних типів ОП при зміні напруг живлення від 3 до 15 В, наприклад, ОП типів 1407УД1÷1407УД3. Крім того, до складу схеми окремих ОП введені компоненти, які забезпечують захист від короткого замикання на виході.

В залежності від призначення ОП ділять на:



1) ОП загального використання, призначені для використання в апаратурі, де до параметрів підсилювачів немає жорстких вимог та припустимі похибки, що досягають значень часток проценту;

2) прецизійні ОП, які мають малі значення дрейфів та шумів, а також високий коефіцієнт підсилення;

3) швидкодійні ОП, які мають велику швидкість зміни вихідної напруги (від 200 до 500 В/мкс) та використовуються для побудови імпульсних і широкосмугових пристроїв.

Іноді в окрему групу відокремлюють мікропотужні ОП, які споживають від джерела живлення дуже малі струми (менші 1 мА). Такі ОП зручно використовувати в батарейній апаратурі.

2.4. Основні параметри та характеристики операційних підсилювачів

Параметри та характеристики ОП можна умовно поділити на вхідні, вихідні та характеристики передачі.

До вхідних параметрів відносять: напругу зсуву нуля; вхідні струми; різниці вхідних струмів; вхідні опори; коефіцієнт послаблення синфазних вхідних напруг; діапазон синфазних вхідних напруг; температурний дрейф напруги зсуву нуля; температурні дрейфи вхідних струмів і їх різниці; напругу (струм) шумів, приведену до входу; коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення на напругу зсуву.

Напруга зсуву нуля U_{zc} – це потенціал на виході ОП при нульовому вхідному сигналі, поділений на коефіцієнт підсилення підсилювача. Цей параметр показує, яке джерело напруги необхідно підключити до входу ОП для того, щоб на виході отримати $U_{вих} = 0$. Якщо ОП включити за схемою із 100% - ним зворотним зв'язком ($\beta = 1$), а вихід та інверсний вхід закортити, то коефіцієнт підсилення його буде дорівнювати одиниці, а вихідна напруга – U_{zc} (рис.2.13, а). Значення напруги зсуву лежить в межах від одиниць до десятків мВ. Знаючи значення напруги зсуву, легко визначити постійну напругу на виході ОП, яку він має у вибраній схемі включення: $U_{вих} = K_U \cdot U_{zc}$.

Наявність вхідних струмів обумовлена необхідністю забезпечити нормальний режим роботи вхідного диференційного каскаду на біполярних транзисторах. У випадку використання польових транзисторів під вхідними струмами розуміють струми різних втрат. Якщо до обох входів ОП підключені джерела сигналів з різними внутрішніми опорами, то струми зсуву навіть в ідеальному вхідному каскаді створюють різні падіння напруги на цих внутрішніх опорах. Тому між входами ОП з'явиться диференційний

сигнал, який змінює вихідну напругу. З метою його зменшення опори, що підключаються до обох входів, слід брати по можливості однаковими.

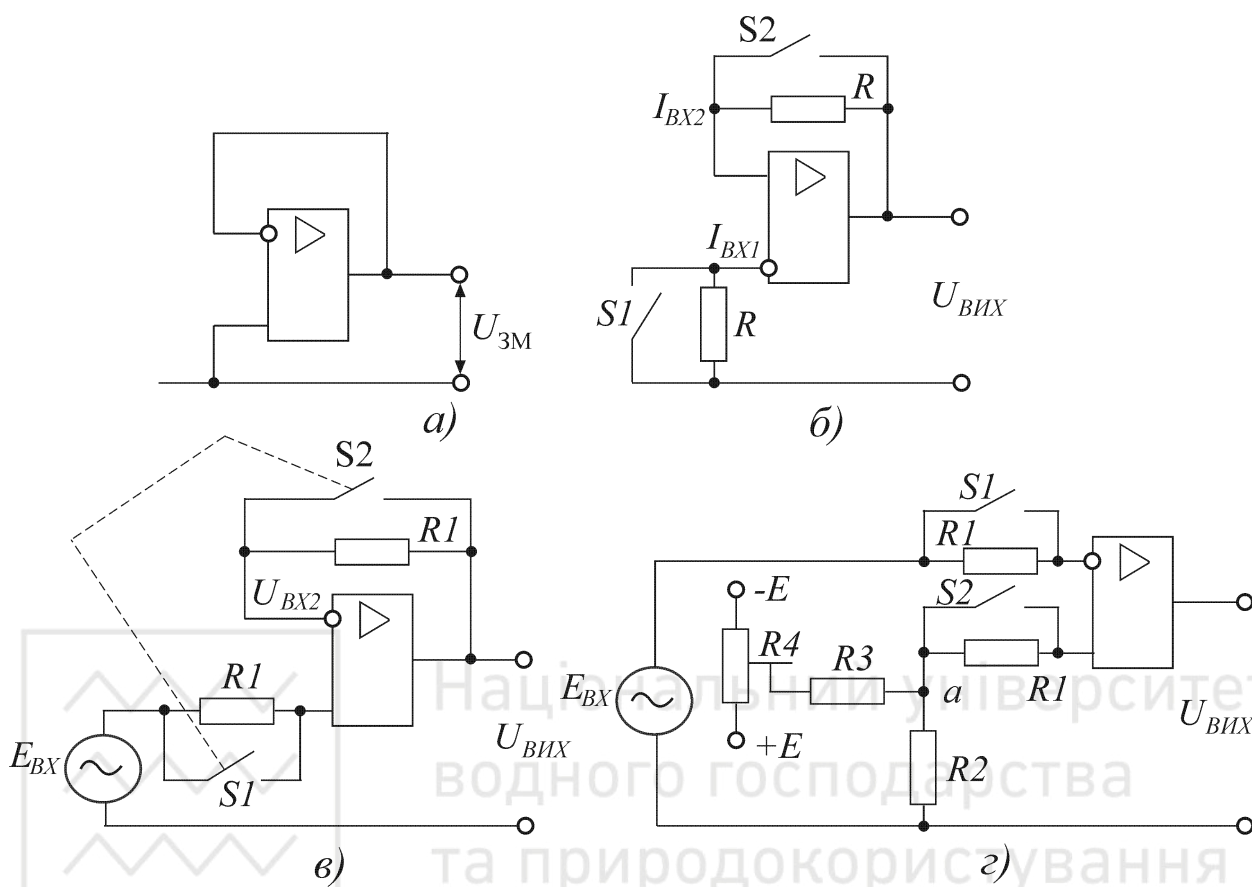


Рис.2.13. Схеми для визначення параметрів операційного підсилювача:
а – напруги зміщення нуля; б – входних струмів; в – диференціальний вхідний опору; г – синфазного вхідного опору

Вимірювання вхідних струмів реалізується за схемою, наведеною на рис.2.13, б. Основна ідея, покладена в основу такого методу вимірювання, зводиться до того, що при постійному вхідному струмі I_{BX1} або I_{BX2} зміна опору, підключеного до відповідного входу, призводить до зміни вихідної напруги $U_{ВИХ}$, яку можна виміряти та за її значенням розрахувати вхідний струм. При замкнених ключах $S1$ та $S2$ вихідна напруга дорівнює напрузі зсуву нуля $U_{зс}$, а коефіцієнт підсилення напруги – одиниці. При розмиканні ключа $S1$ коефіцієнт підсилення напруги залишається рівним одиниці (зберігається 100% – ний ЗЗ), а вхідна напруга $U_{ВХ1}$ за рахунок падіння напруги на опорі зміниться на величину $\Delta U_{ВХ1} = I_{ВХ1} R$. Вихідна напруга досягає значення $U_{ВХ1}$. Тому що коефіцієнт підсилення напруги дорівнює одиниці, то

$$\Delta U_{ВХ1} = U_{ВХ1} - U_{зс} = I_{ВХ1} R. \quad (2.18)$$

З останнього співвідношення струм першого входу визначається як



$$I_{\text{вх1}} = \frac{U_{\text{вих1}} - U_{\text{зм}}}{R}. \quad (2.19)$$

Вхідний струм другого входу визначають аналогічно при розімкненому ключі S2 та замкненому ключі S1:

$$I_{\text{вх2}} = \frac{U_{\text{вих2}} - U_{\text{зм}}}{R}. \quad (2.20)$$

Різниця вхідних струмів $\Delta I_{\text{вх1}} = I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}} = \frac{U_{\text{вих1}} - U_{\text{вих2}}}{R}$ може мати будь-який знак.

Вхідні опори в залежності від характеру вхідного сигналу ділять на диференційні (для диференційного сигналу) та синфазні (опір загального виду).

Вхідний опір для диференційного сигналу – це повний вхідний опір з боку будь – якого входу, в той час як інший вхід з'єднаний з спільним виводом. Значення його лежать в інтервалі декількох десятків кОм – сотень МОм.

Вхідний опір для синфазного сигналу характеризує зміни середнього вхідного струму при підключенні до входів синфазної напруги. Він має значення на декілька порядків більше, ніж опір для диференційного сигналу.

Схема для вимірювання диференційного вхідного опору наведена на рис.2.13, в. Опір резистора R_2 вибирають невеликим (порядка декількох десятків – сотень Ом) для того, щоб виконувались нерівності $R_2 \ll R_{\text{вх}}$, $R_2 \ll R_1$ та $R_2 \ll R_3$. Мале значення опору R_2 дозволяє вважати точку "а" зануленою за змінним струмом. В той самий час наявність цього опору забезпечує подання на неінвертувальний вхід постійної напруги від подільника напруги на опорі R_4 , яка компенсує напругу зсуву нуля. Це особливо необхідно для високочутливих ОП, для яких напруга зсуву нуля, підсилившись в K_U разів, може вивести каскади ОП на нелінійну ділянку амплітудної характеристики. Тому на початку вимірювань при $E_{\text{вх}} = 0$ за допомогою резистора R_4 необхідно виставити нульову вихідну напругу. Тоді при поданні вхідної напруги та замкнених ключах S1 та S2 на виході ОП з'явиться напруга

$$U_{\text{вих}} = K_U E_{\text{вх}}. \quad (2.21)$$

Після розмикання ключів S1 та S2 послідовно з вхідним опором для диференційного сигналу буде включеним опір $2R_1$. Це призведе до зміни вхідної та вихідної напруг:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вх2}} &= E_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + 2R_1}; \\ U_{\text{вих2}} &= K_U U_{\text{вх2}} = K_U E_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + 2R_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$



Розділивши співвідношення (2.20) на (2.21), тобто

$$\frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вих2}}} = \frac{R_{\text{вх}} + 2R_1}{R_{\text{вх}}} \quad (2.23)$$

отримаємо

$$R_{\text{вх}} = 2R_1 \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вих1}} - U_{\text{вих2}}} \quad (2.24)$$

Частота вхідної напруги $E_{\text{вх}}$ для такої схеми вимірювань вибирається порядку декількох десятків Гц. Вхідний опір для синфазного сигналу може бути визначений за допомогою схеми, наведеної на рис.2.13, г. В такій схемі забезпечується одиничний коефіцієнт підсилення та синфазність напруг на обох входах. При замкненому ключі S1 вихідна напруга

$$U_{\text{вих1}} = K_U \cdot E_{\text{вх}} \approx E_{\text{вх}} \quad (2.25)$$

Після розмикання ключа S1 вхідна та вихідна напруги підсилювача зменшуються та будуть визначатися такими співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вих2}} &= E_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх.сф}}}{R_{\text{вх.сф}} + R_1}; \\ U_{\text{вих2}} &= K_U \cdot U_{\text{вих2}} = K_U \cdot E_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх.сф}}}{R_{\text{вх.сф}} + R_1} \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Розділивши співвідношення (2.25) на (2.26), тобто

$$\frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вих2}}} = \frac{R_{\text{вх.сф}} + R_1}{R_{\text{вх.сф}}}, \quad (2.27)$$

отримаємо вхідний опір для синфазного сигналу:

$$R_{\text{вх.сф}} = R_1 \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вих1}} - U_{\text{вих2}}} \quad (2.28)$$

Слід звернути увагу на велике зменшення $R_{\text{вх.сф}}$ при збільшенні частоти вхідного сигналу.

Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу визначається як відношення напруги синфазного сигналу, поданого на обидва входи, до диференційної вхідної напруги, яке забезпечує на виході такий самий сигнал, що і у випадку синфазної напруги:

$$K_{\text{п.сф}} = \frac{U_{\text{вх.сф}}}{U_{\text{вх.диф}}} \Big|_{U_{\text{вих.сф}}=U_{\text{вих.диф}}} \quad (2.29)$$

З урахуванням (2.29) напруга на виході ОП, яка з'являється при одночасному поданні диференційного та синфазного вхідних сигналів, дорівнює

$$U_{\text{вих}} = K_U \left(U_{\text{вх.диф}} + \frac{U_{\text{вх.сф}}}{K_{\text{п.сф}}} \right) \quad (2.30)$$



Діапазон синфазних вхідних напруг характеризує зону, в якій можливі зміни синфазної вхідної напруги без порушення роботоздатності ОП.

Температурні дрейфи напруги зсуву та вхідних струмів характеризують зміни відповідних параметрів від температури та на практиці оцінюються в мкВ/град та нА/град. Ці параметри важливі для прецизійних пристроїв, тому що їх, на відміну від напруги зсуву та вхідних струмів, ефективно скомпенсувати важко. Температурні дрейфи є основною причиною появи температурних похибок пристроїв на основі ОП.

Напруга шумів, прикладених до входу, – це напруга, що діє на виході підсилювача при нульовому вхідному сигналі та нульовому опорі джерела сигналу, поділене на коефіцієнт підсилення ОП K_U . На практиці задається спектральна густина напруги шумів, яка оцінюється як корінь квадратний з квадрату приведеної напруги шумів, поділений на смугу частот Δf , в якій проводиться вимірювання цієї напруги.

Таким чином оцінюються шуми, що знаходяться в смузі частот 1 Гц. Їхня розмірність – $\frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}$. При роботі ОП з джерелом сигналу, внутрішній опір якого R_r відрізняється від нуля, також треба вводити приведений струм шуму ОП $I_{ш}$ та його спектральну густина. Цей параметр відображає той факт, що підсумкова приведена напруга шумів стає більшою, ніж сума напруг шумів ОП при $R_r = 0$ та шумів резистора R_r . Для оцінки такого ефекту вхідне коло ОП представляють в вигляді рис.2.14, а спектральну густина підсумкової приведеної напруги шумів оцінюють за допомогою рівняння

$$U_{ш.вх} = \frac{U_{ш.вих}}{K_U} = \sqrt{\frac{U_{ш}^2 + I_{ш}^2 R_r^2}{\Delta f} + 4kTR_r}, \quad (2.31)$$

де $U_{ш}$ – приведена напруга шумів при $R_r = 0$; $4kTR_r$ – спектральна густина теплового шуму резистора.

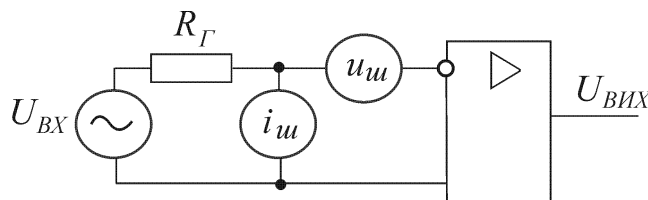


Рис.2.14. Генератори напруги та шумів у вхідному колі операційного підсилювача

В технічних умовах іноді задають коефіцієнт шуму (дБ)

$$K_{ш} = 10 \lg \frac{U_{ш.вх}^2}{4kTR_r}, \quad (2.32)$$



що визначається як виражене в децибелах відношення приведеної до входу потужності шуму підсилювача, який працює від джерела з внутрішнім опором R_r , до потужності шуму активного опору R_r .

Коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення на напругу зсуву характеризують приведені до входу зміни вихідної напруги ОП ΔU_{zc} при коливаннях напруги джерела живлення $\Delta U_{ж}$ (мкВ/В), тобто

$$K_B = \frac{\Delta U_{zc}}{\Delta U_{ж}}. \quad (2.33)$$

До групи вихідних параметрів відносяться вихідний опір, вихідна напруга та струм виходу.

Визначити вихідний опір досить важко через його зміни в залежності від зсуву нульового рівня вихідної напруги. Для вимірювання $R_{вих}$ можна використати схему рис.2.15, а, але при цьому необхідно, щоб коефіцієнт підсилення всього підсилювача при розімкненому зворотному зв'язку був відомий. Опори резисторів R_1 та R_2 вибирають однаковими, при цьому їх значення повинні бути великими (порядку 1 МОм). Тоді вихідна напруга при розімкненому ключі

$$U_{вих2} = U_{вих1} - I_n R_{вих.33}, \quad (2.34)$$

де $U_{вих1}$ – вихідна напруга при замкненому ключі S; $R_{вих.33}$ – вихідний опір ОП, охопленого зворотним зв'язком.

З співвідношення (2.34), враховуючи, що $I_n = U_{вих2} / R_n$, отримаємо

$$R_{вих.33} = R_n \frac{U_{вих1} - U_{вих2}}{U_{вих2}}. \quad (2.35)$$

З теорії зворотного зв'язку відомо, що вихідний опір підсилювача, не охопленого зворотним зв'язком, зв'язаний з вихідним опором підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою відношенням

$$R_{вих.33} = \frac{R_{вих}}{1 + \beta \cdot K_U}.$$

Тому що опори R_1 та R_2 мають однакове значення, а коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta = 0.5$, то вихідний опір ОП визначається як

$$R_{вих} = \frac{U_{вих1} - U_{вих2}}{U_{вих2}} R_n \left(1 + \frac{K_U}{2} \right). \quad (2.36)$$

Максимальні вихідні напруги та струм вказуються в технічних умовах на виготовлення ОП.

До групи характеристик передачі відносять коефіцієнт підсилення за напругою, частоту одиничного підсилення, швидкість зростання вихідної

напруги, час встановлення вихідної напруги, час відновлення та АЧХ ОП.

Коефіцієнт підсилення за напругою ОП може бути визначений експериментальним шляхом у випадку, коли на вхід ОП, не охопленого колом ЗЗ, подається відома напруга та визначається вихідна напруга. Але при цьому виникають істотні труднощі, пов'язані з визначенням малих вхідних напруг. Крім того, у високочутливих ОП з високим коефіцієнтом підсилення напруга зсуву нуля, яка може бути представлена еквівалентним генератором, включеним на вході ОП, підсилюючись в K_U разів, може викликати насичення вихідного каскаду ОП, що призведе до його нероботоздатності. Тому високочутливі ОП не можна використовувати без кіл зворотного зв'язку.

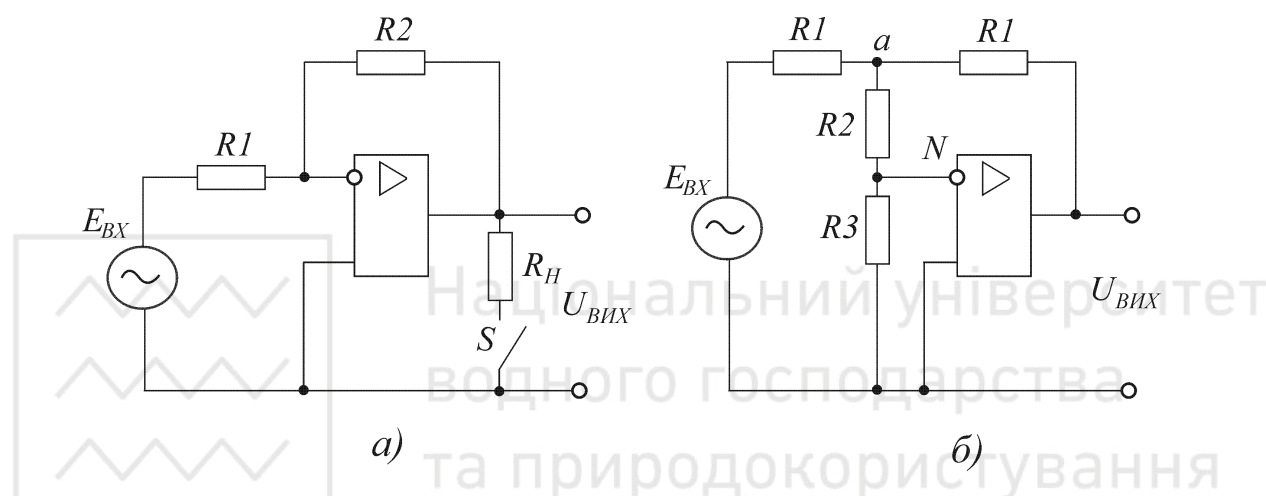


Рис.2.15. Схеми для визначення вихідних параметрів операційного підсилювача: а) – вихідного опору; б) – коефіцієнта підсилення

Коефіцієнт підсилення ОП K_U на практиці визначають непрямим методом за допомогою схеми, наведеної на рис.2.15, б. В ній вхідна диференціальна напруга ОП дорівнює падінню напруги на резисторі R_3 , тобто

$$U_{\text{вх}} = U_{R_3} = U_a \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \quad (2.37)$$

де U_a – напруга в точці “а”.

Тому що опір резисторів R_1 , які з'єднують джерело сигналу та вихід підсилювача, однаковий, то коефіцієнт передачі ОП з таким зворотним зв'язком дорівнює одиниці, а вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ дорівнює $E_{\text{вх}}$. Таким чином, коефіцієнт підсилення ОП визначається таким співвідношенням:

$$K_U = \frac{E_{\text{вх}}}{U_{R_3}} = \frac{E_{\text{вх}}}{U_a} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (2.38)$$

Частота одиничного підсилення – це частота f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює одиниці (0 дБ). Іноді визначають граничну частоту ОП, на якій зберігається гарантована амплітуда вихідної напруги. Це

пов'язане з тим, що ОП, який, наприклад, має вихідну напругу 10 В та смугу пропускання 0.5 МГц, забезпечує отримання цієї напруги до частоти 10 кГц.

Швидкість зростання вихідної напруги – це максимальна швидкість зміни вихідного сигналу при максимальному значенні його амплітуди. При вимірюванні швидкості зростання ОП підключається до схеми, наведеної на рис.2.16, а, яка забезпечує одиничне підсилення, а на його вхід подається напруга прямокутної форми з такою амплітудою, що вихідний каскад потрапляє в область насичення в обох полярностях (див. рис.2.16, б).

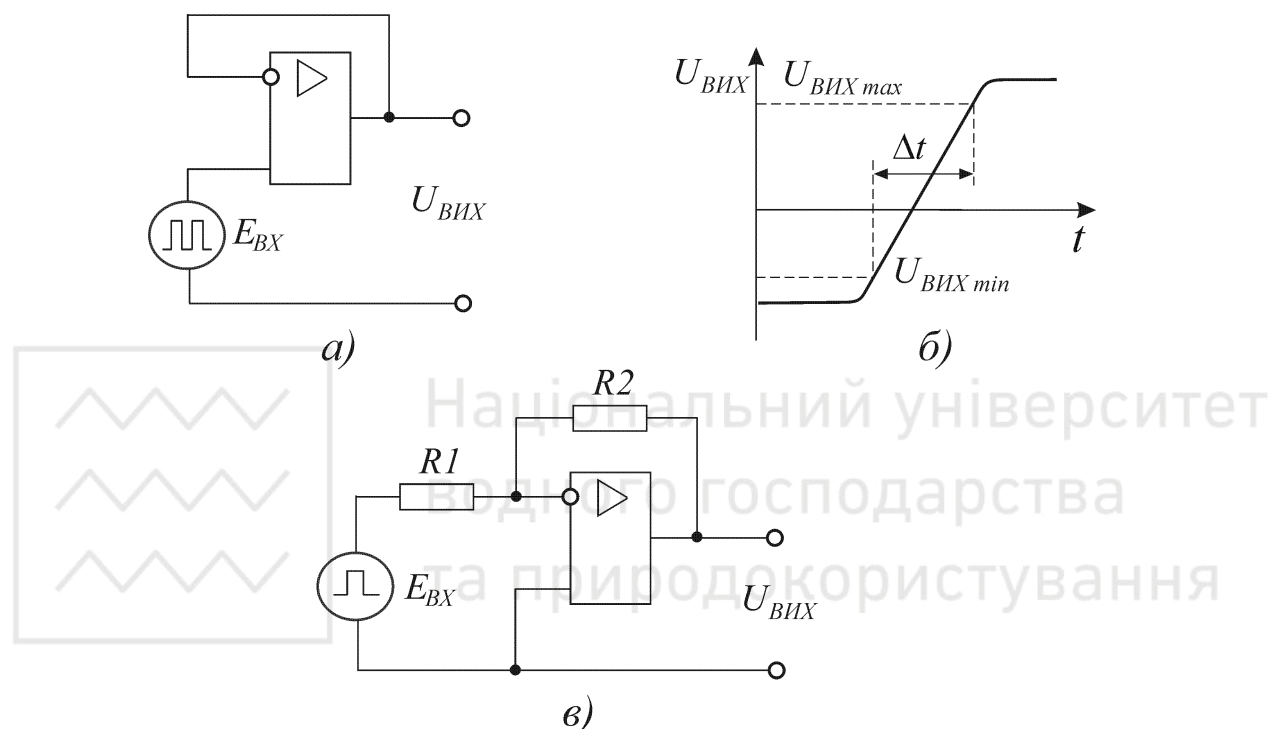


Рис.2.16. Схема для визначення швидкості зростання (а) та визначення її за результатами вимірювань (б); схема для визначення часу відновлення (в)

Швидкість зростання $V_{U_{\text{вих}}}$ визначається як тангенс кута нахилу ділянки, яка знаходиться між мінімальним та максимальним значеннями вихідного сигналу і має розмірність В/мкс. Цей параметр є важливим для широкосмугових та імпульсних пристроїв тому, що він обмежує швидкість зростання вихідного сигналу та мінімальну тривалість його фронтів.

Час встановлення вихідної напруги $t_{\text{вст}}$ – це час, за який практично закінчується перехідний процес. На практиці він вимірюється при максимальних значеннях вихідної напруги та опору навантаження і оцінюється як проміжок часу Δt , який пройшов з моменту першого досягнення вихідним сигналом рівня $0.1U_{\text{вих.max}}$ до моменту першого досягнення рівня $0.9U_{\text{вих.max}}$, яке встановилося при подачі на вхід імпульсу напруги прямокутної форми.

Під часом відновлення $t_{\text{від}}$ розуміють час, необхідний для повернення



ОП зі стану насичення за виходом до лінійного режиму. При вимірюванні використовують схему, наведену на рис.2.16, в. Рівень вхідного сигналу вибирають у два рази більшим, ніж це необхідно для насичення вихідного каскаду (100% - не перевантаження). Процес вимірювання зводиться до визначення часу, який пройшов з моменту зняття вхідної напруги до моменту, починаючи з якого напруга на виході ОП не буде перевищувати рівня 0.1 від усталеного значення.

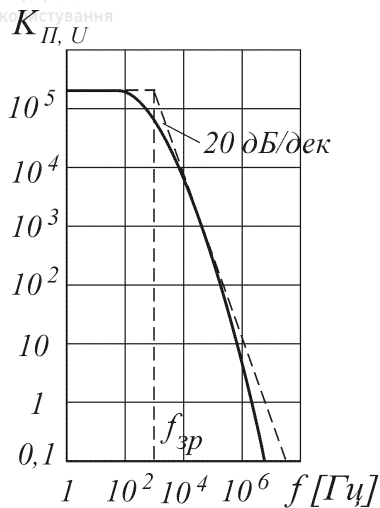
Амплітудно – частотна характеристика приводиться в вигляді графіку, побудованого в логарифмічному масштабі (рис.2.17, а, б). При цьому в ОП з внутрішньою корекцією логарифмічну АЧХ за частотою зрізу можна апроксимувати прямою, яка має нахил 20 дБ/дек, як, наприклад, у випадку, наведеному на рис.2.17, а. У ОП без внутрішньої корекції або з невеликою ємністю корегувального конденсатора ЛАЧХ апроксимується або двома асимптотами, які мають нахили 20 та 40 дБ/дек та перетинаються в точках спрягнення $f_{зр1}$ та $f_{зр2}$ (рис.2.17, б), або трьома асимптотами з нахилами 20, 40 і 60 дБ/дек.

При розрахунку пристроїв на основі ОП зручно користуватися їх еквівалентними схемами, в яких ОП представляють у вигляді ідеального підсилювача з коефіцієнтом підсилення K_U , нескінченно великим вхідним і нульовим вихідним опорами, а також з додатковими зовнішніми колами та генераторами (рис.2.17, в). Напруга зсуву нуля характеризується генератором напруги $U_{зс}$, напрямок підключення якого залежить від її полярності. Наявність вхідних струмів відображено генераторами струмів $I_{вх1}$ та $I_{вх2}$, а вихідний опір для синфазного сигналу – опорами $2R_{вх.сф}$, які підключені паралельно до них. Вхідний опір для диференційного сигналу являє собою опір $R_{вх}$, підключений між входами ідеалізованого ОП. Наявність вихідного опору відображено опором $R_{вих}$, який підключений послідовно з виходом ОП. Для аналізу роботи ОП на змінному струмі при підключенні до входу диференційної напруги можна використовувати спрощену еквівалентну схему (див. рис.2.17, г), в якій для полегшення аналізу часто нехтують $R_{вх}$.

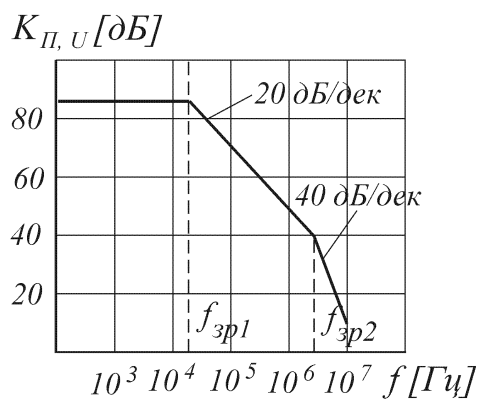
Наведені еквівалентні схеми, незважаючи на їхній наближений характер, можуть використовуватись для аналізу різноманітних перетворювачів електричних сигналів, реалізованих на основі ОП.

Контрольні запитання

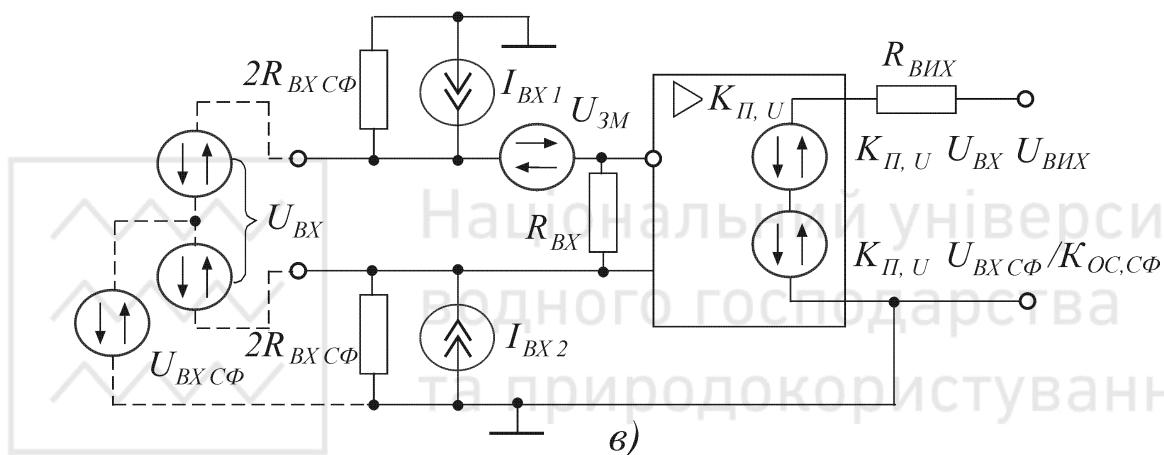
1. Чому підсилювачі постійного струму так широко використовуються в електронній техніці?



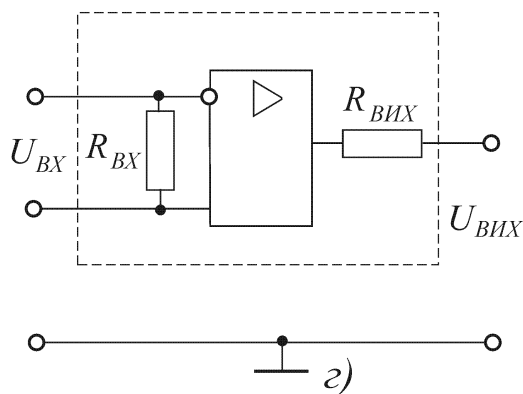
а)



б)



в)



г)

Рис.2.17. Амплітудно – частотні характеристики операційного підсилювача:

а – 140УД7; б – 1407УД2; в – для синфазного та диференціального сигналів; г – для диференціального сигналу змінного струму

2. Чим пояснюється необхідність великого коефіцієнта підсилення в підсилювачі постійного струму?

3. Поясніть особливості міжкаскадних зв'язків в підсилювачах постійного струму.

4. Назвіть причину появи дрейфу нуля в схемах транзисторних підсилювачів постійного струму.



5. Які транзистори доцільно використовувати в схемах підсилювачів постійного струму?
6. Вкажіть різницю між балансним та диференціальним каскадами підсилювача постійного струму.
7. Чому в схемах операційних підсилювачів використовуються підсилювачі постійного струму?
8. Чим відрізняються кола зворотного зв'язку операційних підсилювачів, які виконують операції складання, інтегрування та диференціювання?
9. Складіть принципову електричну схему операційного транзисторного підсилювача, який виконує функцію складання.
10. Які функції виконують аналогові ІМС в електронній апаратурі?
11. Нарисуйте схему диференціального підсилювача та поясніть призначення її елементів.
12. Як пояснити придушення синфазного сигналу або завади в диференціальному підсилювачі? Чи є це перевагою схеми? Чому?
13. Поясніть призначення та особливості кола зворотного зв'язку в диференціальному підсилювачі.
14. Чому диференціальний підсилювач є базовим елементом багатьох аналогових ІМС?
15. Які електронні схеми можуть бути побудовані на основі диференціального підсилювача?
16. Дайте характеристику основних параметрів операційних підсилювачів.
17. Які ви знаєте основні характеристики операційних підсилювачів?

3. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

3.1. Основні відомості та визначення

Підсилювачі, які мають вибіркові властивості, умовно поділяють на фільтри низьких та високих частот, а також смугові та режекторні. Фільтри низьких та високх частот відповідно пропускають тільки низькі або тільки високі частоти, а смугові та режекторні забезпечують пропускання або придушення сигналів визначеної смуги частот.

Для отримання у підсилювачах вибіркових властивостей в діапазоні низьких частот (менше 20 кГц) використовують RC – кола інтегрувального або диференціального типу. Вони включаються на вході або на виході підсилювача і охоплюють його частотно – залежним зворотним зв'язком.

В області високих частот в якості фільтрів низьких частот широко використовуються високочастотні дроселі, а смугові та режекторні фільтри реалізують на основі котушок індуктивності та конденсаторів (LC – фільтри).



В окремих випадках використовують електромеханічні фільтри, які відносяться до смугових та мають резонансну частоту, яка дорівнює частоті механічних коливань системи. Добротність таких фільтрів висока (сотні – тисячі одиниць), але перенастроювання частоти є досить складною задачею. Тому електромеханічні фільтри використовують в техніці зв'язку або радіомовленні, де стандартами визначені робочі частоти і піддіапазони.

Під активними фільтрами розуміють електронні підсилювачі, які складаються з RC – кіл, включених таким чином, що у підсилювача з'являються вибірккові властивості. При їх використанні можна обійтись без громіздких, дорогих та нетехнологічних котушок індуктивності та створити низькочастотні фільтри в мікроелектронному виконанні, для яких основні параметри можуть бути змінені за допомогою навісних резисторів та конденсаторів.

3.2. Низькочастотні активні фільтри на операційних підсилювачах

Найпростіші активні фільтри високих та низьких частот наведені на рис.3.1, а, в. В них конденсатор, який визначає форму частотної характеристики, включений в коло зворотного зв'язку.

Для фільтра високих частот, який часто використовується в якості диференціювального пристрою, передаточна функція визначається як

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}. \quad (3.1)$$

Перейшовши до операторного запису, отримаємо:

$$K(p) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{p\tau_1}{1 + p\tau_1}, \quad (3.2)$$

де $\tau_1 = R_1 C_1$ – стала часу активного фільтра високих частот.

Логарифмічна АЧХ такого фільтра наведена на рис.3.1, б. Частоту спрягнення асимптот ω_1 знаходять з умови $\omega_1 \tau_1 = 1$, звідки

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Для фільтра низьких частот (рис.3.1, в) аналогічно розглянутому маємо

$$K(j\omega) = -\frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_2}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2}, \quad (3.3)$$

або в операторній формі

$$K(p) = -\frac{R_2}{R_1(1 + p\tau_2)}, \quad (3.4)$$

де $\tau_2 = R_2C_2$ – стала часу активного фільтра низьких частот.

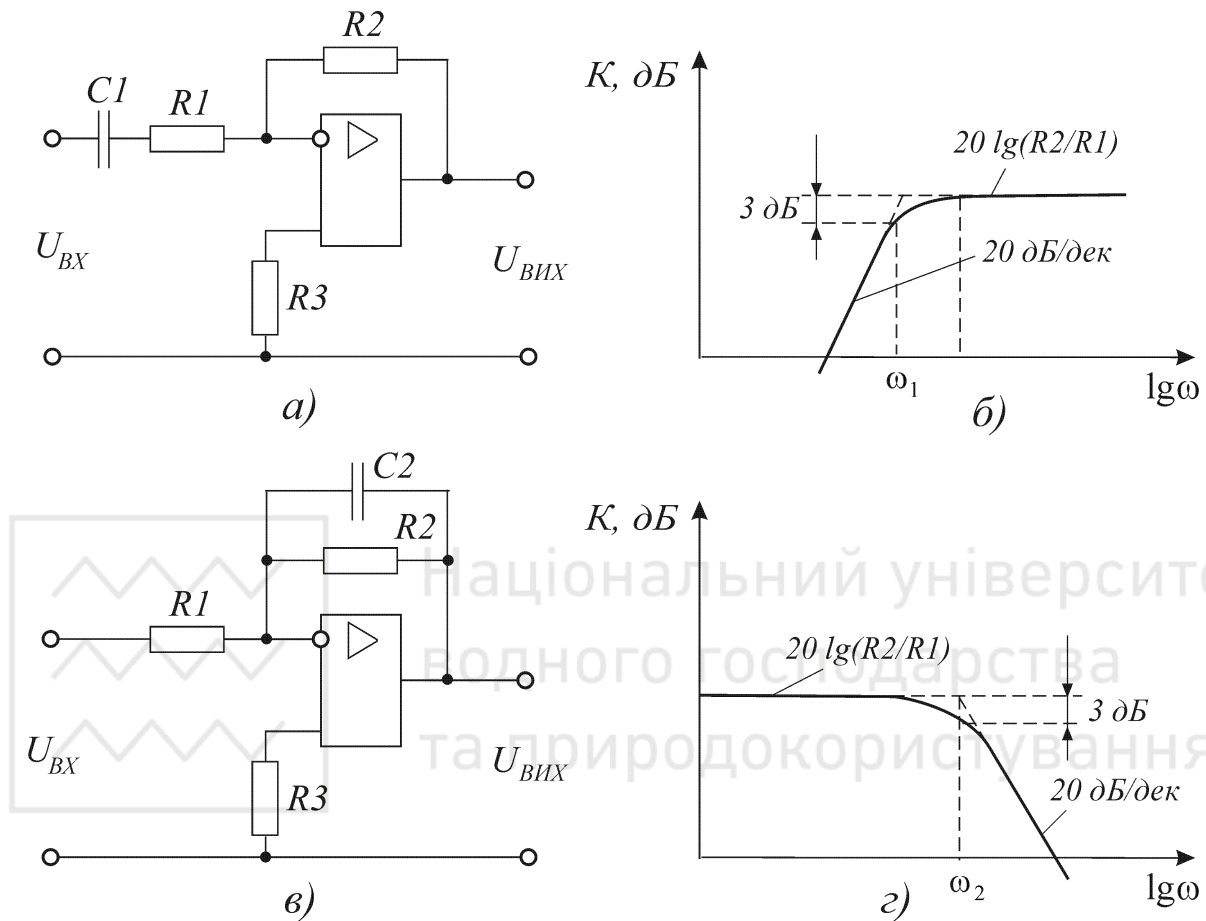


Рис.3.1. Активні фільтри: а – високих частот; б – його ЛАЧХ; в – низьких частот; г – його ЛАЧХ

Логарифмічна АЧХ фільтра низьких частот наведена на рис.3.1, г. Тому, що на частоті спрягнення асимптот виконується умова $\omega_2\tau_2 = 1$, то частота спрягнення дорівнює $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$.

Передаточні функції наведених найпростіших фільтрів являють собою рівняння першого порядку, тому такі фільтри називають фільтрами першого порядку. Коефіцієнт підсилення у них зменшується з частотою на 20 дБ/дек .

При об'єднанні фільтрів низьких та високих частот (рис.3.1, а, в) отримуємо смуговий фільтр (рис.3.2, а) з логарифмічною АЧХ типу (рис.3.2, б).

Найпростіші активні фільтри мають малу крутизну спаду ЛАЧХ, що вказує на погані вибіркові властивості. Для покращання вибірковості потрібно збільшувати порядок передаточних функцій за рахунок введення додаткових RC – кіл або послідовного включення ідентичних активних фільтрів. На

практиці найбільш часто використовують ОП з колами ЗЗ, робота яких описується рівняннями другого порядку. При необхідності підвищити вибірковість системи окремі фільтри другого порядку включають послідовно.

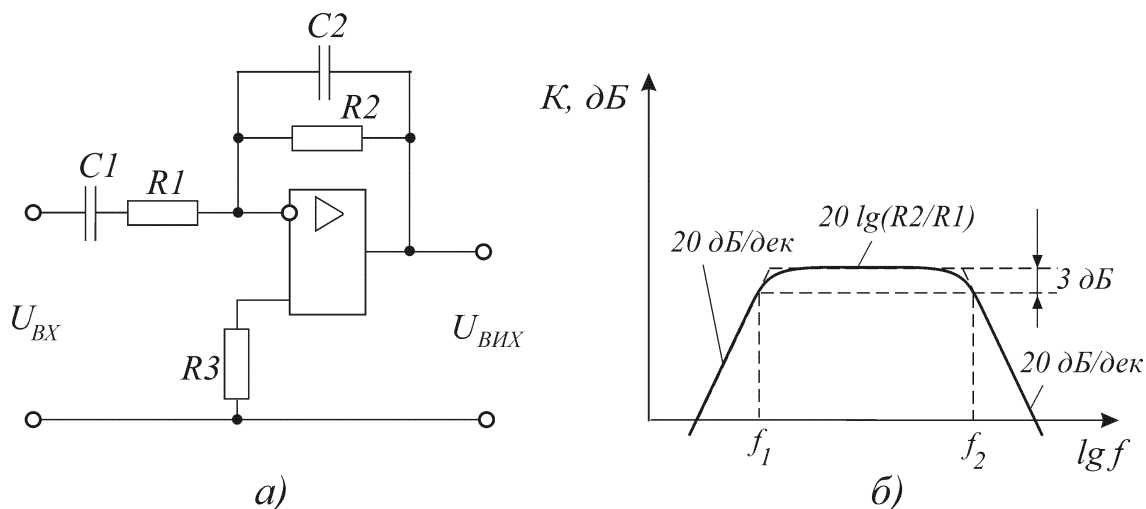


Рис.3.2. Схема найпростішого активного смугового фільтра (а) та його ЛАЧХ (б)

Активні фільтри низьких, високих частот та смуговий фільтр другого порядку наведені на рис.3.3, а, б, в. У таких фільтрів при відповідному підборі номіналів резисторів та конденсаторів нахил асимптот дорівнює 40 дБ/дек. При цьому, як видно з рис.3.3, а, б, перехід від фільтра низьких частот до фільтра високих частот реалізується заміною резисторів на відповідні конденсатори та навпаки. В смуговому фільтрі є елементи фільтрів як низьких, так і високих частот. Передаточні функції таких фільтрів визначаються такими співвідношеннями:

$$K_{нч}(p) = \frac{1}{\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1 R_2}{R_3} C_2 p + (R_1 + R_2) C_1 p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}; \quad (3.5)$$

$$K_{вч}(p) = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3) p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2}; \quad (3.6)$$

$$K_{см}(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}. \quad (3.7)$$

Для смугового фільтра, наведеного на рис.3.3, в, резонансна частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}. \quad (3.8)$$

Для фільтрів низьких та високих частот частоти, які характеризують “початок” зрізу або його закінчення (частоти зрізу), відповідно дорівнюють:

$$\omega_{зр.нч} = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; \quad (3.9)$$

$$\omega_{зр.вч} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \omega_{зр.нч} \sqrt{\frac{R_3}{R_1}}. \quad (3.10)$$

Вигляд частотних характеристик активних фільтрів залежить від параметрів RC – елементів. Вони можуть монотонно зменшувати свої значення при збільшенні частоти, монотонно збільшувати свої значення при збільшенні частоти або мати немонотонний вигляд та підйом поблизу частоти ω_0 .

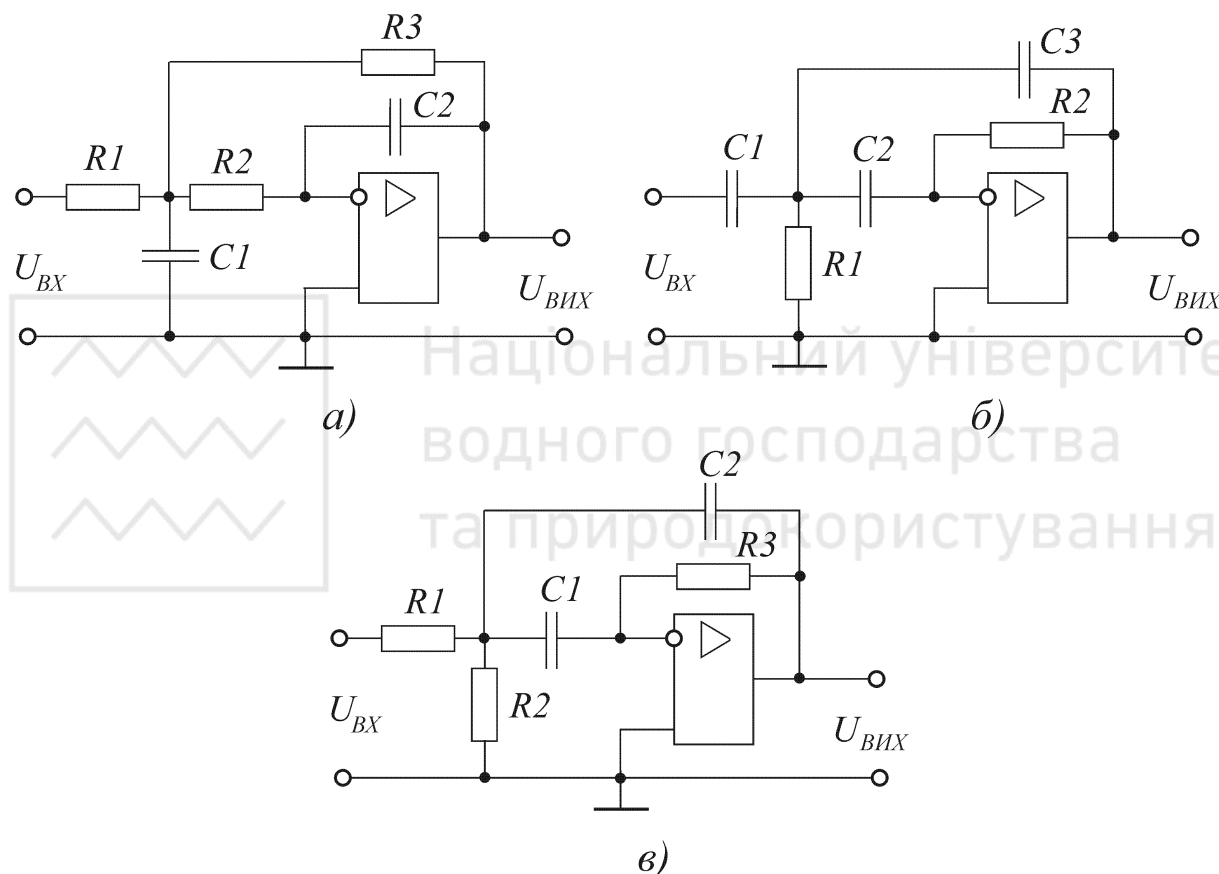


Рис.3.3. Активні фільтри другого порядку: а – низьких частот; б – високих частот; в – смуговий

Досить часто смугові фільтри другого порядку реалізують за допомогою мостових кіл. Найбільш поширеними є подвійні Т – подібні мости, які “не пропускають” сигнал на частоті резонансу (рис.3.4, а) та мости Віна, які мають максимальний коефіцієнт передачі на резонансній частоті (рис.3.4, б).

Мостові кола включають в кола від’ємного та додатного ЗЗ. У випадку подвійного Т – подібного моста глибина від’ємного ЗЗ мінімальна на частоті резонанса. Коефіцієнт підсилення на цій частоті має максимальне значення. При використанні моста Віна на частоті резонанса отримуємо максимальну глибину додатного ЗЗ і найбільше підсилення. При цьому для збереження

стійкості глибина від'ємного ЗЗ (визначається резисторами R_1 та R_2) повинна бути більш додатною. Якщо коефіцієнти додатного і від'ємного ЗЗ близькі, то такий активний фільтр може мати еквівалентну добротність $Q \approx 2000$.

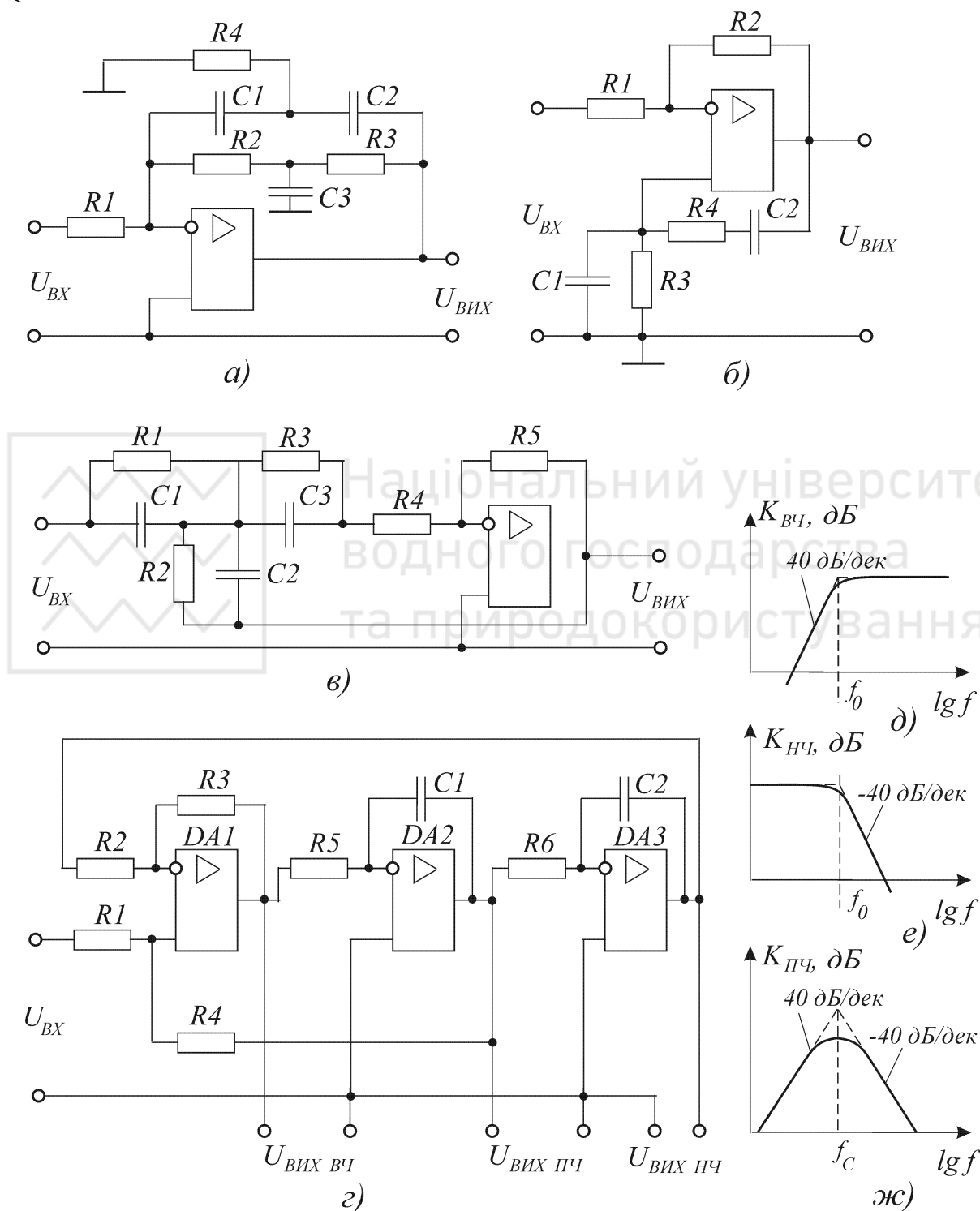


Рис.3.4. Активні смугові фільтри: а – з подвійним Т – подібним мостом; б – з мостом Віна; в – режекторний фільтр; г – складний активний фільтр та його ЛАЧХ при зніманні сигналу з ВЧ виходу (д), з НЧ виходу (е) та СФ виходу (ж)



Резонансну частоту подвійного Т – подібного моста при $R_2 = R_3 = 0.5R_4 = R$ та $C_1 = C_2 = 2C_3 = C$ і моста Віна при $R_3 = R_4 = R$ та $C_1 = C_2 = C$ вибирають виходячи з умови стійкості, тобто $\frac{R_1 + R_2}{R_1} < 3$, тому що коефіцієнт передачі моста Віна на частоті ω_0 дорівнює $1/3$.

Для реалізації режекторного фільтра подвійний Т – подібний міст можна підключити таким чином, як показано на рис.3.4, в, або в коло від'ємного зворотного зв'язку включити міст Віна.

Якщо активний фільтр потрібно перестроювати в широких межах, то краще використовувати міст Віна, у якого резистори R_3 та R_4 виконують у вигляді подвійного змінного резистора.

З випуском декількох ОП в одному корпусі почали широко використовувати декілька активних фільтрів низьких порядків, об'єднаних між собою в єдину замкнену систему. Приклад побудови такого фільтра вказаний на рис.3.4, г. До його складу входять суматор на ОП DA1 та два фільтри низьких частот першого порядку на ОП DA2 та DA3. Суматор і активні фільтри включені послідовно. Якщо $C_1R_5 = C_2R_6$, то частота спрягнення визначається як $f_0 = \frac{1}{2\pi C_1 R_5} = \frac{1}{2\pi C_2 R_6}$.

Асимптоти мають нахил 40 дБ/дек (рис.3.4, д, е, ж). В такому складному фільтрі вдається одночасно реалізувати фільтри низьких і високих частот, а також смуговий фільтр, який має порівняно низьку чутливість до відхилень параметрів окремих елементів, що буває дуже важливо при практичній реалізації селективних пристроїв. Структура, близька до розглянутої, використовується в мікросхемі типу 284СС2.

Окрім розглянутих активних фільтрів в електронних системах використовуються фазові фільтри. Вони мають коефіцієнт передачі, який не залежить від частоти і пропорційний фазовому зсуву вихідного сигналу. В якості фазових фільтрів можна використовувати фазозсувні пристрої. Найбільш важливим його параметром є груповий час затримки, під яким розуміють проміжок часу, на який сигнал затримується фазовим фільтром:

$t_3 = -\frac{d\varphi}{d\omega}$. Груповий час затримки змінюється при зміні частоти сигналу та залежить від порядку рівняння, яке характеризує математичну модель фільтра.

3.3 Активні фільтри НВЧ

Основним елементом активного фільтра НВЧ на основі транзисторів є

узагальнений перетворювач імпеданса (УПІ). УПІ – це чотириполіусник, імпеданс якого між однією парою полюсів $W_{\text{ВХ}}$ ($W_{\text{ВІХ}}$) є функцією імпеданса $W_{\text{Н}}$ ($W_{\text{Г}}$), підключеного до іншої пари його полюсів затискачів (рис.3.5, а): $W_{\text{ВХ}} = f(W_{\text{Н}})$, $W_{\text{ВІХ}} = f(W_{\text{Г}})$.

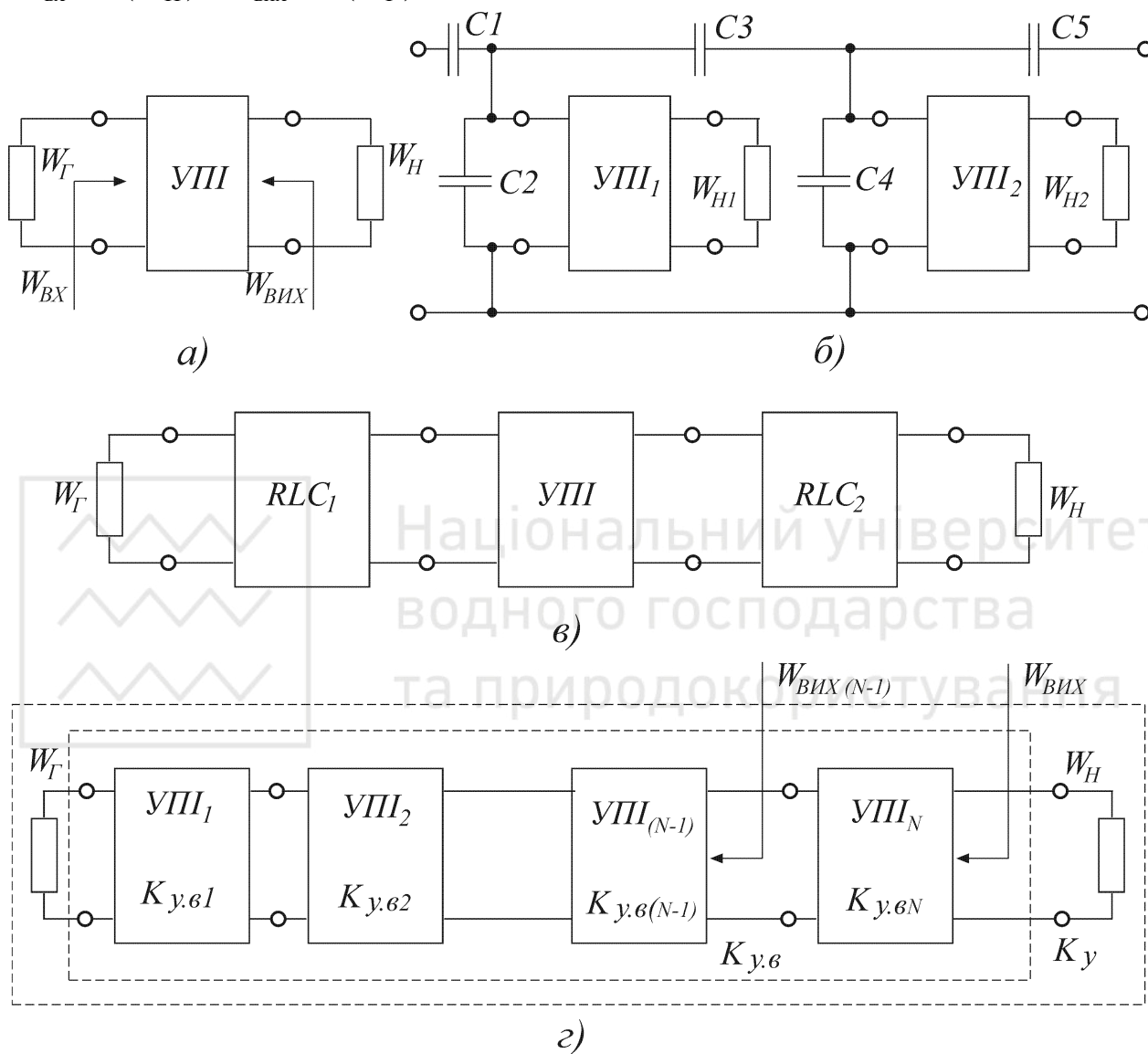


Рис.3.5. Схеми використання узагальненого перетворювача імпеданса

Всі типи УПІ можна розділити на конвертори та інвертори імпеданса. Конвертором імпеданса називається чотириполіусник, імпеданс якого між однією парою полюсів прямо пропорційно залежить від імпеданса, підключеного до іншої пари полюсів. Наприклад, у випадку перетворення конвертором імпеданса повного опору $Z_{\text{Н}}$ (пряме перетворення) його вхідний повний опір $Z_{\text{ВХ}} = \frac{A}{D} Z_{\text{Н}}$, де A та D – елементи матриці (в загальному випадку комплексні), які зв'язують струми та напруги між його полюсами (див. рис.3.5, а):



$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{vmatrix}. \quad (3.11)$$

Для ідеального конвертора імітанса матриця (3.11) має вигляд

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & 0 \\ 0 & D \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{vmatrix}. \quad (3.12)$$

З співвідношення (3.12) виходить, що ідеальний конвертор імітанса не-взаємний та активний, коли $A \cdot D = 1$. Відношення

$$T_K = \frac{A}{D} \quad (3.13)$$

будемо називати коефіцієнтом конверсії прямого перетворення імітанса W_H , а $T'_K = T_K^{-1}$ – коефіцієнтом конверсії зворотного перетворення W_G .

В загальному випадку коефіцієнт конверсії – комплексна величина. В окремому випадку, коли параметри матриці (3.12) є дійсними числами, коефіцієнт конверсії також є дійсною величиною. Конвертори імітанса, які характеризуються таким коефіцієнтом конверсії, належать до дійсних конверторів імітанса. Якщо параметри матриці (3.12) характеризуються уявними величинами, коефіцієнт конверсії також є уявною величиною, а відповідні конвертори імітанса називають уявними.

Ідеальним конвертором імітанса називають чотириполіусник, коефіцієнт конверсії якого не залежить від перетворюваного імітанса. Уявні конвертори імітанса перетворюють імітанс одного виду в імітанс іншого виду, що характерно для мутаторів.

Інвертором імітанса називають чотириполіусник, імітанс між однією парою полюсів якого обернено пропорційно залежить від імітанса, підключеного до іншої пари полюсів. Наприклад, у випадку перетворення інвертором імітанса повного опору навантаження його повний вхідний опір

$$Z_{вх} = \frac{B}{C} Z_H.$$

Матриця ідеального інвертора імітанса має такий вигляд:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & B \\ C & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{vmatrix}. \quad (3.14)$$

З співвідношення (3.14) виходить, що ідеальний інвертор імітанса є невзаємним та активним чотириполіусником.

Відношення $T_I = \frac{B}{C}$ будемо називати коефіцієнтом інверсії прямого перетворення імітанса, а величину $W_{гip} = \sqrt{T_I}$ – імітансом гiрацiї прямого перетворення. В загальному випадку це комплексні величини. В окремому випадку, коли параметри матриці (3.14) є дійсними величинами, імітанс гiрацiї також є дійсною величиною: опір гiрацiї $R_{гip}$ при перетворенні повного опору



Z_H або провідність гірації $G_{гip}$ при перетворенні повної провідності Y_H . Інвертори імітанса, які характеризуються дійсним імітансом гірації, носять назву дійсних. Якщо параметри матриці (3.14) характеризуються уявними величинами, то відповідні інвертори імітанса носять назву уявних.

Використовуючи набір дійсних та уявних перетворювачів імітанса, можна реалізувати комплексний коефіцієнт перетворення. Перетворювач імітанса, який має комплексний коефіцієнт перетворення, можна представити у вигляді дійсних та уявних перетворювачів імітанса. За допомогою розгляну-тих типів перетворювачів імітанса є можливість в якості вхідних функцій або функцій передачі реалізувати будь – який раціональний дріб з дійсними коефіцієнтами та з будь – яким відношенням степенів чисельника та знаменника. Але при практичному використанні УПІ в активному фільтрі НВЧ потрібно не тільки реалізувати необхідну функцію передачі, але й забезпечити виконання експлуатаційних вимог за стабільністю, рівнем шумів, коефіцієнтом передачі і т. і. Вибір виду УПІ в цьому випадку не може бути виконаний тільки за коефіцієнтом перетворення, а потрібна система параметрів. Основні вимоги до цієї системи параметрів є в її повноті, тобто вона повинна бути достатньою для визначення основних експлуатаційних параметрів УПІ, а також в її об'єктивності, тобто кожен параметр цієї системи повинен бути вимірним або розрахованим виходячи з реальних початкових умов.

Виходячи з досвіду проектування активних фільтрів НВЧ на основі УПІ, цим вимогам відповідає така система параметрів УПІ: прямий коефіцієнт перетворення T ; зворотний коефіцієнт перетворення T^I ; інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{I.C}$; чутливість (або якість перетворення) S ; коефіцієнт передачі за потужністю, який можна максимально досягти на межі стійкості $K_{P.max}$; коефіцієнт невзаємності K_H ; мінімальне значення коефіцієнта шуму $K_{ш.min}$; гранична частота $F_{гp}$; оптимальне значення перетворюваного імітанса $W_{Г.опт}(W_{H.опт})$; значення від'ємного дійсного імітанса, яке можна максимально досягти $ReW_{max}^{(-)}$; коефіцієнт енергетичної ефективності E та оптимальна частота перетворення $f_{опт}$. За визначенням для конвертора імітанса прямий коефіцієнт конверсії імітанса навантаження W_H у вхідний імітанс $W_{вх}$ визначається як

$$T_K = W_{вх} W_H. \quad (3.15)$$

Якщо конвертор імітанса навантажений імітансом з боку вхідних полюсів, то він характеризується зворотним коефіцієнтом конверсії

$$T'_K = \frac{W_{вих}}{W_{Г}}. \quad (3.16)$$



Перетворюючи елементи матриці (3.11) в елементи імітансної W – матриці та підставляючи їх в співвідношення (3.13), отримаємо узагальнені вирази для коефіцієнтів прямої та зворотної конверсії:

$$T_K = \frac{W_{11}}{W_{22}}; \quad (3.17)$$

$$T'_K = \frac{1}{T_K} = \frac{W_{22}}{W_{11}}. \quad (3.18)$$

Використовуючи співвідношення (3.15) та (3.16) з врахуванням (3.17) і (3.18) знаходимо вираз для перетвореного імітанса ідеального конвертора

$$W_{\text{вх.К}} = T_K W_H = \frac{W_{11}}{W_{22}} W_H; \quad (3.19)$$

$$W_{\text{вих.К}} = T_K^I W_\Gamma = \frac{W_{22}}{W_{11}} W_\Gamma. \quad (3.20)$$

Провівши подібний аналіз, для ідеального інвертора імітанса отримаємо:

$$T_I = W_{\text{вх}} W_H = -W_{12} W_{21}; \quad (3.21)$$

$$T'_I = W_{\text{вих}} W_\Gamma = -W_{12} W_{21}; \quad (3.22)$$

$$W_{\text{вх.І}} = -\frac{W_{12} W_{21}}{W_H}; \quad W_{\text{вих.І}} = -\frac{W_{12} W_{21}}{W_\Gamma}.$$

Реальні конвертори та інвертори імітанса мають матриці, які відрізняються від матриць (3.12) та (3.14) тим, що вносять похибки перетворення.

Відомо, що для реального чотирьохполюсника, навантаженого імітансом W_H , вхідний імітанс дорівнює

$$W_{\text{вх}} = \frac{\Delta W + W_{11} W_H}{W_{22} + W_H}, \quad (3.23)$$

а при підключенні до чотирьохполюсника імітанса генератора W_Γ його вихідний імітанс буде дорівнювати

$$W_{\text{вих}} = \frac{\Delta W + W_{22} W_\Gamma}{W_{11} + W_\Gamma}, \quad (3.24)$$

де $\Delta W = W_{11} W_{22} - W_{12} W_{21}$.

Система розглянутих параметрів є математичною моделлю УПІ, інваріантною до будь – якої системи параметрів чотирьохполюсника, що дозволяє використовувати її для аналізу будь – яких видів УПІ.

В якості УПІ в діапазоні НВЧ використовується біполярний або польовий транзистор. При цьому він може використовуватися і в якості двохполюсника для створення динамічного від'ємного опору та в якості чотирьохполюсника для отримання потрібної передаточної функції. В першому випадку активний фільтр НВЧ являє собою пасивний LC – фільтр, до елементів якого

підключені два полюси УПІ, а інші два полюси навантажені перетвореним імітансом (рис.3.5, б). На практиці УПІ підключається до елементів коливального контуру або замість них (наприклад, замість котушки індуктивності). В іншому випадку активний фільтр НВЧ являє собою відрізок лінії передачі, в розрив якого між входом та виходом включають УПІ. Між входом фільтра та входом УПІ, а також виходами УПІ та фільтра вмикаються RLC – елементи (рис.3.5, в, г), які разом з УПІ реалізують потрібну частотно-вибіркову функцію передачі.

Область потенціальної нестійкості УПІ, в якості яких використовуються біполярні та польові транзистори, залежать від схеми їх включення. Враховуючи, що потенційні можливості таких УПІ визначаються параметрами кристала транзистора, розглянемо залежність внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{I.C.вн}$ кристала транзисторів для різних схем включення (рис.3.6). Як видно з графіків, найбільш широкі межі області потенційної нестійкості мають біполярні транзистори, включені за схемою з спільним колектором (СК) та спільною базою (СБ), а також польові транзистори, включені за схемою з спільним стоком (СС), спільним затвором (СЗ) та спільним витокком (СВ), що й визначає використання цих схем включення в якості УПІ при створенні активних фільтрів НВЧ.

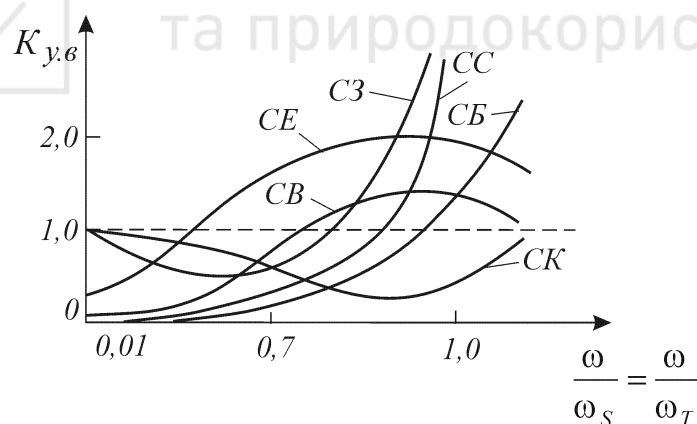


Рис.3.6. Частотні залежності інваріантного коефіцієнта стійкості транзисторів в залежності від схеми включення

Більшість взаємних активних фільтрів НВЧ утворюються пасивним LC-фільтром, до елементів коливальних контурів якого або замість них підключені входні та вихідні клеми УПІ. До протилежних клем УПІ підключають перетворений імітанс. В найпростіших однорезонаторних активних фільтрах паралельно відрізку НВЧ тракту включають активний паралельний резонансний контур, утворений резонансним елементом та УПІ. В якості УПІ в таких фільтрах використовуються як біполярні транзистори, включені за схемою СК або СБ, так і польові транзистори, включені за схемою СС або СЗ. Однак такі активні фільтри НВЧ мають вузьку смугу пропускання.



З метою покращення форми АЧХ та розширення смуги пропускання використовують багатоконтурні взаємні активні фільтри НВЧ (рис.3.7, а–г). Наприклад, двоконтурний резонансний активний фільтр НВЧ (рис.3.7, а) забезпечує загасання за межами смуги пропускання не менше 40 дБ на частоті 700 МГц при відносній смугі пропускання 2%. Аналогічний фільтр, реалізований на польових транзисторах, наведений на рис.3.7, б. Транзистори VT1 та VT2 реалізують УПІ, який забезпечує перетворення імпедансу індуктивностей L_1 та L_2 в еквівалентні індуктивності та від'ємні дійсні диференціальні провідності транзисторів. Останні разом з конденсаторами C_2 та C_4 утворюють високодобротні паралельні коливальні контури.

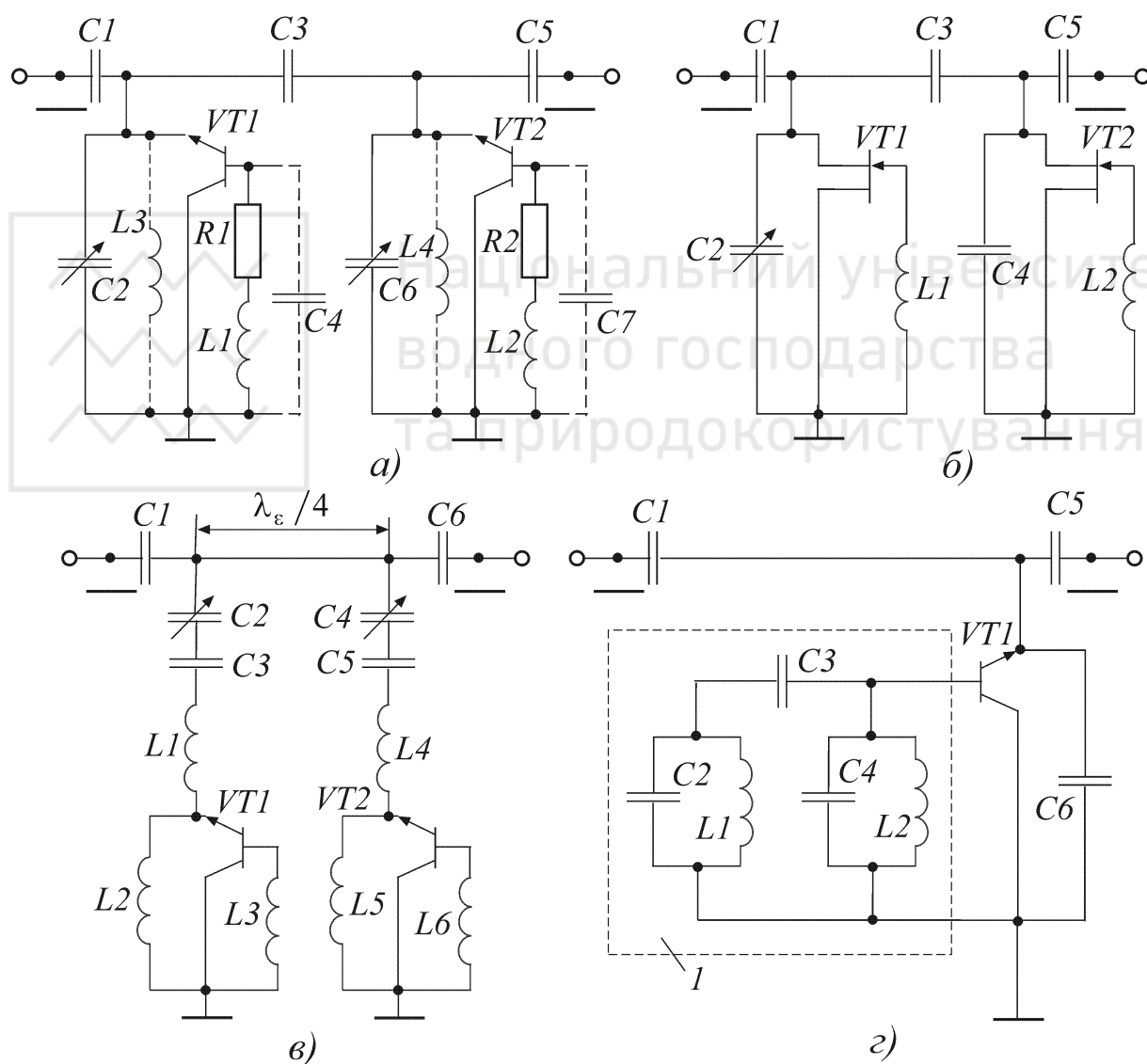


Рис.3.7. Різновиди принципів схем взаємних багаторезонаторних НВЧ активних фільтрів

Багатоконтурний резонансний активний фільтр НВЧ може бути створений при включенні паралельно НВЧ тракту послідовних контурів, які використовують УПІ на транзисторах VT1 та VT2 (рис.3.7, в). З метою збіль-



шення динамічної та температурної стабільності в схему фільтра введені ємності C_3 , C_5 та індуктивності L_1 , L_2 , L_4 та L_5 . Фільтр дозволяє отримати за межами смуги пропускання загасання більше 50 дБ на частоті 1 ГГц. Фільтр, наведений на рис.3.7, г, забезпечує форму АЧХ, аналогічну АЧХ фільтра на рис.3.7, а. Однак з метою збільшення температурної та динамічної стабільності в ньому використовується один УПІ на транзисторі VT1. На вході УПІ включають пасивну структуру 1, яка визначає форму АЧХ фільтра. Для компенсації дисипативних втрат на виході транзистора VT1 включають конденсатор C_6 . В результаті у входньому колі транзистора реалізується динамічна від'ємна провідність. При зміні температури або потужності сигналу виникає зміна коефіцієнта перетворення УПІ, однак крутизна зміни параметрів еквівалентних контурів такого фільтра залишається незмінною. В результаті форма його АЧХ змінюється менше, ніж багатотранзисторного фільтра (рис.3.7, а – в).

Розглянуті схеми взаємних активних фільтрів НВЧ є не єдиними. Практично будь-який пасивний LC – фільтр може бути перетворений в активний при підключенні до нього УПІ з перетвореним імітансом. Однак при підключенні УПІ слід враховувати паразитні зв'язки, які виникають при реалізації активних фільтрів НВЧ та можуть змінити як перетворюваний, так і перетворений імітанси. З метою їх зменшення слід вибрати такі технічні рішення, в яких спільний вивід транзистора буде заземленим.

Контрольні запитання

1. Що розуміють під активними фільтрами?
2. Якими елементами схеми визначається частота зрізу активного RC – фільтра?
3. Який нахил має логарифмічна амплітудно – частотна характеристика для активних RC – фільтрів першого, другого та третього порядків?
4. В чому полягає різниця між смуговим та режекторним активними RC – фільтрами?
5. Що таке фазові фільтри та для чого вони використовуються?
6. Що є основним елементом активних фільтрів НВЧ?
7. Чим відрізняється конвертор імітанса від інвертора імітанса?
8. Назвіть основні параметри УПІ, які використовуються при проектуванні активних фільтрів НВЧ?
9. Які основні параметри входять до математичної моделі УПІ та яким чином вони визначаються?
10. Що таке область потенційної нестійкості та як вона залежить від схеми включення активного елемента?



4. ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ

4.1. Основні відомості та визначення

Електронний генератор – це пристрій, що перетворює електричну енергію джерела постійного струму в енергію незагасних коливань потрібної форми, частоти та потужності.

За принципом роботи розрізняють генератори з самозбудженням (автогенератори) та генератори із зовнішнім збудженням, які використовуються в якості підсилювачів потужності високої частоти.

Найбільш поширені схеми автогенераторів містять підсилювальний елемент та коливальну (резонансну) систему, з'єднані між собою колом додатного зовнішнього зв'язку.

Будь – який підсилювач може бути перетворений в автогенератор, якщо його охопити додатним зворотним зв'язком та забезпечити виконання умови $\beta \cdot K \geq 1$. Для побудови автогенератора синусоїдальних коливань використовуються два типи підсилювальних схем – резонансні (селективні) та резистивні (аперіодичні) підсилювачі. Автогенератори, які реалізовані на основі резонансного підсилювача, часто називають автогенераторами LC – типу, а автогенератори, реалізовані на основі резистивного підсилювача, автогенераторами RC – типу. Автогенератори першого типу в основному використовуються на високих частотах, а другого типу – на низьких частотах.

В якості підсилювальних елементів схем автогенераторів, що використовуються в пристроях електронної та обчислювальної техніки, найбільш широко використовуються транзистори та тунельні діоди.

4.2. Принцип роботи транзисторного автогенератора LC – типу

Відомо багато різновидів схем транзисторних автогенераторів LC – типу, але будь – яка з них повинна містити:

- коливальну систему (коливальний контур), в якій збуджуються потрібні незагасні коливання;
- джерело електричної енергії, за рахунок якого в контурі підтримуються незагасні коливання;
- активний елемент (транзистор), за допомогою якого регулюється подача енергії від джерела в контур;
- елемент зворотного зв'язку, за допомогою якого відбувається подача

необхідної змінної напруги збудження з вихідного кола у вхідне.

Активний елемент разом з коливальною системою забезпечує фільтрацію (придавлення) вищих гармонік і являє собою звичайний нелінійний підсилювач. В загальному випадку підсилення залежить як від частоти ω_0 (через селективність коливальної системи), так і від амплітуди U_1 сигналу на вході активного елемента. Коефіцієнт підсилення нелінійного підсилювача позначимо через $\dot{K}(j\omega_0, U_1)$. Очевидно, що

$$\dot{K}(j\omega_0, U_1) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1},$$

де \dot{U}_2 – комплексна вихідна напруга коливальної системи.

На фіксованій частоті ω_0 коефіцієнт підсилення \dot{K} є функцією тільки амплітуди U_1 .

Коефіцієнт передачі елемента зворотного зв'язку

$$\dot{K}_{зз}(j\omega) = \dot{\beta}(j\omega) = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}.$$

Порівнявши два останніх співвідношення, приходимо до висновку, що в стаціонарному режимі автогенератора (коли тільки і можна користуватися методом комплексних амплітуд) коефіцієнти $\dot{K}(j\omega_0, U_1)$ та $\dot{\beta}(j\omega)$ є взаємно оберненими величинами, тобто

$$\dot{K}(j\omega_0, U_1)\dot{\beta}(j\omega_0) = 1.$$

Представимо комплексні функції $\dot{K}(j\omega_0, U_1)$ та $\dot{\beta}(j\omega)$ в формі

$$\dot{K}(j\omega_0, U_1) = K(\omega_0, U_1)e^{j\varphi_K(\omega_0)}; \quad \dot{\beta}(j\omega_0) = \beta(\omega_0)e^{j\varphi_\beta(\omega_0)}.$$

Тоді останнє співвідношення розпадається на дві умови:

$$\begin{aligned} K(\omega_0, U_1)\beta(\omega_0) &= 1; \\ \varphi_K(\omega_0) + \varphi_\beta(\omega_0) &= 2\pi n. \end{aligned}$$

Перша з цих двох умов носить назву умови балансу амплітуд, з якої виходить, що в стаціонарному режимі повне підсилення на частоті генерації при обході кола зі зворотним зв'язком дорівнює одиниці.

Друга з умов носить назву умови балансу фаз. З неї виходить, що в стаціонарному режимі автоколиваний повний фазовий зсув при обході кола зі зворотним зв'язком дорівнює (або кратний) 2π . Умова балансу фаз дозволяє визначити частоту генерованих коливань ω_0 .

Найпростіша схема транзисторного генератора LC – типу наведена на рис.4.1. Таку схему називають схемою генератора з трансформаторним зв'язком та використовують в діапазоні високих частот.

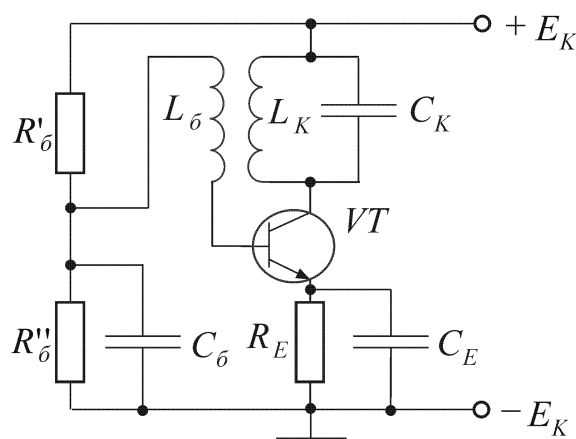


Рис.4.1. Транзисторний автогенератор з трансформаторним зв'язком

Елементи схеми R_{δ}^I , R_{δ}^{II} , R_E та C_E використовуються (так само, як і в підсилювачах) для забезпечення необхідного режиму роботи на постійному струмі та його термостабілізації. За допомогою конденсатора C_{δ} , ємнісний опір якого на високій частоті незначний, заземлюється один з виводів базової обмотки трансформатора L_{δ} .

В момент включення джерела живлення в колекторному колі транзистора з'являється струм I_K , який заряджає конденсатор C_K коливального контура. Тому що до конденсатора паралельно підключена котушка індуктивності L_K , то після заряду конденсатор починає розряджатися через котушку. В результаті обміну енергією між конденсатором і котушкою в контурі виникають вільні загасні коливання, частота яких визначається параметрами контура та дорівнює

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}}. \quad (4.1)$$

Змінний струм контура при проходженні через котушку індуктивності L_K створює навколо неї змінне магнітне поле, внаслідок чого в котушці зворотного зв'язку L_{δ} , що підключена до бази транзистора, наводиться змінна напруга з тією самою частотою, що і частота коливань в контурі. Ця напруга викликає пульсації струму колектора, в якому з'являється змінна складова.

Змінна складова колекторного струму поповнює втрати енергії в контурі, створюючи на ньому підсилену транзистором змінну напругу. В свою чергу це призводить до нового зростання напруги на котушці зв'язку L_{δ} , що ви-кличе нове зростання амплітуди змінної складової струму колектора та ін.

Але зростання колекторного струму не відбувається безмежно – воно простежується лише в межах активної ділянки вихідної характеристики транзистора (на ділянці насичення, як відомо, струм колектора практично не

змінюється). Тому збільшення амплітуди коливань в контурі обмежується опором втрат контуру та загасанням, яке вноситься в контур за рахунок протікання струму в базовій обмотці трансформатора.

Незагасні коливання в контурі автогенератора встановляться лише при виконанні двох основних умов, які отримали назву умов самозбудження.

Перша з цих умов носить назву умови балансу фаз – в схемі автогенератора повинний реалізовуватися тільки додатний зворотний зв'язок між вихідним та вхідним колами транзистора. Тільки в цьому випадку створюються необхідні передумови для поповнення втрат енергії в контурі.

Оскільки резонансний опір паралельного контуру має чисто активний характер, то при дії на базу сигнала з частотою, яка дорівнює резонансній частоті контура, напруга на колекторі буде зсунута по фазі на кут 180° (як для звичайного резистивного підсилювального каскаду). Напруга, яка наводиться на базі за рахунок струму I_k , що тече через контурну котушку L_k ,

$$U_{\phi} = \pm j\omega_0 M I_k, \quad (4.2)$$

де M – взаємна індуктивність між обмотками трансформатора.

Очевидно, необхідно так вибирати напрямки намотки базової котушки індуктивності, щоб $U_{\phi} = -j\omega_0 M I_k$. Тільки в цьому випадку загальний фазовий зсув в колі підсилювач – зворотний зв'язок буде дорівнювати нулю ($\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0$), тобто в схемі буде встановлений додатний зворотний зв'язок.

Якщо $U_{\phi} = +j\omega_0 M I_k$, то зворотний зв'язок буде від'ємним та коливання в контурі будуть загасаючими.

Виконання умови балансу фаз є необхідною, але не достатньою для самозбудження схеми. Друга умова самозбудження полягає в тому, що для існування автоколивального режиму послаблення сигналу, що вноситься колом зворотного зв'язку, повинно компенсуватися відповідним підсиленням. Іншими словами, глибина додатного зворотного зв'язку повинна бути такою, щоб повністю компенсувати втрати енергії в контурі.

При наявності додатного ЗЗ коефіцієнт підсилення визначається як

$$K_{ЗЗ} = \frac{K}{1 - \beta \cdot K},$$

де β – коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку.

Для розглянутої схеми коефіцієнт β показує, яка частина змінної напруги контура подається на базу транзистора в усталеному режимі роботи:

$$\beta = \frac{U_{\phi}}{U_k} = \frac{\omega_0 M I_k}{\omega_0 L_k I_k} = \frac{M}{L_k}. \quad (4.3)$$

Враховуючи, що підсилювач з додатним зворотним зв'язком перехо-

дить в режим генерації при виконанні умови $\beta \cdot K \geq 1$, знайдемо значення коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку, необхідне для самозбудження:

$$\beta \geq \frac{1}{K}. \quad (4.4)$$

Коефіцієнт підсилення схеми на резонансній частоті наближено можна записати таким чином:

$$K \approx \frac{h_{21e} R_{\text{екв.рез}}}{R_{\text{вх}}} \approx \frac{h_{21e} R_{\text{екв.рез}}}{r_{\text{б}} + r_{\text{е}}(1 + h_{21e})}, \quad (4.5)$$

де $R_{\text{екв.рез}}$ – еквівалентний резонансний опір коливального контура.

Тоді з останнього співвідношення

$$\beta = \frac{M}{L_{\text{к}}} \geq \frac{r_{\text{б}} + r_{\text{е}}(1 + h_{21e})}{h_{21e} R_{\text{екв.рез}}}. \quad (4.6)$$

Умова самозбудження (4.6) отримала назву умови балансу амплітуд.

Умову балансу фаз можна записати таким чином:

$$\varphi_{\text{к}} + \varphi_{\beta} = 2\pi n.$$

Для розглянутого випадку $n = 1$, а фазові зсуви, що вносяться підсилувачем та колом зворотного зв'язку однакові і дорівнюють $\varphi_{\text{к}} = \varphi_{\beta} = 180^{\circ}$.

Процес виникнення, зростання та встановлення коливального режиму транзисторного автогенератора (при виконанні умов балансу фаз і амплітуд) можна пояснити за допомогою так званої коливальної характеристики автогенератора $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$. На рис.4.2 наведені амплітудна характеристика

підсилувального кола $K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \varphi(U_{\text{вх}})$ та пряма лінія, що відображає залежність коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку від величини вхідної напруги $\beta = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} = \psi(U_{\text{вх}})$ та характеризує послаблювальну дію кола ЗЗ.

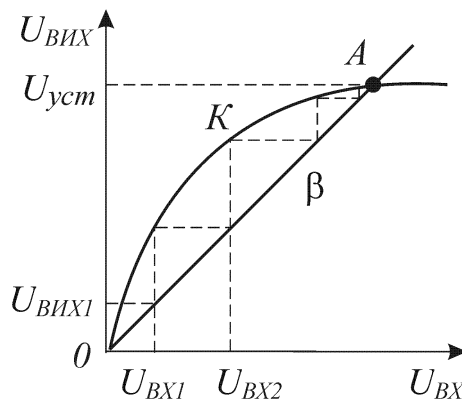


Рис.4.2. Коливальна характеристика автогенератора

Нехай на вхід транзистора подається напруга $U_{\text{вх1}}$. Після підсилення в



K разів на виході підсилювача з'явиться напруга $U_{\text{вих1}} = K \cdot U_{\text{вх1}}$. Ця напруга, послаблена в β разів колом ЗЗ, викличе появу на вході напруги $U_{\text{вх2}} = \beta^{-1} U_{\text{вих1}}$, яка викличе на виході нову напругу і т. і. Процес буде продовжуватись доти, доки величина вихідного сигналу не досягне свого усталеного значення (точка А), при якому виконується умова $\beta \cdot K = 1$.

Через наявність нелінійності характеристик транзистора амплітудна характеристика підсилювача також є нелінійною, тобто із збільшенням рівня вихідного сигналу коефіцієнт підсилення зменшується. Тому амплітуда коливань в контурі не може збільшуватись до нескінченності та обмежується на деякому визначеному рівні, який відповідає усталеному режиму. З рис.4.2 видно, що після підключення джерела живлення автоколивання з'являються і збільшуються при дії на вхід транзистора будь-якої малої напруги, яка завжди існує внаслідок флуктуаційних змін режиму роботи схеми.

Крім цього, відрізняють м'який та жорсткий режим самозбудження автогенератора. М'який режим самозбудження забезпечується відкриттям активного елемента та виконанням умови $M > M_{\text{кр}}$. Для реалізації жорсткого режиму самозбудження автогенератора необхідні значне зовнішнє збудження та сильний зворотний зв'язок, що іноді технічно не реалізується.

4.3. Енергетичні показники транзисторного автогенератора LC – типу

Автогенератор може працювати в різних режимах. Для характеристики режиму роботи існує коефіцієнт використання колекторної напруги ξ . Цей коефіцієнт дорівнює відношенню амплітуди змінної напруги на контурі $U_{\text{м.к}}$ до постійної напруги на колекторі

$$\xi = \frac{U_{\text{м.к}}}{E_{\text{к}}} . \quad (4.7)$$

При $\xi < 1$ встановлюється недонапружений режим роботи автогенератора. При $\xi > 1$ режим роботи називається перенапруженим. При $\xi \approx 1$ генератор працює в так званому критичному режимі. На практиці найчастіше використовується критичний режим роботи автогенератора. В ньому автогенератор віддає потрібну корисну потужність при досить високому ККД. Форма струму в колекторному колі автогенератора залежить від режиму його роботи. Якщо струм протягом всього періоду напруги проходить на вихід, то коливання струму мають синусоїдальну форму та носять назву коливань першого роду. Такий режим (подібний режиму класу "А" в підсилювачах) характеризується малим значенням ККД, тому в автогенераторах використовується рідко. Більш раціональним є режим коливань другого роду з відти-

ном колекторного струму (подібний режиму класу “В” в підсилювачах).

Відомо, що імпульсний струм можна розкласти в ряд Фур’є та представити у вигляді суми складової постійного струму, змінного струму тієї самої частоти, що і частота повторення імпульсів (перша гармоніка), змінного струму подвійної частоти (друга гармоніка), а також струмів більш високих кратних частот (вищі гармоніки). Треба підкреслити, що тільки перша гармоніка струму $I_{m.k}$ створює на контурі автогенератора змінну напругу потрібної частоти, амплітуда якої визначається співвідношенням $U_{m.k} = I_{m.k} R_{екв.рез}$. Для струмів інших частот контур має малий опір, тому струми цих частот проходять через контур, не створюючи на ньому вагомій напруги. Таким чином, незважаючи на те, що струм колектора має форму, яка відрізняється від синусоїдальної, змінна напруга на контурі є синусоїдальною.

Амплітуду першої гармоніки та величину постійної складової імпульсного струму можна знайти за допомогою коефіцієнтів розкладу α_1 та α_0 , які залежать від кута відтинку колекторного струму (рис.4.3).

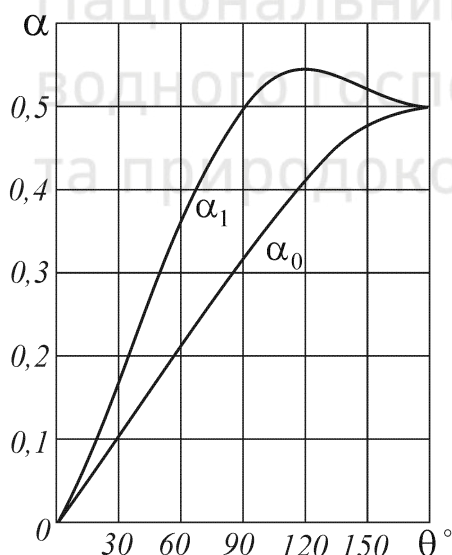
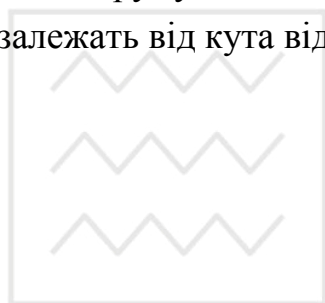


Рис.4.3. Графіки коефіцієнтів розкладу імпульсного струму

Між амплітудним значенням першої гармоніки струму $I_{m.k}$, постійною складовою $I_{k.0}$ та максимальним значенням імпульсного струму $I_{k.max}$ існують такі залежності:

$$I_{m.k} = \alpha_1 I_{k.max}; \quad (4.8)$$

$$I_{k.0} = \alpha_0 I_{k.max}. \quad (4.9)$$

Для аналізу та розрахунку транзисторних генераторів будемо користуватися ідеалізованими характеристиками транзисторів (рис.4.4).

Одним з основних параметрів транзистора, який працює в схемі авто-

генератора, є крутизна лінії критичного режиму $S_{кр}$ (рис.4.4, а). У деяких типів транзисторів величина $S_{кр}$ досягає декількох сотень мА/В і вище. Важливими параметрами є також крутизна характеристики колекторного струму

$$S_0 = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{\delta E}} \right|_{U_{ке} = \text{const}} \quad \text{та напруга зрізу } E_{зр}, \text{ яка визначається для заданої робочої}$$

напруги на колекторі $U_{ке.р} = U_{ке.2}$ (рис.4.4, б). При роботі транзисторів на високих частотах значний вплив має час пробігу $\tau_{п}$ носіїв струму (електронів чи дірок). Цей час має невелике значення і на порівняно низьких частотах ним можна знехтувати. Але з підвищенням частоти вплив його значно збільшується. Вплив часу $\tau_{п}$ проявляє себе насамперед в тому, що заряди, які інжектуються емітером в один і той самий момент часу, приходять до колектора в різний час, тобто з'являється розсіювання носіїв струму, яке призводить до зменшення коефіцієнта підсилення транзистора за струмом, яке буде тим більше, чим вище частота генерованих коливань. Інерційність носіїв струму призводить також до виникнення між першою гармонікою колекторного струму та змінною напругою на контурі фазового зсуву, який залежить від часу руху носіїв струму.

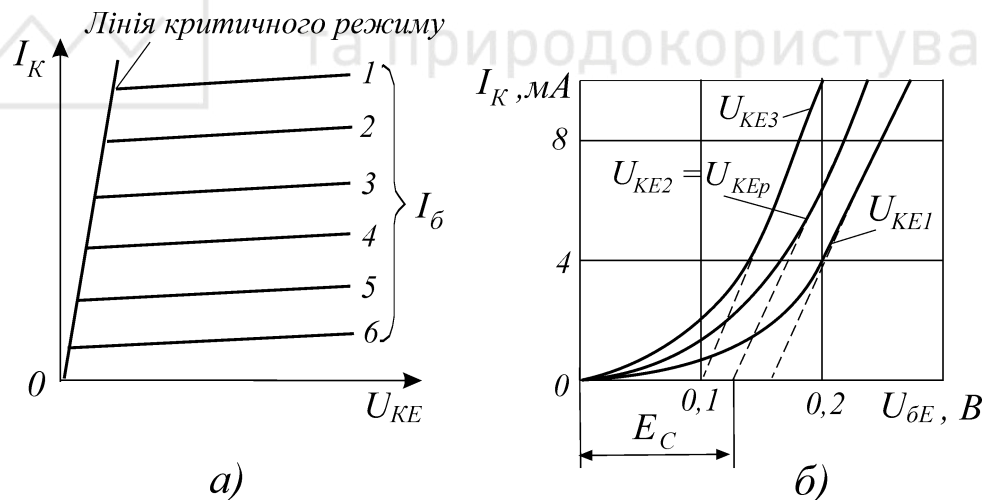


Рис.4.4. Ідеалізовані характеристики транзистора

Суттєвий вплив на роботу транзисторного генератора в області високих частот мають ємності емітерного та колекторного р-п переходів транзистора.

4.4. Різновиди схем транзисторних автогенераторів

Окрім схеми автогенератора з трансформаторним зв'язком, широкое використання в електронній апаратурі отримали так звані триточкові схеми з автотрансформаторним (рис.4.5, а) та ємнісним зв'язком (рис.4.5, б). Режим

роботи за постійним струмом та його термостабілізація в таких схемах реалізуються так само, як і в схемі, наведеній на рис.4.1. За змінним струмом високої частоти контур підключений до трьох електродів транзистора – емітера, бази та колектора, позначених трьома точками: Е, Б, К. В схемі, наведеній на рис.4.5, а, вивід від витка контурної котушки підключений до емітера транзистора через малий внутрішній опір джерела живлення.

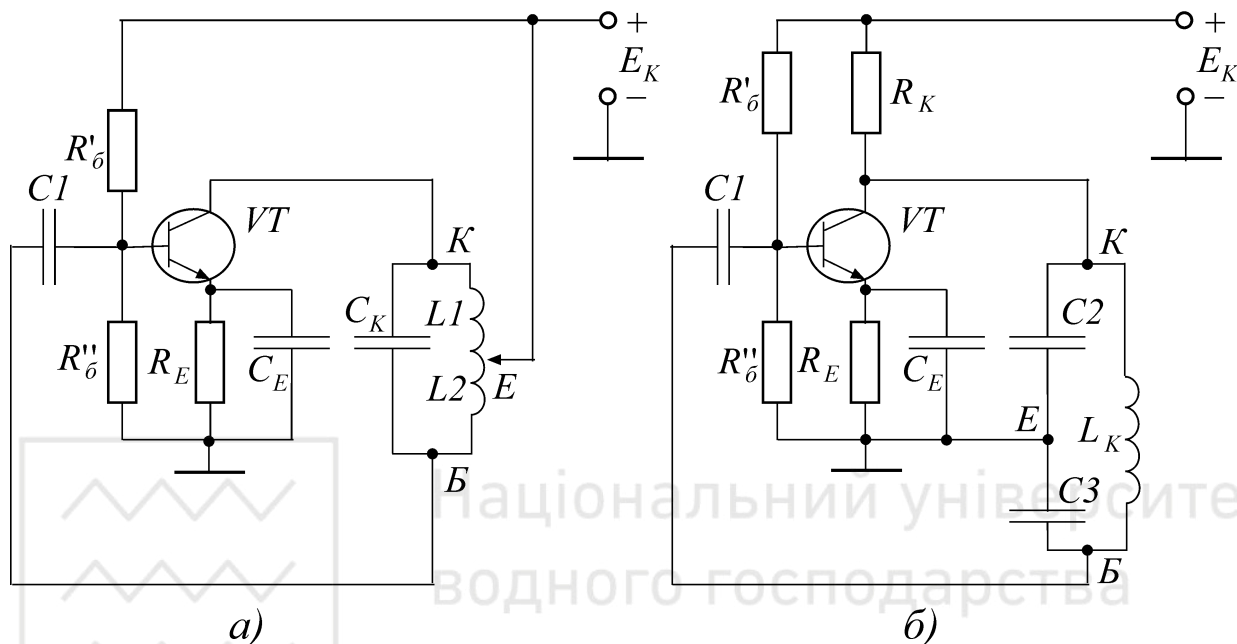


Рис.4.5. Тривиткові схеми автогенераторів з автотрансформаторним (а) та ємнісним (б) зв'язком

Напруга зворотного зв'язку (рис.4.5, а) знімається з частини витків контурної котушки індуктивності L_2 і через конденсатор C_1 потрапляє на базу транзистора. Оскільки знаки миттєвих напруг на індуктивностях L_1 та L_2 відносно середньої точки протилежні (зсунуті між собою по фазі на 180°), а підсилювальний каскад повертає фазу ще на 180° , то ЗЗ буде додатним, тобто умова балансу фаз виконується. Аналогічно працює і схема, наведена на рис.4.5, б, тільки в цьому випадку напруга ЗЗ знімається з конденсатора C_3 .

Для збільшення вихідної потужності використовуються двотактні схеми автогенераторів, які являють собою поєднання одностактних схем з спільним контуром, спільним живленням та іншими спільними елементами. Принцип побудови такої схеми наведений на рис.4.6.

4.5. Автогенератори на тунельних діодах

Тунельний діод завдяки широкому частотному діапазону, малій споживаній потужності та високій температурній стабільності є найбільш перспективним приладом для побудови мініатюрних, високостабільних та широкоді-

апазонних автогенераторів. Недоліками автогенераторів на тунельних діодах є мала вихідна потужність та деяка нестабільність роботи через розкид параметрів сучасних тунельних діодів.

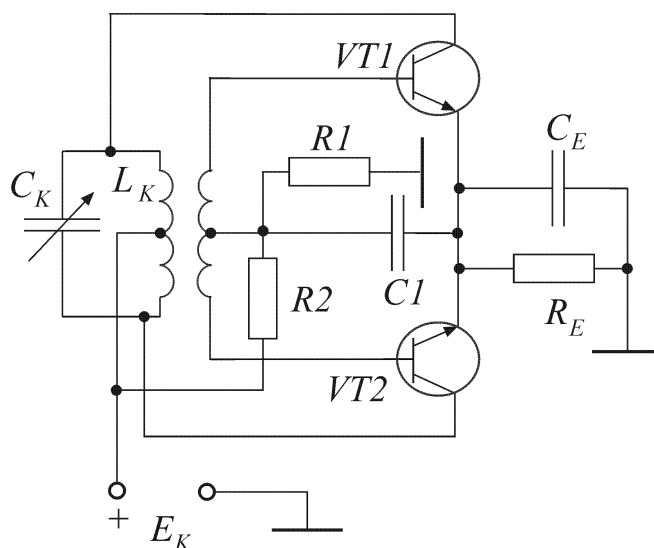


Рис.4.6. Двотактна схема автогенератора

Найбільш повно переваги тунельного діода вдається використати в генераторах НВЧ діапазону, особливо на частотах більше 1 ГГц, де через неможливість використання транзисторів доводилось використовувати складні, громіздкі та неекономічні генератори на клістронах, різних лампах і т. і. Сучасні тунельні діоди дозволяють генерувати електричні коливання з частотами до 100 ГГц.

Використання тунельного діода в схемах генераторів пояснюється тим, що за допомогою від'ємного опору тунельного діода можна компенсувати втрати в коливальному контурі та отримати в ньому незагасні коливання. Тому робочою ділянкою вольт-амперної характеристики тунельного діода є її ділянка спаду. Ширина ділянки спаду характеристики тунельного діода на практиці не перевищує декількох десятків мілівольт. Тому амплітуда генерованих коливань в автогенераторі на тунельному діоді буде невеликою. Максимальна величина вихідної потужності, яку може розвинути тунельний діод, виражається співвідношенням

$$P_{\max} = 0.125(U_{I_{\min}} - U_{I_{\max}})(I_{\max} - I_{\min}).$$

При цьому робоча точка переміщується від точки максимуму (піку) вольт-амперної характеристики діода до точки мінімуму (впадини). Внаслідок нелінійності характеристики поблизу цих двох точок форма генерованих коливань може бути спотвореною. Для зменшення спотворень доводиться зменшувати робочу ділянку характеристики, обмеживши її лінійною частиною. Однак це призводить до зменшення вихідної потужності, яка практично не перевищує декількох сотень мікват.

На рис.4.7, а наведена найпростіша схема автогенератора на тунельно-

му діоді. За допомогою подільника R_1, R_2 задається необхідне положення робочої точки. Коливальний контур створений котушкою L та власною ємністю діода C_d . Еквівалентна схема такого генератора може бути представлена у вигляді кола, наведеного на рис.4.7, б. Тут R_Σ – загальний активний опір, який враховує опір подільника та опір втрат контура. Умови самозбудження будуть виконуватися, якщо величина $|-R_d|$ буде достатньою, щоб компенсувати втрати в контурі, тобто $R_\Sigma < |-R_d|$. Крім того, необхідно виконання ще однієї умови: $L > C_d R_\Sigma |-R_d|$. При цьому схема буде самозбуджуватися та генерувати коливання з частотою

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_d} \left(1 - \frac{R_\Sigma}{|-R_d|}\right)}$$

На рис.4.8 наведені два різновиди типових схем автогенераторів на тунельних діодах.

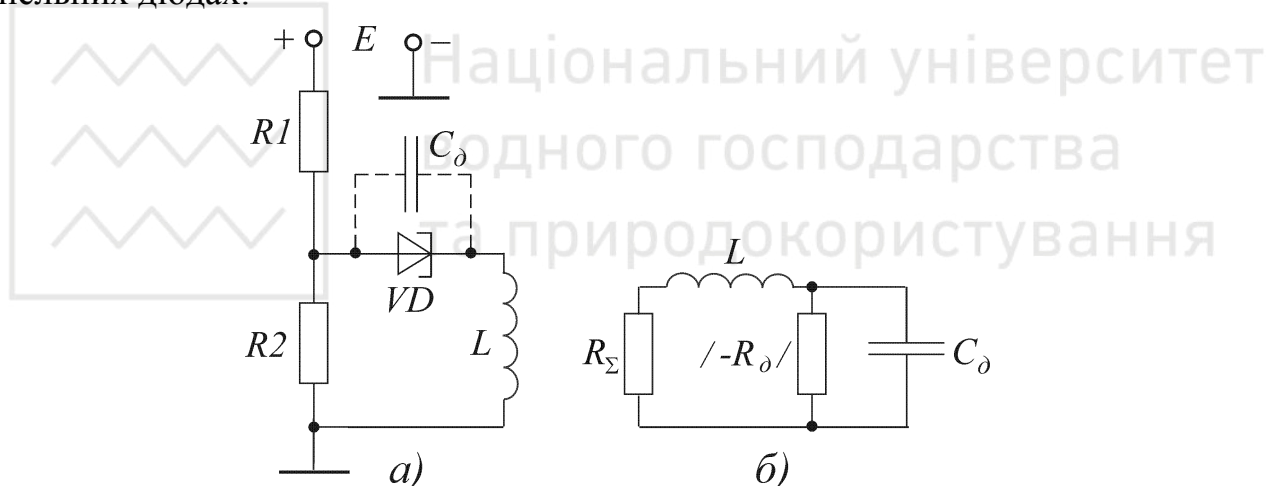


Рис.4.7. Принципова (а) та еквівалентна (б) схеми найпростішого автогенератора на тунельному діоді

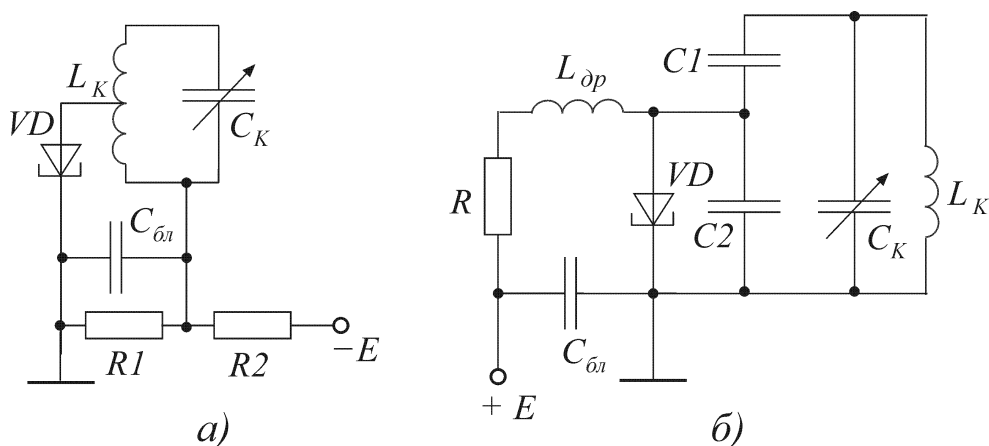


Рис.4.8. Схеми автогенераторів на тунельному діоді: з послідовним (а) та паралельним (б) живленням



Слід звернути увагу на те, що тунельний діод – двополюсник. Тому схема автогенератора на тунельному діоді буде більш простою, ніж на транзисторі, тому що немає необхідності зовнішнього зворотного зв'язку. Тут зворотний зв'язок закладений в самому фізичному механізмі роботи діода та виражається у виникненні від'ємного опору при вірному виборі робочої точки на вольт–амперній характеристиці. Через відсутність зовнішнього кола зворотного зв'язку та великої крутизни ділянки спаду вольт-амперної характеристики автогенератори на тунельних діодах мають ряд особливостей. По – перше, джерело живлення повинно мати малий внутрішній опір $R_{дж}$ для того, щоб робоча точка змогла попасти на ділянку спаду характеристики. Для цього необхідно виконати умову $R_{дж} < |-R_d|$, де $|-R_d|$ – від'ємний опір діода в робочій точці. Через малу величину $|-R_d|$ резонансний опір контуру також буде малим:

$$R_{рез} = m^2 \rho Q \approx (1.2 \div 1.6) |-R_d|,$$

де m – коефіцієнт зв'язку діода з контуром; Q – добротність контуру; ρ – хвильовий опір контуру.

Мала величина резонансного опору контуру визначається слабким зв'язком діода з контуром

$$m = \sqrt{\frac{R_{рез}}{Q\rho}}.$$

Але для того, щоб контур мав достатні резонансні властивості, необхідно виконання умови $\rho Q \gg 1$. Якщо вважати припустимим $\rho Q = 10 \dots 20$ та прийняти $Q = 100 \dots 200$, то $\rho \leq (0.5 \dots 1) |-R_d|$.

Останні чотири співвідношення використовуються для розрахунку контуру автогенератора на тунельному діоді. Схема, наведена на рис.4.8, а, отримала назву схеми з послідовним живленням діода (джерело живлення, контур та діод включені послідовно). Напруга від джерела живлення подається за допомогою подільника напруги. Для отримання малого внутрішнього опору джерела опір резистора R_1 слід вибирати за умови $R_1 < |-R_d|$.

Схема, наведена на рис.4.8, б, носить назву схеми з паралельним живленням. В ній джерело живлення, діод та контур включені між собою паралельно (діод та джерело живлення – за постійним струмом, контур та діод – за змінним). Для виключення самозбудження в контурі $C_2 L_{др}$ послідовно з дроселем включають резистор R , опір якого вибирають за умови $R < |-R_d|$. При паралельному живленні постійний струм джерела не потрапляє в контур, що виключає небажаний нагрів котушки контуру та призводить до підвищення стабільності генерованої частоти.



4.6. Автогенератори RC – типу

Використання генераторів з коливальними контурами (LC – типу) для генерування коливань з частотами менше $15 \div 20$ кГц недоцільно через громіздкість контурів. В теперішній час для вирішення таких задач широко використовуються генератори RC – типу, в яких замість коливального контуру використовують вибіркові RC – фільтри. Генератори RC – типу можуть генерувати досить стабільні синусоїдальні коливання в широкому діапазоні частот від долей Гц до сотень кГц та мають малі габарити і масу. Найбільш повно переваги генераторів RC – типу реалізуються в діапазоні низьких частот.

Структурна схема генератора синусоїдальних коливань RC – типу наведена на рис.4.9.

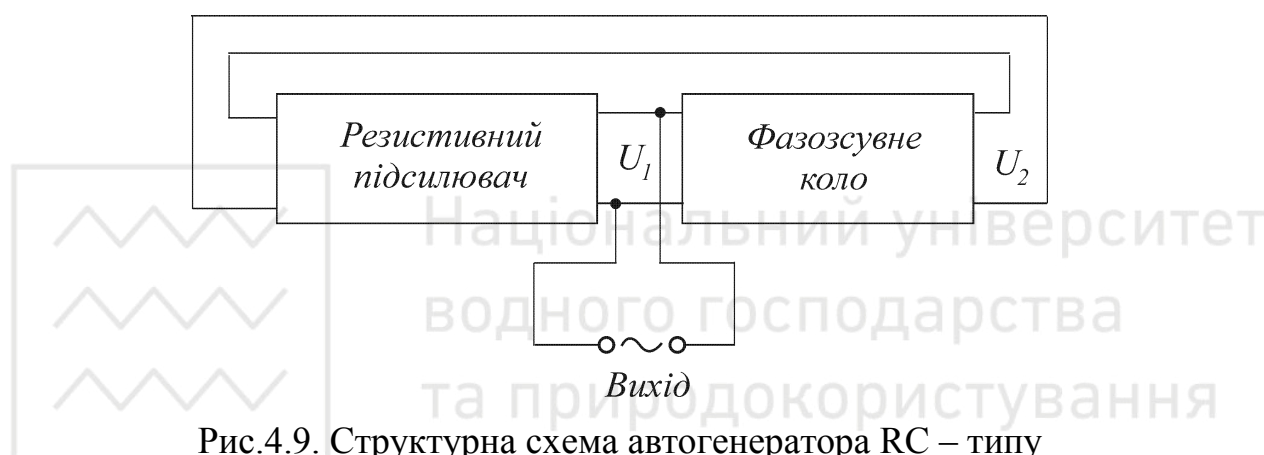


Рис.4.9. Структурна схема автогенератора RC – типу

Підсилювач реалізується як звичайний аперіодичний підсилювач. Для самозбудження підсилювача (для перетворення початкових коливань в незгасні) необхідно на вхід підсилювача подати частину вихідної напруги, яка перевищує чи дорівнює величині вхідної напруги за величиною та збігається з нею за фазою (іншими словами, охопити підсилювач додатним ЗЗ достатньої глибини). При безпосередньому з'єднанні виходу підсилювача з його входом відбувається самозбудження, але форма генерованих коливань буде різко відрізнятися від синусоїдальної, оскільки умови самозбудження будуть одночасно виконуватись для коливань багатьох частот. Для отримання синусоїдальних коливань необхідно, щоб ці умови виконувались лише на одній визначеній частоті та різко порушувались на усіх інших частотах. Ця задача вирішується за допомогою фазообертального кола, що має декілька RC – кіл та використовується для зміни фази вихідної напруги підсилювача на 180° . Зміна фази кожним RC – колом залежить від кількості кіл n та дорівнює

$$\varphi_i = \frac{180^\circ}{n}. \quad (4.10)$$

В зв'язку з тим, що одне RC – коло змінює фазу на кут $\varphi < 90^\circ$, мінімальна кількість кіл фазообертального кола $n_{min} = 3$. В практичних схемах

RC – автогенераторів найчастіше використовують триланкові фазообертальні кола.

На рис.4.10 наведені два варіанти побудови таких кіл, які отримали назву відповідно “R – паралель” та “C – паралель”. Частота генерованих коливань для таких схем за умов $R_1 = R_2 = R_3 = R$ та $C_1 = C_2 = C_3 = C$ розраховується за такими формулами:

– для схеми на рис.4.10, а:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = \frac{0.065}{RC}; \quad (4.11)$$

– для схеми на рис.4.10, б):

$$f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0.39}{RC}. \quad (4.12)$$

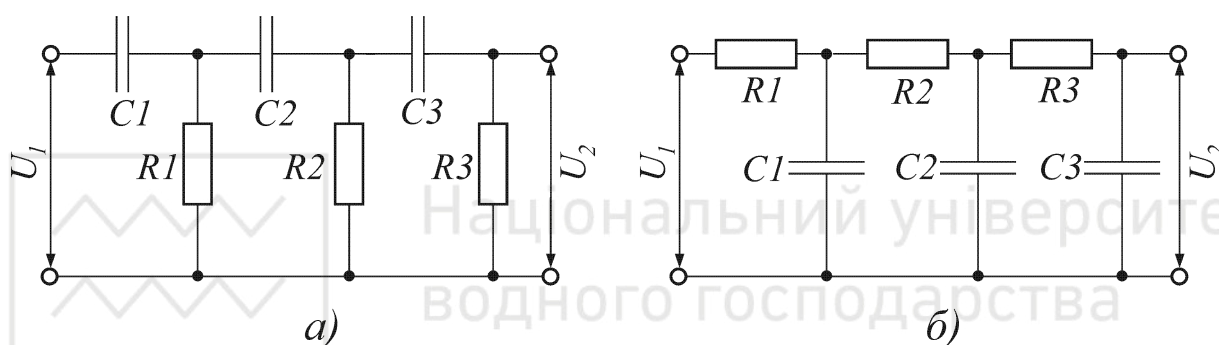


Рис.4.10. Триланкові фазообертальні кола: а – типу “R – паралель”; б – типу “C – паралель”

Для забезпечення балансу амплітуд коефіцієнт підсилення підсилювача повинен як мінімум дорівнювати загасанню, що вноситься фазообертальним колом, через яке напруга з виходу потрапляє на вхід підсилювача.

Розрахунки показують, що для наведених схем загасання дорівнює

$$\gamma = \frac{U_1}{U_2} = 29. \quad (4.13)$$

Таким чином, схеми з використанням триколових фазообертальних кіл, які мають однакові кола, можуть генерувати синусоїдальні коливання з частотою f_o лише в тому випадку, коли коефіцієнт підсилення $K \geq 29$.

В фазообертальному колі з однаковими колами кожне наступне коло має шунтувальний вплив на попереднє. Для зменшення шунтувальної дії кіл та зменшення загасання в фазообертальному колі зворотного зв'язку можуть використовуватися прогресивні кола. В цьому випадку опір резистора кожного наступного кола вибирається в m разів більше опором попереднього кола, а ємності наступних кіл вибираються у стільки саме разів меншими:

$$R_2 = mR_1; \quad R_3 = mR_2 = m^2R_1; \quad (4.14)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{m}; \quad C_3 = \frac{C_2}{m} = \frac{C_1}{m^2}. \quad (4.15)$$



На практиці величина m не перевищує $4 \div 5$.

На рис.4.11 наведена одна з можливих схем автогенератора RC – типу з фазообертальним колом.

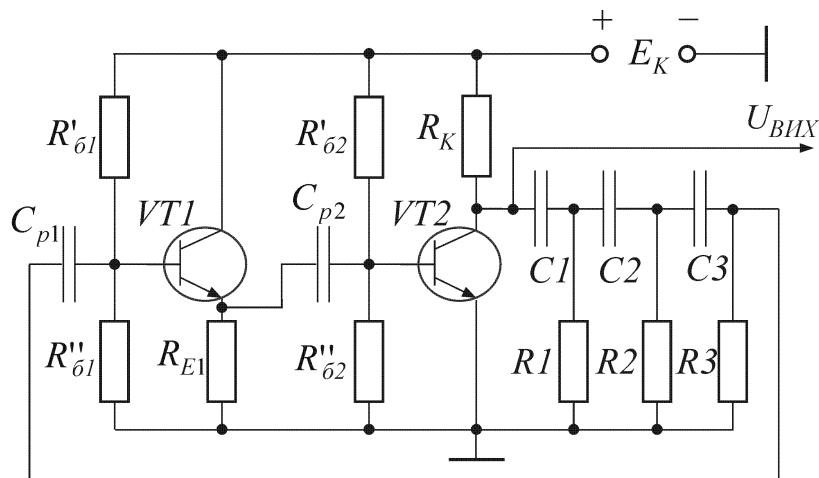


Рис.4.11. Схема транзисторного RC – автогенератора з фазообертальним колом зворотного зв'язку

З точки зору забезпечення умов балансу фаз такий генератор можна було б побудувати і на одному транзисторі (VT2) з спільним емітером. Але в цьому випадку коло зворотного зв'язку шунтує резистор R_K підсилювального каскаду та зменшує його підсилення, а малий вхідний опір транзистора різко збільшує загасання в колі зворотного зв'язку. Тому необхідно розділити вихід фазообертального кола та вхід підсилювача за допомогою емітерного повторювача, який зібраний на транзисторі VT1.

Робота автогенератора починається в момент включення джерела живлення. Імпульс колекторного струму, що виникає при цьому, містить широкий та безперервний спектр частот, який обов'язково містить в собі необхідну частоту генерації. Завдяки виконанню умов самозбудження коливання цієї частоти стають незагасними, тоді як коливання всіх інших частот, для яких умова балансу фаз не виконується, швидко загасають.

Автогенератори з фазообертальними колами використовуються для генерації синусоїдальних коливань фіксованої частоти. Це пов'язано з труднощами перенастроювання частоти в широких межах. Діапазонні автогенератори RC – типу будуються по іншому. Розглянемо це питання більш детально.

Якщо підсилювач повертає фазу вхідного сигналу на 2π (наприклад, підсилювач, що має парну кількість каскадів), то при охопленні додатним зворотним зв'язком достатньої глибини він може генерувати електричні коливання без включення спеціального фазообертального кола. Для виділення потрібної частоти синусоїдальних коливань з усього спектру частот, генерованих такою системою, необхідно забезпечити виконання умов самозбудження тільки для однієї частоти. Для цього в коло ЗЗ може бути включено послідовно – паралельне вибіркоче коло, схема якого наведена на рис.4.12.

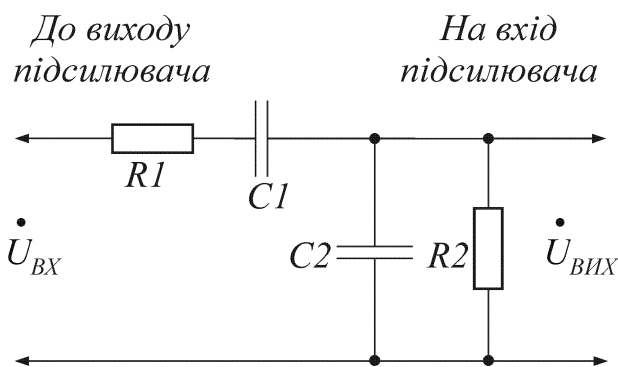


Рис.4.12. Послідовно – паралельне вибіркве коло (міст Віна)

Визначимо властивості такого кола, розглянувши його як подільник напруги. Між вихідною та вхідною напругами існує залежність

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{U}_{\text{вх}} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad (4.16)$$

де $Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$, $Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}$.

Коефіцієнт передачі напруги цим колом

$$\beta = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{-j \frac{R_2}{\omega C_2}}{R_1 R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} - j \left(\frac{R_2}{\omega C_1} + \frac{R_1}{\omega C_2} + \frac{R_2}{\omega C_2} \right)}. \quad (4.17)$$

На квазірезонансній частоті ω_0 коефіцієнт передачі напруги повинен дорівнювати дійсному числу. Це можливо лише в тому випадку, якщо опори, чисельника та знаменника співвідношення (4.17) будуть мати однаковий характер. Ця умова забезпечується лише в тому випадку, якщо дійсна частина знаменника дорівнює 0, тобто

$$R_1 R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} = 0. \quad (4.18)$$

З останнього співвідношення частота квазірезонансу дорівнює

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.19)$$

або

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4.20)$$

Коефіцієнт передачі напруги на квазірезонансній частоті

$$\beta_o = \frac{\frac{R_2}{\omega_o C_2}}{\frac{R_2}{\omega_o C_1} + \frac{R_1}{\omega_o C_2} + \frac{R_2}{\omega_o C_2}}. \quad (4.21)$$

Підставивши в співвідношення (4.21) значення ω_o , з (4.19) отримаємо:

$$\beta_o = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}}. \quad (4.22)$$

Враховуючи, що $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, знайдемо кінцеві значення f_o та β_o :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (4.23)$$

$$\beta_o = \frac{1}{3}. \quad (4.24)$$

Загасання, яке вноситься розглянутим вибіркоким колом на квазірезонансній частоті,

$$\gamma = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{1}{\beta_o} = 3. \quad (4.25)$$

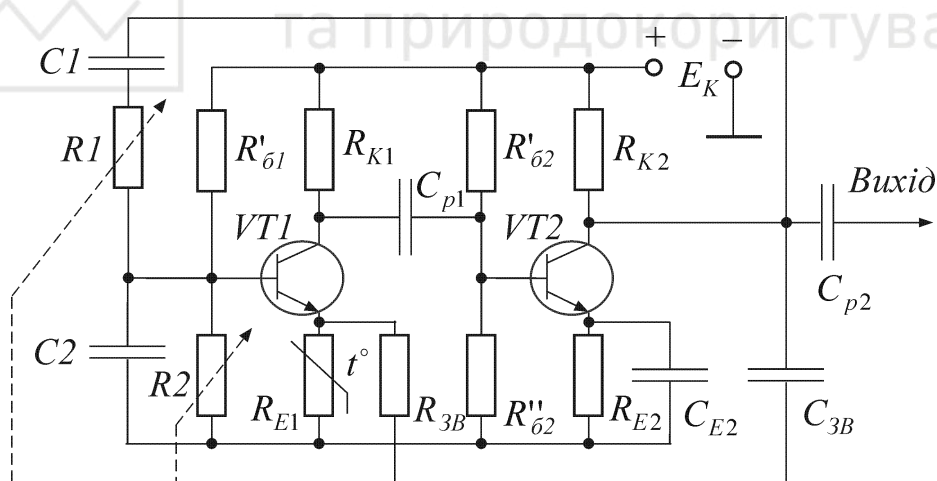


Рис.4.13. Схема діапазонного RC – автогенератора

Це означає, що мінімальне значення коефіцієнта підсилення, при якому виконується умова балансу амплітуд, також повинно дорівнювати 3. Цю умову виконати досить легко. Реальний транзисторний підсилювач, який має два каскади (найменше парне число), дозволяє отримати підсилення за напругою, яке набагато перевищує $K_o = 3$. Тому разом з додатним зворотним зв'язком слід ввести в підсилювач від'ємний зворотний зв'язок, який, зменшуючи коефіцієнт підсилення, суттєво зменшує можливі нелінійні спотворення генерованих коливань. Електрична принципова схема такого

генератора наведена на рис.4.13. Терморезистор в колі емітера транзистора VT1 передбачений для стабілізації амплітуди вихідної напруги при зміні температури. Регулювання частоти відбувається за допомогою спареного потенціометра R1 – R2.

4.7. Генератори синусоїдальних коливань на інтегральних мікросхемах

Для побудови генераторів в мікровиконанні використовуються аналогові (лінійні) підсилювальні ІМС, охоплені глибоким додатним ЗЗ. Тому побудова схеми генератора LC – та RC – типів зводиться до використання існуючої аналогової ІМС та підключення до неї дискретних елементів (LC – контура, RC – кіл, мостів і т.і.). При такому принципі побудови схем генераторів розглянуті в попередніх параграфах умови самозбудження та способи стабілізації частоти фактично залишаються незмінними.

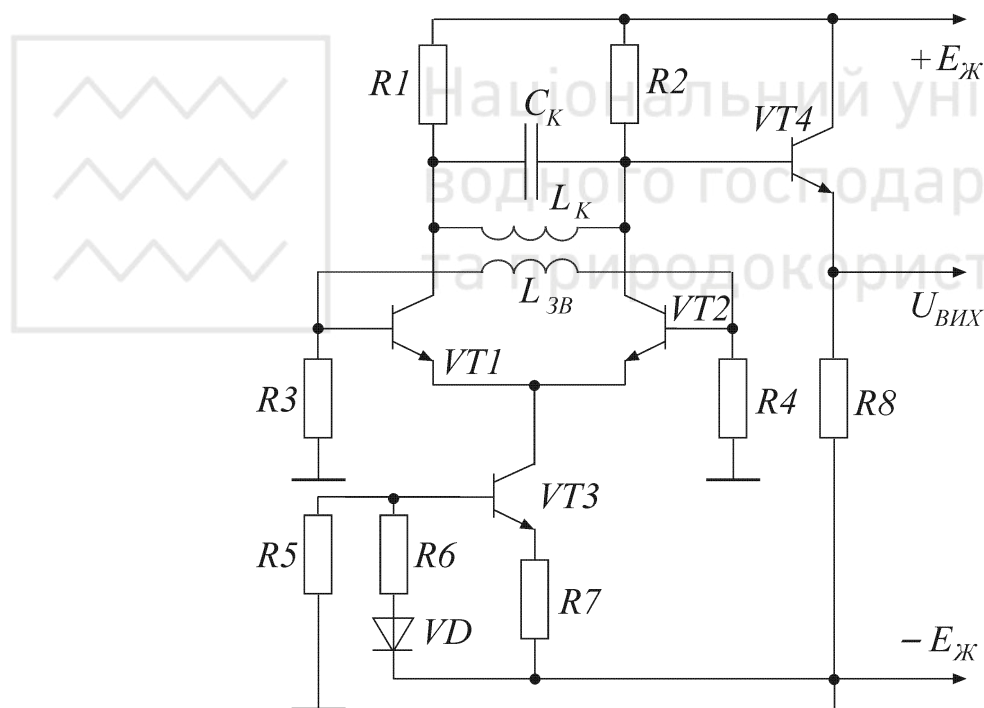


Рис.4.14. Генератор LC – типу на базі ІМС диференціального підсилювача

На рис.4.14 наведена схема генератора синусоїдальних коливань з трансформаторним ЗЗ, основою якого є диференційний каскад (ДК). Коливальний контур включено між колекторами транзисторів VT1 і VT2. Додатний ЗЗ забезпечується за допомогою додаткової обмотки L_{33} , напруга з якої подається на вхід ДК. Вихідні напруги, які знімаються з колекторів транзисторів VT1 і VT2 (несиметричні виходи), змінюються в протифазі. Це дозволяє у випадку необхідності знімати два гармонічних сигнали, зсунутих по фазі на 180° . При підключенні зовнішнього навантаження між колекторами

транзисторів VT1 і VT2 (симетричний вихід) амплітуда вихідної напруги в два рази більше, ніж для схеми з несиметричним виходом. З метою зменшення впливу зовнішнього навантаження на стабільність генерованих коливань і узгодження генератора з навантаженням вихідна наруга знімається через емітерний повторювач, зібраний на транзисторі VT4.

В якості базових елементів (диференційних підсилювачів) можуть бути використані аналогові ІМС різних серій (наприклад, К1УТ181А, 1УТ221А, 1УТ221Б, 1УТ221В, К1УТ771А, К1УТ771Б і т. і.).

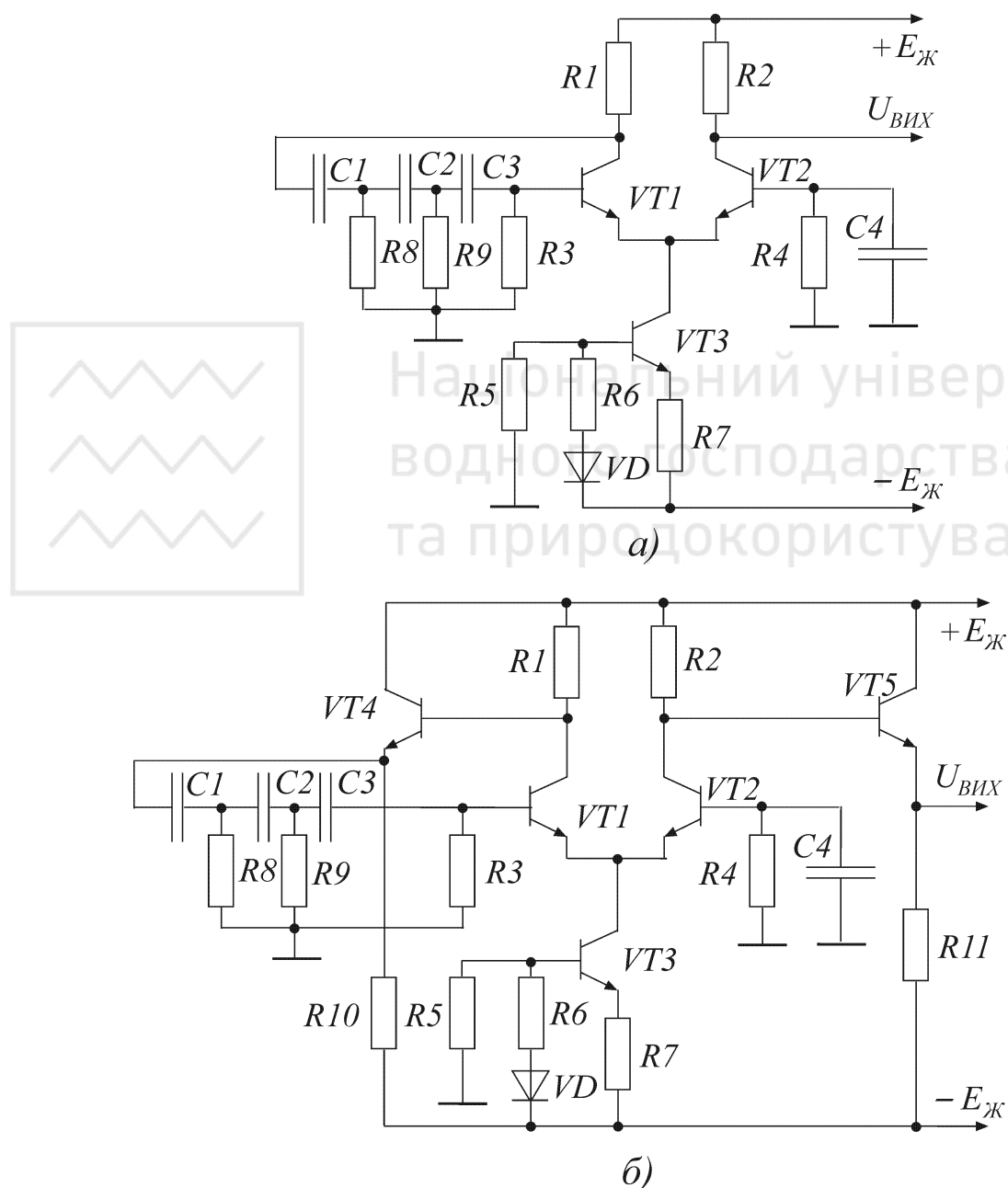


Рис.4.15. Генератори RC – типу на базі ІМС диференціального підсилювача:
 а) – найпростіша схема; б) – схема з емітерними повторювачами

На основі мікросхем операційних підсилювачів можуть бути одержані різні варіанти RC – автогенераторів. В якості прикладу на рис.4.15, а наведе-



на схема з триланковим колом типу “R – паралель”, яку підключено між колектором і базою транзистора VT1. Таким чином, генератор зібраний на транзисторі VT1, а вихідна напруга знімається з колектора транзистора VT2, що зменшує вплив навантаження на роботу схеми.

Найвищі якісні показники має схема RC – генератора, наведена на рис.4.15, б. На транзисторах VT4 та VT5 зібрані емітерні повторювачі, підключені відповідно до кола зворотного зв'язку генератора (на транзисторі VT4) та до виходу схеми (на транзисторі VT5).

Підключивши коло зворотного зв'язку через емітерний повторювач, можна суттєво покращити умови самозбудження та характеристики схеми. При цьому практично виключається вплив вхідного опору кола ЗЗ на колекторне навантаження транзистора VT1. Як показали експериментальні дослідження, коефіцієнт нелінійних спотворень в діапазоні (100 ÷ 1000) Гц для схеми рис.4.15, б не перевищує 1.2% (при амплітуді вихідної напруги 1 В).

При виконанні умов $C_1 = C_2 = C_3 = C$ та $R_8 = R_9 = \frac{R_3 R_{\text{вх1}}}{R_3 + R_{\text{вх1}}} = R$ частота генерованих коливань визначається співвідношенням (4.11). Верхня частота генерованих коливань визначається типом ІМС.

Контрольні запитання

1. Наведіть приклади електронних пристроїв, в яких використовуються автогенератори синусоїдальних коливань?
2. Чим відрізняються електронні автогенератори від підсилювачів?
3. Назвіть основні елементи схеми LC – автогенератора.
4. Чим визначається частота генерованих коливань в RC – автогенераторі?
5. Поясніть фізичний зміст умови балансу фаз.
6. Поясніть фізичний зміст умови балансу амплітуд.
7. Що таке коливальна характеристика автогенератора?
8. Чим обмежується амплітуда генерованих коливань в LC–автогенераторі?
9. Який зміст мають коефіцієнти розкладання імпульсів струму?
10. Якими енергетичними параметрами характеризуються транзисторні автогенератори?
11. На чому заснована можливість використання тунельних діодів в схемах автогенераторів?
12. Поясніть умови самозбудження автогенератора на тунельному діоді.
13. Складіть схему транзисторного кварцового автогенератора та поясніть її роботу.
14. За рахунок чого в RC – автогенераторі виникають коливання?
15. Поясніть роботу схеми транзисторного діапазонного RC – автогенератора.
16. Поясніть роботу схем автогенераторів, побудованих на базі ІМС диференціального підсилювача.



5. СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

5.1. Некеровані випрямні пристрої

Випрямні пристрої (випрямлячі) відносяться до вторинних джерел електроживлення, для яких первинними джерелами є мережі змінного струму. Випрямлячі використовуються для перетворення змінної напруги живлення мережі в постійну.

Випрямляч у більшості випадків складається з трансформатора живлення змінної напруги, вентилів, які випрямляють змінну напругу, та згладжувального фільтра. Вентиль являє собою нелінійний елемент, опір якого в прямому напрямку в 100÷1000 разів менше, ніж у зворотному. На сучасному етапі розвитку електроніки в основному використовуються напівпровідникові вентилі.

Основними параметрами випрямлячів є напруга та частота мережі, їх відхилення від номінальних значень, повна потужність, споживана від мережі при номінальному навантаженні, номінальний струм навантаження та його можливі відхилення від номінального значення, номінальна вихідна напруга, а також коефіцієнт пульсацій вихідної напруги.

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги K_{Π} являє собою відношення подвоєної амплітуди пульсацій $2U_{m,\Pi}$ до номінальної вихідної напруги U_0 :

$$K_{\Pi} = \frac{2U_{m,\Pi}}{U_0} \cdot 100\%. \quad (5.1)$$

Подвоєна амплітуда пульсацій вимірюється як сума амплітуд позитивної та негативної півхвиль змінної складової вихідної напруги.

Схеми випрямлячів. Випрямлячі для приймально – підсилювальних пристроїв використовуються із згладжувальним фільтром, який починається з конденсатора (рис.5.1). Хоча такі випрямлячі мають низький ККД у порівнянні з випрямлячами, які працюють на індуктивне навантаження, вони дозволяють одержувати менший коефіцієнт пульсацій при однакових габаритних розмірах фільтра. Випрямлячі, які працюють на ємнісне навантаження, використовують для отримання випрямлених напруг від одиниць вольт до десятків кіловольт.

Випрямлячі без згладжувального фільтра використовуються нечасто, наприклад, для живлення реле та в інших випадках, коли коефіцієнт пульсацій вихідної напруги не має суттєвого значення. Однонапівперіодну (однофазну) схему (рис.5.1, а) використовують при вихідних потужностях до 10Вт

та немає жорстких вимог до коефіцієнта пульсацій. Частота пульсацій вихідної напруги в такій схемі дорівнює частоті мережі. Двонапівперіодну (двофазну) схему (рис.5.1, б) використовують при вихідних потужностях до сотень Вт та вихідних напругах до 500 В. Частота пульсацій випрямленої напруги в такій схемі в два рази більше частоти мережі.

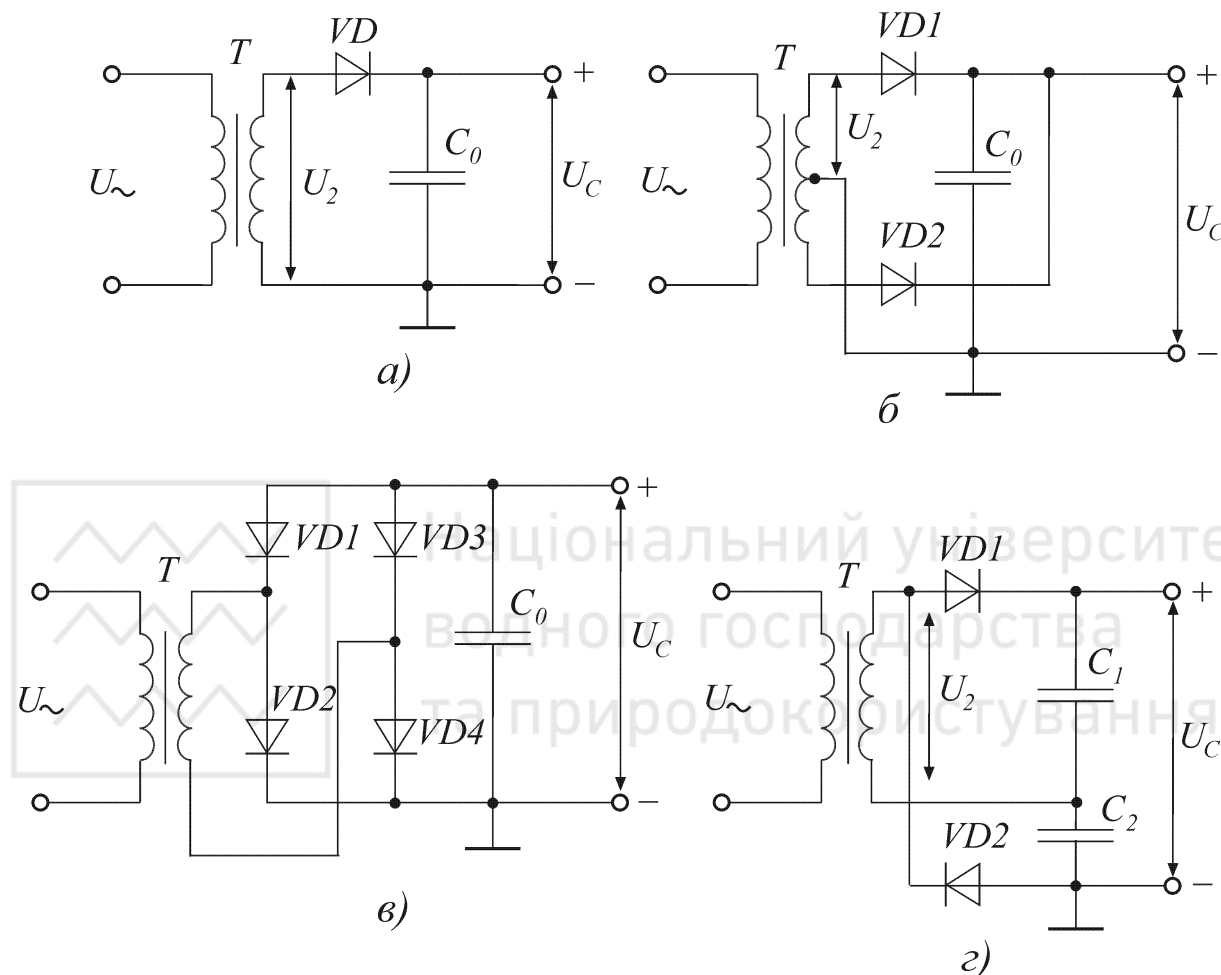


Рис.5.1. Схеми випрямлячів: а – однонапівперіодна; б – двонапівперіодна; в – однофазна мостова; г – симетрична з подвоєнням напруги

Однофазна мостова схема (рис.5.1, в) характеризується достатнім використанням потужності трансформатора, тому рекомендується при вихідних потужностях до 1000 Вт та більше. Зворотна напруга на вентиллях в такій схемі в два рази менша, ніж в одно- та двонапівперіодній схемах випрямляча. Напруга на вторинній обмотці трансформатора в мостовій схемі приблизно в два рази менша, ніж в двонапівперіодній з середнім виводом обмотки, а частота пульсацій така сама.

Симетричну схему з подвоєнням напруги (рис.5.1, г) використовують при вихідних потужностях до 1000 Вт та вихідних напругах вище 600 В. При однакових вихідних напругах напруга на вторинній обмотці трансформатора в схемі з подвоєнням майже в два рази менша, ніж в мостовій. Зворотна нап-

руга на вентилях для даної схеми приблизно така сама, як в мостовій, а частота пульсацій вихідної напруги в два рази більша частоти мережі.

5.2. Згладжувальні фільтри

Згладжувальні фільтри включають між випрямлячем та навантаженням для зменшення пульсацій (змінної складової) випрямленої напруги. Найбільш часто використовують фільтри, що складаються з дроселя та конденсатора (рис.5.2, а) або з резистора та конденсатора (рис.5.2, б). Якість фільтра оцінюють коефіцієнтом згладжування пульсацій $q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВИХ}}$, де $K_{П.ВХ}$ та

$K_{П.ВИХ}$ – відповідно коефіцієнти пульсацій на вході та виході згладжувального фільтра). Припустимо значення коефіцієнта пульсацій на виході фільтра $K_{П.прип}$ залежить від типу навантаження. У випадку живлення перших каскадів ПНЧ з високою чутливістю (наприклад, мікрофонних підсилювачів) $K_{П.прип}$ складає $(0.00001 \div 0.00002)$, попередніх каскадів ПНЧ для радіоприймачів, електрофонів і т. і. – $(0.0001 \div 0.001)$, каскадів ПНЧ приймачів – $(0.0005 \div 0.001)$, електронних стабілізаторів напруги – $(0.005 \div 0.03)$.

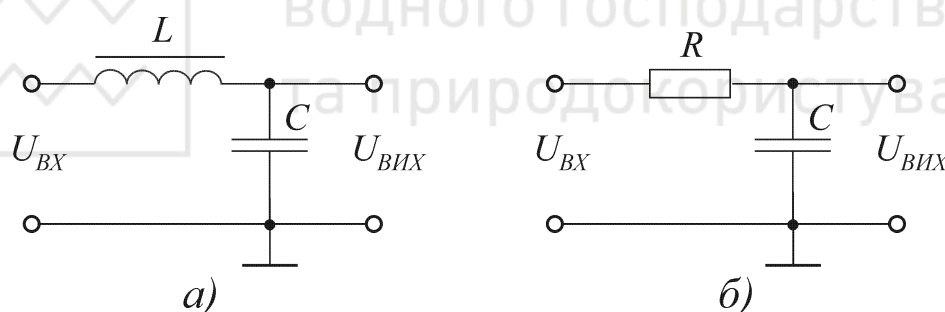


Рис.5.2. Схеми згладжувальних LC – фільтра (а) та RC – фільтра (б)

Г – подібні LC – фільтри широко використовуються при підвищених струмах навантаження, оскільки падіння напруги постійного струму на них можна зробити порівняно малим. Коефіцієнт корисної дії LC – фільтрів досить високий. До недоліків таких фільтрів можна віднести порівняно великі габаритні розміри та масу і наявність магнітного поля розсіювання. Окрім того, вони не послаблюють повільні коливання випрямленої напруги.

Для LC – фільтрів слід вибирати $q \geq 3$ для того, щоб уникнути резонансних явищ. Добуток LC в залежності від потрібного значення q можна визначити за таким співвідношенням:

$$LC = \frac{2.5 \cdot 10^4 (q + 1)}{m^2 f^2}, \quad (5.2)$$

де L – індуктивність, Гн; C – ємність, мкФ; m – кількість фаз випрямляча; f – частота мережі, Гц.



Для двонапівперіодної та мостової схем випрямляча при частоті мережі 50 Гц виконується співвідношення $LC = 2.5(q + 1)$.

Г – подібні RC – фільтри доцільно використовувати при малих струмах навантаження (менше 15 мА) та невеликих значеннях коефіцієнта згладжування. До переваг таких фільтрів слід віднести малі габаритні розміри та маса, а також низьку вартість. Добуток RC визначають за формулою

$$RC = \frac{1.5 \cdot 10^5 q}{mf}, \quad (5.3)$$

де R – активний опір, Ом; C – ємність, мкФ; f – частота мережі, Гц.

Опір резистора вибирають за умови припустимого падіння напруги постійного струму на згладжувальному фільтрі.

Окрім фільтрів типу LC та RC на практиці використовуються транзисторні згладжувальні фільтри (рис.5.3). Вони мають малі габарити та масу, менші втрати випрямленої напруги та не створюють паразитних магнітних полів, що виникають біля дроселя LC – фільтра.

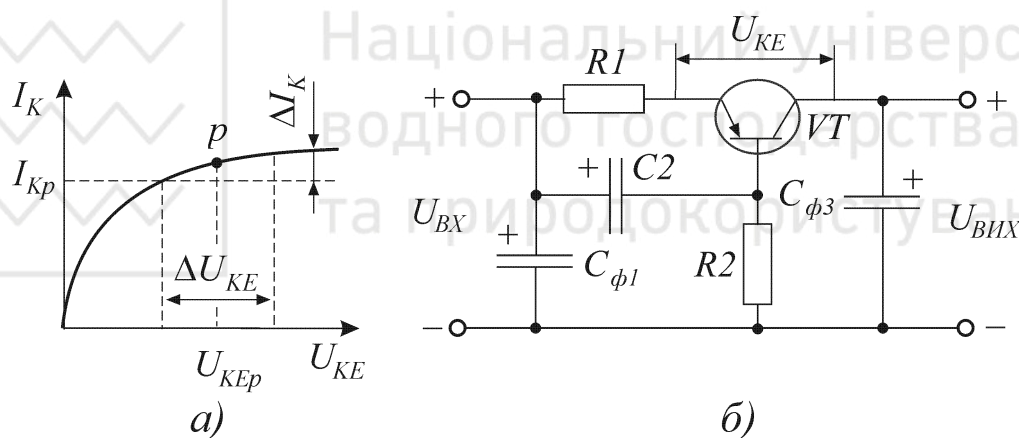


Рис.5.3. Транзисторний згладжувальний фільтр: а – вибір робочої точки на вихідній характеристиці транзистора; б – електрична схема

Аналіз вихідної характеристики транзистора для схеми з спільним емітером (рис.5.3, б) показує, що на пологій її частині опір ділянки колектор – емітер змінному струму дорівнює

$$r_{KE \approx} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} \quad (5.4)$$

та буде більше, ніж опір постійному струму в робочій точці P:

$$r_{KE.P} = \frac{U_{KE.P}}{I_{K.P}}. \quad (5.5)$$

Тому транзистор можна використовувати замість дроселя фільтра. Одна з можливих схем транзисторного згладжувального фільтра наведена на рис.5.3, б. Необхідно відзначити, що при розрахунку випрямляча потрібно



враховувати характер опору навантаження, від якого найбільше залежать розрахункові співвідношення. В реальних схемах випрямлячів опір навантаження рідко буває активним. Це пов'язано з тим, що згладжувальний фільтр, включений між випрямлячем та споживачем, являє собою реактивний опір (як було показано вище, найчастіше фільтр починається з конденсатора). Тому характер навантаження випрямляча виявляється ємнісним.

5.3. Основні параметри стабілізаторів напруги

Стабілізатором напруги (струму) називається пристрій, який автоматично та з потрібною точністю підтримує напругу (струм) в навантаженні при зміні дестабілізуючих факторів у визначених межах.

Не дивлячись на використання згладжувальних фільтрів, напруга на опорі навантаження випрямляча може змінюватись. Це пояснюється тим, що при згладжуванні пульсацій фільтром зменшується тільки змінна складова випрямленої напруги, а величина постійної складової може змінюватись і при коливаннях напруги мережі, і при зміні струму навантаження. Для отримання необхідної величини постійної напруги на опорі навантаження використовують стабілізатори напруги. В залежності від місця їх включення в схему бувають стабілізатори напруги постійного та змінного струму. В першому випадку стабілізатор розташовують між випрямлячем та опором навантаження, а в другому випадку – між джерелом змінного струму та випрямлячем. Розглянемо основні параметри стабілізаторів напруги.

Коефіцієнт стабілізації напруги – величина, що показує, у скільки разів відносна зміна напруги на виході менша, ніж на вході (при $I_{\text{н}} = I_{\text{вих}} = \text{const}$):

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}}, \quad (5.6)$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$ та $\Delta U_{\text{вих}}$ – зміна напруг на вході та виході стабілізатора; $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$ – напруги на вході та виході стабілізатора.

Коефіцієнт корисної дії – відношення потужності на виході стабілізатора до потужності на вході.

Вихідний опір – опір стабілізатора змінному струму з боку виходу. Чим він менший, тим слабшим є зв'язок між каскадами через джерело живлення цих каскадів.

Коефіцієнт згладжування пульсацій – відношення напруг пульсацій на вході та виході стабілізатора. Для деяких стабілізаторів коефіцієнт згладжування пульсацій приблизно дорівнює коефіцієнту стабілізації напруги.



5.4. Напівпровідникові параметричні стабілізатори

Напівпровідникові параметричні стабілізатори (НПС) є найбільш простими. Вони характеризуються порівняно невеликим коефіцієнтом стабілізації, більшим вихідним опором (одиниці ÷ десятки Ом), та низьким значенням ККД. В таких стабілізаторах неможливо одержати точне значення напруги на виході та регулювати його.

Принцип роботи НПС заснований на використанні нелінійності вольт – амперної характеристики кремнієвих стабілітронів. Найпростіший НПС являє собою подільник напруги, що складається з резистора та кремнієвого стабілітрона (КС). Навантаження підключається до КС. Для термокомпенсації змін напруги на стабілітроні та, отже, на навантаженні, послідовно з КС включають напівпровідникові діоди в прямому напрямку (рис.5.4). Якщо стабілізатор призначений для роботи у вузькому інтервалі температур, то потрібна термокомпенсація. Тип та кількість КС обирають в залежності від необхідних напруги та струму навантаження. Вихідна напруга стабілізатора дорівнює сумі напруг на КС та діодах, включених у прямому напрямку, але в основному визначається напругою на КС. Для термокомпенсації можна використовувати стабілітрони або германієві діоди, включені у прямому напрямку. Їх кількість вибирають в залежності від типу та кількості КС, включених у зворотному напрямку. Використовуючи простішу схему НПС (рис.5.4,а), можна одержати коефіцієнт стабілізації напруги не більш 100 (без термокомпенсації) при зміні вхідної напруги на $\pm 10\%$. При термокомпенсації коефіцієнт стабілізації зменшується у 2 ÷ 4 рази. Коефіцієнт стабілізації також зменшується при збільшенні струму навантаження та допуску на вхідну напругу. Вихідний опір такого НПС складає 6 ÷ 10 Ом без термокомпенсації та 25 ÷ 40 Ом при використанні термокомпенсації (визначається типом стабілітрона).

Якщо необхідно одержати більший коефіцієнт стабілізації (до 1000), то слід використовувати двокаскадні НПС (рис.5.4, б, в). В таких НПС термокомпенсацію доцільно реалізовувати тільки в другому каскаді, оскільки при цьому можна досягти більшого коефіцієнта стабілізації в першому каскаді та у всьому стабілізаторі. Підсумковий коефіцієнт стабілізації двокаскадного НПС дорівнює добутку коефіцієнтів стабілізації першого та другого каскадів, а вихідний опір визначається вихідним опором другого каскаду.

В НПС, схема якого наведена на рис.5.4, в, через діоди, включені в прямому напрямку, пропускається додатковий струм. При цьому зменшується їх динамічний опір та, отже, вихідний опір стабілізатора, а також збільшується коефіцієнт стабілізації. Перевагою такого НПС є можливість плавного

регулювання термокомпенсації шляхом зміни додаткового струму (опору резистора R_r), а недоліком – більш низький ККД.

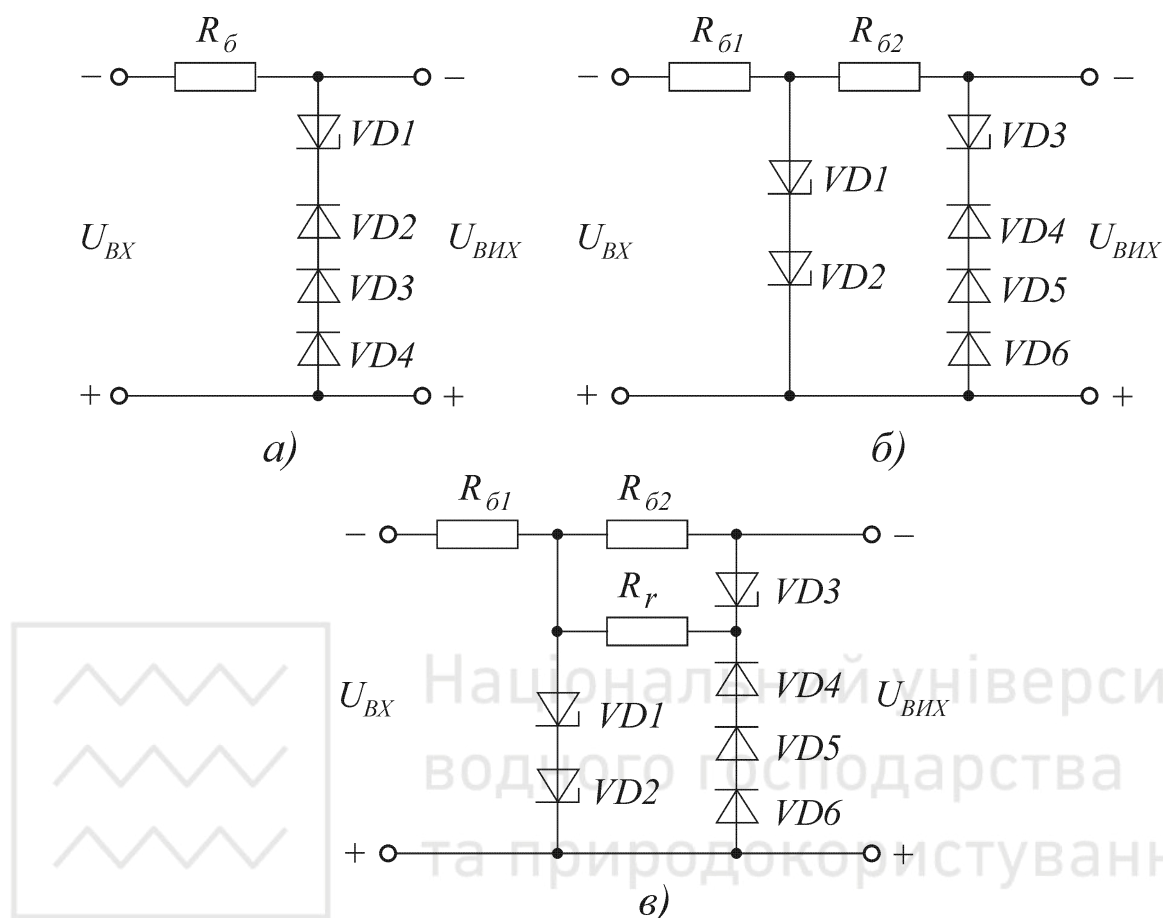


Рис.5.4. Схеми параметричних напівпровідникових однокаскадного (а) та двокаскадного (б, в) стабілізаторів напруги

5.5. Компенсаційні стабілізатори

В компенсаційних стабілізаторах відбувається порівняння фактичної величини вихідної напруги з її заданою величиною і залежно від величини та знаку розузгодження між ними автоматично реалізується корегування параметрів стабілізатора, спрямоване на зменшення цього розузгодження.

Схеми компенсаційних стабілізаторів постійної напруги бувають послідовного та паралельного типів (рис.5.5). Основними елементами таких стабілізаторів є джерело опорної (еталонної) напруги (Е); підсилювальний елемент або елемент порівняння (ПЕ або ЕП) та елемент регулювання (Р).

В стабілізаторах послідовного типу (рис.5.5, а) елемент регулювання включений послідовно з джерелом вхідної напруги $U_{ВХ}$ та навантаженням R_H . Якщо за будь – якої причини (наприклад, через нестабільність $U_{ВХ}$ або при зміні R_H) напруга на виході $U_{ВИХ}$ відхилилась від свого номінального значення, то різниця еталонної та вихідної напруги змінюється, підсилюєть-

ся та діє на елемент регулювання. При цьому опір елемента регулювання автоматично змінюється, а напруга $U_{вх}$ розподіляється між елементом регулювання та R_H таким чином, щоб компенсувати небажані зміни.

В схемі паралельного стабілізатора компенсаційного типу (рис.5.5, б) при відхиленні напруги на виході від номінальної виділяється сигнал, який дорівнює різниці еталонної та вихідної напруг, підсилюється за допомогою ПЕ та діє на елемент регулювання P , включений паралельно навантаженню. Струм елемента регулювання I_p змінюється, тому на баластному опорі $R_б$, включеному послідовно з R_H , змінюється падіння напруги, а напруга на виході $U_{вих} = U_{вх} - I_{вх} R_б$ залишається величиною сталою.

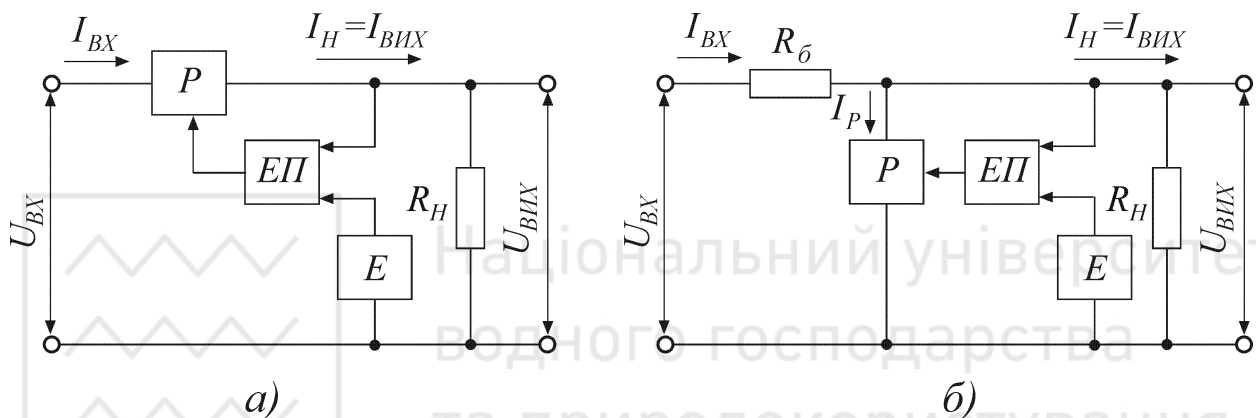


Рис.5.5. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів:

а – послідовного типу; б – паралельного типу

Відміни в наведених схемах такі. В послідовних стабілізаторах напруга на елементі регулювання зростає при збільшенні напруги на навантаженні, а струм приблизно дорівнює струму навантаження. В паралельних стабілізаторах напруга на елементі регулювання не залежить від вхідної напруги, а струм знаходиться в прямій залежності від напруги на навантаженні.

Стабілізатори паралельного типу мають невисокий ККД та використовуються порівняно рідко. Для стабілізації великих напруг та струмів, а також при змінних навантаженнях використовуються стабілізатори напруги послідовного типу. Їх недоліком є те, що при короткому замиканні на виході до елемента регулювання буде прикладена вся вхідна напруга. Цю обставину необхідно враховувати при експлуатації стабілізатора.

5.6 Напівпровідникові стабілізатори постійної напруги компенсаційного типу

Найпростіша схема однокаскадного стабілізатора послідовного типу без підсилювального елемента наведена на рис.5.6, а. Тут опорним елемен-

том, на якому створюється еталонна напруга, є стабілітрон VD, а роль елемента порівняння та регулювання виконує транзистор VT.

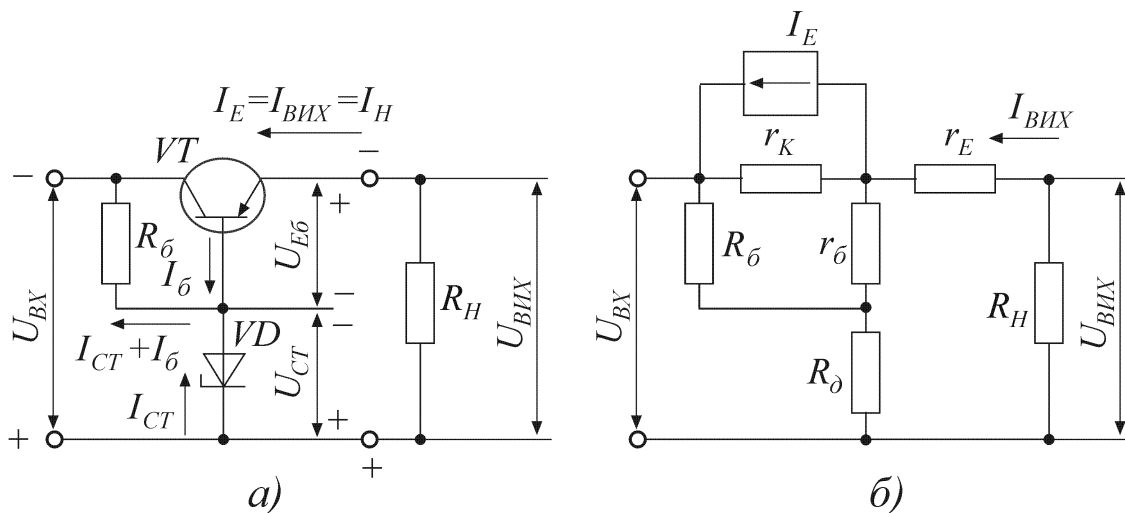


Рис.5.6. Однокаскадний стабілізатор напруги:

а – принципова схема; б – еквівалентна схема

Вихідна напруга являє собою різницю між опорною напругою та напругою U_{BE} ($U_{вих} = U_{ст} - U_{BE}$). В нормальному режимі, коли відсутні дестабілізації, режим роботи транзистора регулювання вибирають таким чином, щоб він був не повністю відкритий напругою зміщення база – емітер, яку вибирають в межах (0.1 ÷ 0.3)В. Вихідна напруга в цьому випадку практично дорівнює опорній напрузі ($U_{вих} \approx U_{ст}$). Припустимо, що за деякою причиною напруга на виході стабілізатора зменшилась. Напруга на стабілітроні, включеному між позитивним полюсом джерела напруги та базою транзистора регулювання, практично не змінюється. Враховуючи, що транзистор регулювання фактично включений за схемою емітерного повторювача, зменшення напруги на опорі навантаження R_H можна розглядати як збільшення позитивного потенціалу емітера по відношенню до бази. Тоді опір транзистора зменшується та падіння напруги на опорі навантаження відновиться до початкового (номінального) значення. Аналогічно працює схема і при збільшенні вихідної напруги.

Визначимо основні параметри однокаскадного стабілізатора. Для цього скористаємось еквівалентною схемою, наведеною на рис.5.6, б. Вихідний опір стабілізатора дорівнює вихідному опору емітерного повторювача та при досить великих значеннях опорів r_k та R_b дорівнює

$$R_{вих} = r_E + \frac{R_b + R_d}{1 + \beta}. \quad (5.7)$$

Коефіцієнт стабілізації напруги можна розрахувати за такою наближеною формулою:



$$K_{\text{ст.У}} \approx \frac{r_K}{R_d + r_B + r_E(1 + \beta)} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (5.8)$$

Відношення $\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}$ можна записати у вигляді

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{КЕ}}}{U_{\text{вх}}} = 1 - \delta, \quad (5.9)$$

де $\delta = \frac{U_{\text{КЕ}}}{U_{\text{вх}}}$ – коефіцієнт, який характеризує використання вхідної напруги.

Тоді співвідношення для визначення коефіцієнта стабілізації прийме вигляд

$$K_{\text{ст.У}} \approx \frac{r_K}{R_d + r_B + r_E(1 + \beta)} (1 - \delta). \quad (5.10)$$

Для розглянутої схеми $K_{\text{ст.У}} \approx (150 \div 300)$.

Коефіцієнт корисної дії стабілізатора визначається як

$$\eta = \frac{I_{\text{вих}} U_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}} U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вих}} U_{\text{вих}}}{(I_H + I_{R_B}) U_{\text{вх}}}, \quad (5.11)$$

де I_{R_B} – струм, який тече через резистор R_B .

При струмах навантаження $I_{\text{вих}} \gg I_{R_B} = I_{\text{ст}} + I_B$ ККД стабілізатора

$$\eta \approx 1 - \delta. \quad (5.12)$$

Величину опору R_B можна розрахувати за формулою

$$R_B = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}} + I_B}. \quad (5.13)$$

На рис.5.7 наведена схема послідовного транзисторного стабілізатора з підсилювачем у колі зворотного зв'язку, що відрізняється більш високим коефіцієнтом стабілізації. В такій схемі транзистор VT2 є одночасно порівнювальним та підсилювальним елементом, а транзистор VT1 виконує функції елемента регулювання.

Напруга база – емітер транзистора VT2 дорівнює різниці напруг $U_{\text{оп}}$ та U_{R_2} . Якщо напруга на навантаженні зростає, то збільшується напруга U_{R_2} , прикладена в прямому напрямку до емітерного переходу транзистора VT2, внаслідок чого збільшаться емітерний та колекторний струми транзистора. Пройшовши через резистор R_1 , колекторний струм транзистора VT2 створює на ньому падіння напруги, яка за своєю полярністю є зворотною для емітерного переходу транзистора VT1. Емітерний та колекторний струми цього транзистора зменшуються, що призводить до відновлення номінальної напруги на навантаженні. Так само можна розглянути процес зміни струмів при зменшенні напруги на навантаженні.

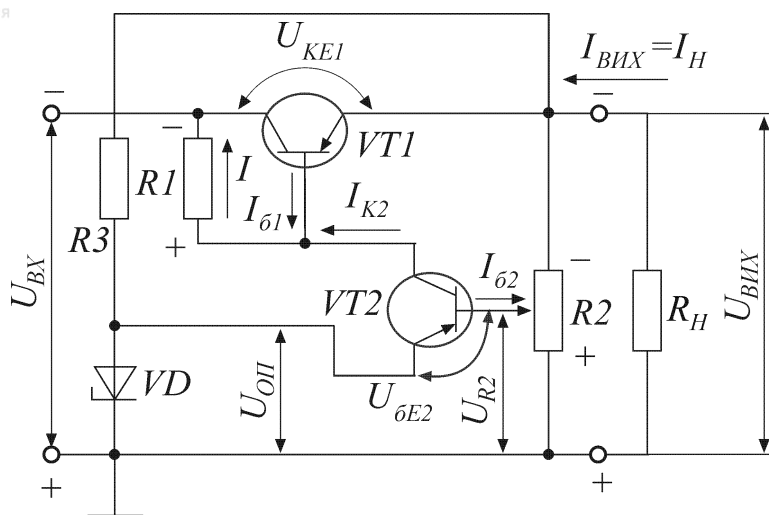


Рис.5.7. Компенсаційний стабілізатор напруги з підсилювачем постійного струму

Коефіцієнт стабілізації схеми визначається за формулою

$$K_{ст. U} = \gamma K_{VT2} \frac{U_{вих}}{U_{вх}}, \quad (5.14)$$

де K_{VT2} – коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму на транзисторі VT2, $\gamma = \frac{U_{R2}}{U_{вих}}$ – коефіцієнт навантаження.

Вихідний опір стабілізатора (враховуючи внутрішній опір $R_{дж}$ джерела напруги на вході) дорівнює

$$R_{вих} = \frac{R_{дж} + r_E}{\gamma K_{VT2}}. \quad (5.15)$$

З співвідношень (5.14) та (5.15) видно, що коефіцієнт стабілізації схеми збільшується, а вихідний опір зменшується при збільшенні коефіцієнта підсилення підсилювача K_{VT2} .

Величину K_{VT2} наближено можна знайти за формулою

$$K_{VT2} \approx \beta_2 \frac{R_1}{R_{вх2}}, \quad (5.16)$$

де β_2 – коефіцієнт підсилення струму транзистора VT2; $R_{вх2}$ – вхідний опір транзистора VT2.

Отже, для поліпшення роботи стабілізатора необхідно вибирати транзистор підсилювального каскаду з високим коефіцієнтом підсилення β , а в коло колектора цього транзистора включати високоомний резистор R_1 .

В більш складних схемах стабілізаторів використовують багатокаскадні підсилювачі постійного струму. Такі стабілізатори характеризуються високим коефіцієнтом стабілізації (до 1000) та низьким вихідним опором (до

десятих часток Ом). Напівпровідникові стабілізатори використовуються для стабілізації низьковольтних напруг, наприклад, в блоках живлення пристроїв, зібраних на основі напівпровідникових приладів або мікросхем.

5.7. Стабілізатори струму

В сучасних електронних схемах широко використовуються елементи, призначені для підтримання сталого значення величини струму кола. Такі елементи одержали назву стабілізаторів струму.

Найпростіша, але поширена у напівпровідникових пристроях схема транзисторного стабілізатора струму наведена на рис.5.8. В коло емітера транзистора VT включений резистор R_E , а між джерелом вхідної напруги та базою транзистора через обмежувальний резистор R_B включений стабілітрон VD. Задача полягає в тому, щоб стабілізувати струм колектора $I_K = I_0$.

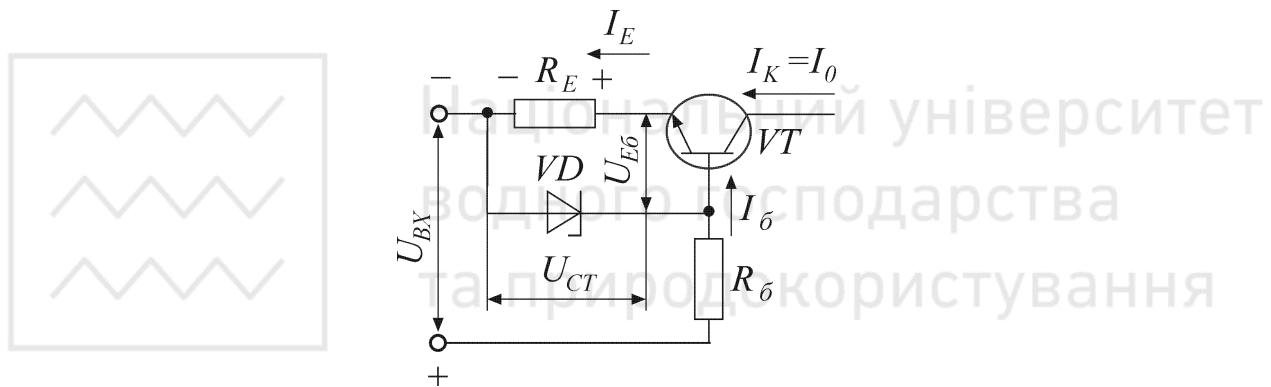


Рис.5.8. Транзисторний стабілізатор струму

Цей струм пов'язаний з струмами емітера та бази VT залежністю

$$I_0 = I_K = \alpha I_E = I_E - I_B. \quad (5.17)$$

З схеми рис.5.8 видно, що струм емітера

$$I_E = \frac{U_{CT} - U_{BE}}{R_E}. \quad (5.18)$$

Підставивши останнє співвідношення в формулу (5.17), отримаємо

$$I_0 = \frac{\alpha(U_{CT} - U_{BE})}{R_E} = \frac{U_{CT} - U_{BE}}{R_E} - I_B, \quad (5.19)$$

звідки виходить, що при однаковій зміні напруг на стабілітроні та на переході емітер – база транзистора під впливом дестабілізуювальних факторів струм колектора буде стабілізований. Для цього, зокрема, температурні коефіцієнти напруги стабілітрона VD та переходу емітер – база транзистора VT мають бути однаковими, а резистор R_E повинен мати мінімальну величину температурного коефіцієнта опору.



Стабілізатор працює таким чином. Припустимо, що струм емітера транзистора збільшився. Тоді на резисторі R_E збільшується падіння напруг, яке через стабілітрон, напруга на якому незмінна, прикладається до ділянки емітер–база (плюс на емітері, мінус на базі). Така поляриність напруг для транзистора типу n–p–n призводить до збільшення опору транзистора та відновлення попереднього значення емітерного струму. При незмінній величині I_E струм колектора транзистора $I_K = I_0$ також залишається незмінним.

5.8. Перетворювачі постійної напруги

Перетворювачі постійної напруги використовуються як економічні та компактні джерела високої напруги для живлення різних електронних пристроїв, головним чином переносних та мініатюрних. До таких пристроїв можна віднести портативні телевізори, осцилографи, лічильники заряджених часток, радіопередавачі і т. і. Потужність, що одержується від сучасних перетворювачів напруги, лежить у межах від одиниць до декількох сотень ват.

Донедавна для перетворення напруги застосовувались електромеханічні пристрої. Проте такі пристрої мали ряд недоліків: невисоку надійність, малий термін роботи, низький ККД, великі габарити та масу і т.і. Вказані недоліки значно зменшували експлуатаційно–технічні показники розроблюваної апаратури.

За допомогою транзисторів виявилось можливим створити перетворювачі постійної напруги, які мають значні переваги перед електромеханічними перетворювачами. Найважливішими з цих переваг є:

- 1) більш висока надійність та більший термін роботи через відсутність механічних (рухомих) контактів;
- 2) більш високий ККД (порядку 70÷90 %);
- 3) можливість перетворення на частотах від сотень герц до 20 кГц, що дозволяє суттєво зменшити розміри та масу трансформаторів та фільтрів;
- 4) більш висока стійкість до перевантажень та вібрацій;
- 5) практично повна відсутність генерованих акустичних завад.

Існують різні схеми транзисторних перетворювачів напруги. Проте всі вони будуються за структурною схемою, наведеною на рис.5.9. Основним елементом схеми будь–якого транзисторного перетворювача є автогенератор, який, отримуючи енергію від джерела постійної напруги, виробляє (генерує) змінну напругу з потрібною амплітудою. Отримана змінна напруга випрямляється та після відповідної фільтрації потрапляє до навантаження у вигляді випрямленої напруги необхідної величини.

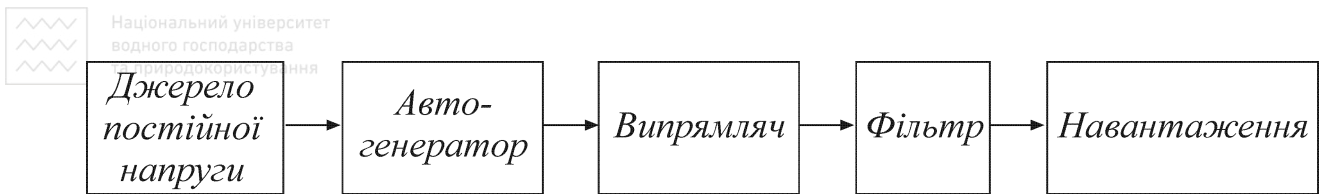


Рис.5.9. Структурна схема транзисторного перетворювача постійної напруги

На рис.5.10 наведена найбільш поширена двотактна схема транзисторного перетворювача постійної напруги.

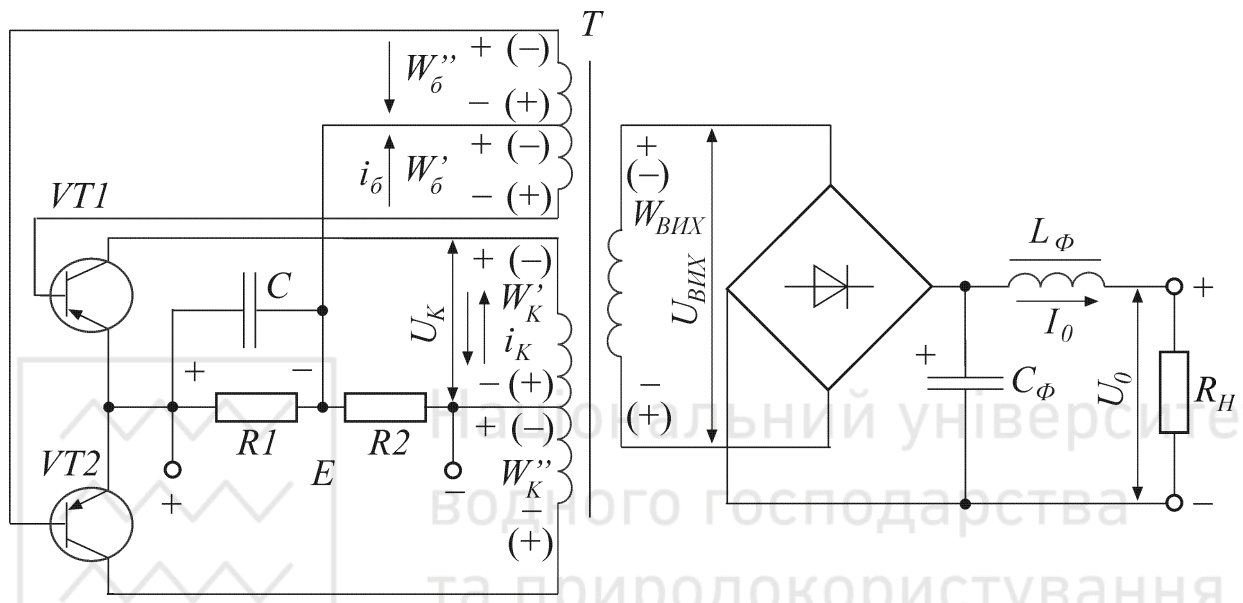


Рис.5.10. Двотактна схема транзисторного перетворювача постійної напруги

Автогенератор складається з двох транзисторів, включених за схемою з спільним емітером, та трансформатора, що має колекторну W_K , базову W_B та вихідну $W_{вих}$ обмотку. Осердя трансформатора виготовлено з матеріалу з прямокутною петлею гістерезису. Подільник напруги $R_1 R_2$ використовується для запуску перетворювача при включенні напруги живлення E . В цьому випадку на опорі R_1 , шунтованому конденсатором C , з'являється невелика негативна напруга (порядку 0.5 В), що прикладена до баз транзисторів та призводить до відкриття будь-якого з них.

Припустимо, що в деякий момент часу відкритий транзистор $VT1$. Тоді напруга E (за винятком невеликого падіння напруги на ділянці емітер-колектор відкритого транзистора) буде прикладена до половини колекторної обмотки W'_K , що призведе до утворення в ній та інших обмотках е.р.с. з полярністю, вказаною на рис.5.10 (знаки без дужок). В цьому випадку е.р.с. базової обмотки W'_B створює на базі транзистора $VT1$ негативну напругу (по відношенню до емітера), а е.р.с. обмотки W''_B в цей момент створює на базі



транзистора VT2 позитивну напругу по відношенню до емітера. Отже, якщо транзистор VT1 відкритий, то транзистор VT2 закритий. Транзистор VT1 буде відкритий доти, доки магнітний потік в осерді трансформатора не досягне величини насичення, оскільки в цей момент швидкість зміни магнітного потоку дорівнює нулю (або дуже малій величині). Тоді е.р.с. у всіх обмотках трансформатора також наблизиться до нуля. Різке зменшення струмів в обмотках, що буде при цьому спостерігатися, викличе появу в обмотках е.р.с. з протилежною полярністю (знаки в дужках). Тепер базова обмотка W_B'' утворює на базі транзистора VT2 негативну напругу по відношенню до емітера, що призводить до його відкривання та виникнення струму колекторної обмотки W_K'' , що тече в напрямку, вказаному пунктирною стрілкою. При цьому збільшується е.р.с. базової обмотки W_B'' , що призводить до подальшого збільшення колекторного струму і т. і. Процес протікає лавиноподібно та дуже швидко переводить транзистор VT2 в режим насичення. В результаті цього процесу майже вся напруга E буде прикладена до половини колекторної обмотки W_K'' . Таким чином, за допомогою двох транзисторів відбувається комутація струму в колекторній обмотці трансформатора, а напруга на кожній половині обмотки має практично прямокутну форму.

Коливання напруги на первинній обмотці трансформатора трансформуються у вторинну обмотку та після випрямлення створюють на навантаженні вихідну постійну напругу заданої величини.

Контрольні запитання

- 1. Чому більшість активних електронних пристроїв живиться від джерела постійної напруги?*
- 2. Які переваги мають випрямлячі у порівнянні з іншими джерелами живлення?*
- 3. Чи можна побудувати випрямну схему без силового трансформатора?*
- 4. Чи можна побудувати випрямну схему без вентилів?*
- 5. Для чого в схемах випрямлячів використовуються згладжувальні фільтри?*
- 6. Наведіть основні технічні показники випрямних схем.*
- 7. Як вибирають вентилі (діоди) для роботи в схемах випрямлячів?*
- 8. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта пульсацій.*
- 9. Складіть схему випрямляча, який дозволяє проводити збільшення напруги в 5 разів.*
- 10. Нарисуйте часові діаграми, які характеризують форму спрямленого струму для однонапівперіодного випрямляча, який працює на чисто активне та ємнісне навантаження.*



11. Розкажіть про роботу трифазних випрямлячів.
12. Наведіть схему та поясніть принцип роботи керованого випрямляча.
13. Назвіть переваги та недоліки згладжувальних RC – фільтрів у порівнянні з LC – фільтрами.
14. Поясніть роботу транзисторного згладжувального фільтра. Які вимоги необхідно ставити до технічних показників транзистора, що працює в цій схемі?
15. Чи доцільно використовувати RC – фільтр, якщо випрямляч розрахований на отримання спрямленого струму не менше 100 мА?
16. Поясніть призначення стабілізаторів напруги та струму в схемах джерел живлення.
17. В чому полягає різниця між стабілізаторами напруги параметричного та компенсаційного типу?
18. Для чого в схемах компенсаційних стабілізаторів напруги використовується джерело опорної напруги?
19. Поясніть принцип побудови структурних схем послідовного та паралельного стабілізаторів компенсаційного типу.
20. Поясніть роботу схеми транзисторного компенсаційного стабілізатора без підсилення постійного струму. З яких міркувань вибирають транзистор для роботи в такій схемі?
21. Поясніть роботу транзисторного стабілізатора компенсаційного типу з однокаскадним підсилювачем постійного струму при зміні опору навантаження.
22. Складіть схему транзисторного стабілізатора компенсаційного типу, підсилювач постійного струму якого зібраний за диференціальною схемою.
23. Розкажіть про роботу інтегральних стабілізаторів постійної напруги.
24. Поясніть призначення стабілізаторів змінної напруги.
25. В якому режимі працюють транзистори в схемі двотактного перетворювача постійної напруги?
26. Чому осердя трансформатора перетворювача постійної напруги має прямокутну форму петлі гістерезису?
27. Нарисуйте часові діаграми, які пояснюють принцип роботи двотактного перетворювача постійної напруги.

ДОДАТКИ

Додаток А. Розрахувати параметри підсилювального каскаду на біполярному транзисторі КТ368А (рис.А.1) для отримання коефіцієнта підсилення $K_{\Pi} = 50$ в діапазоні частот 20 Гц ÷ 200 кГц, якщо напруга живлення $E_{Ж} = 15$ В, опір навантаження $R_{Н} = 2$ кОм, а внутрішній опір джерела живлення $R_{ДЖ} = 120$ Ом.

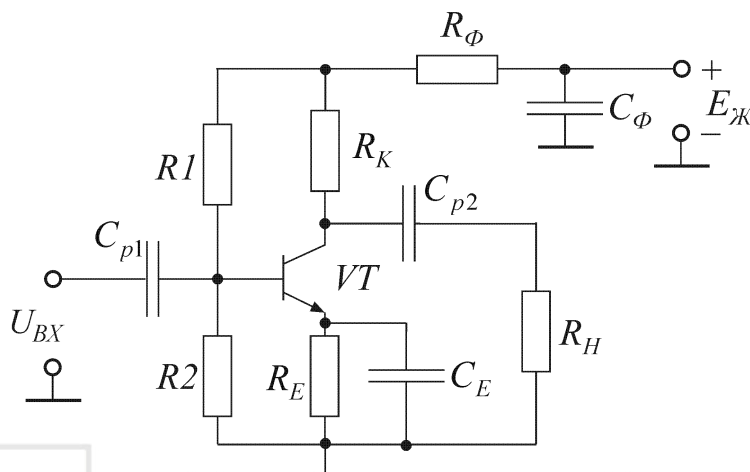


Рис.А.1. Електрична схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

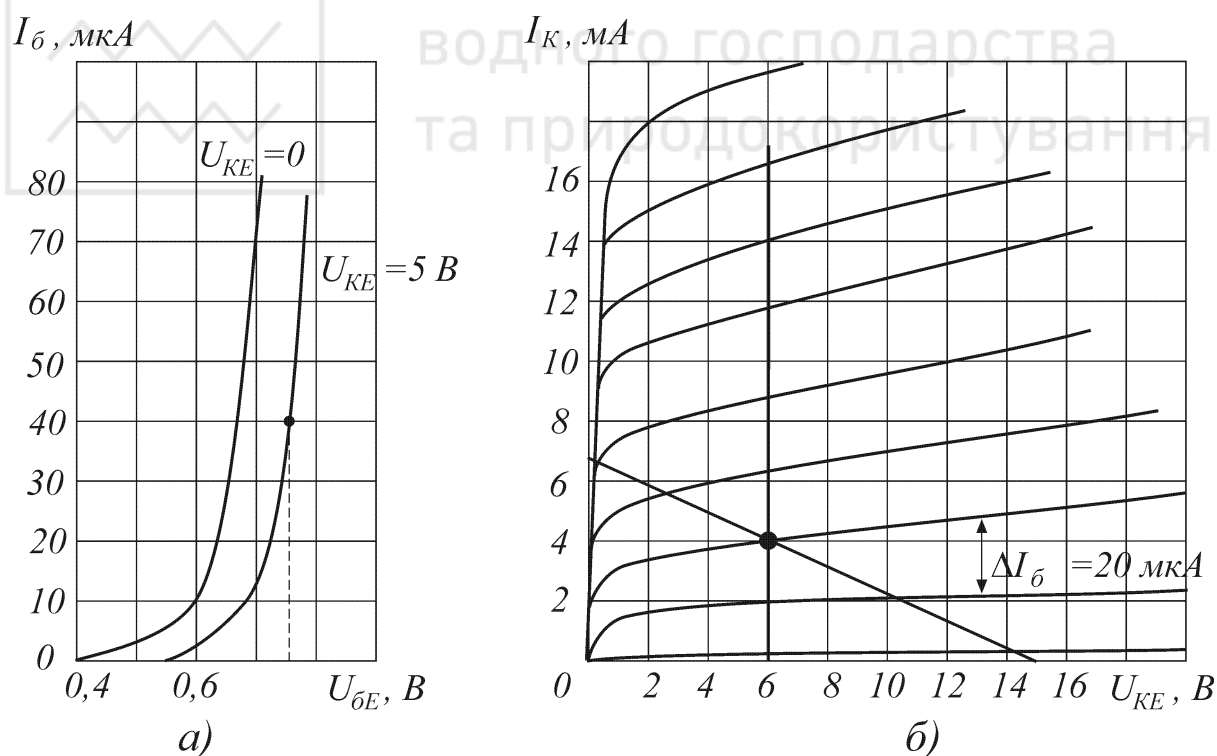


Рис.А.2. Вхідна (а) та вихідна (б) статичні характеристики транзистора КТ368А

Спочатку проведемо розрахунок підсилювального каскаду на постійному струмі. За умовою симетрії робочої точки потенціал на колекторі виберемо як половину напруги живлення, тобто $U_{К} = 0,5 E_{Ж} = 0,5 \cdot 15 = 7,5$ В. Будемо вважати, що потенціал емітера та падіння напруги на опорі фільтра однакові та дорівнюють $U_{Е} = U_{R_{\Phi}} = 0,1 \cdot E_{Ж} = 0,1 \cdot 15 = 1,5$ В. Тоді $U_{КЕ} = U_{R_{К}} = 0,4 E_{Ж} = 0,4 \cdot 15 = 6$ В.



Виберемо струм бази $I_B = 40$ мкА та на вихідній статичній характеристиці транзистора побудуємо динамічну характеристику за постійним струмом. Робоча точка транзистора за постійним струмом може знаходитись тільки на динамічній характеристиці.

Визначимо параметри транзистора в робочій точці:

$$I_K = 4 \text{ мА}; U_{BE} = 0.77 \text{ В}; I_E = I_B + I_K = 0.04 + 4 = 4.04 \text{ мА}; h_{21E} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{4}{0.04} = 100.$$

Розрахуємо опори резисторів в колах колектора та емітера:

$$R_K = \frac{U_{R_K}}{I_K} = \frac{6}{4 \cdot 10^{-3}} = 1.5 \text{ кОм}; \quad R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{1.5}{4.04 \cdot 10^{-3}} = 371 \text{ Ом}.$$

Для того, щоб розрахувати подільник в колі бази, необхідно задатися струмом подільника, який вибирають в межах $(5 \div 10)I_B$ для підвищення стабільності роботи схеми. Виберемо $I_{II} = 10 \cdot I_B = 10 \cdot 0.04 = 0.4$ мА, тоді

$$R_1 = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_B}{I_{II} + I_B} = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_{BE} - U_E}{I_{II} + I_B} = \frac{15 - 1.5 - 0.77 - 1.5}{(0.4 + 0.04) \cdot 10^{-3}} = 25.5 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{II}} = \frac{U_{BE} + U_E}{I_{II}} = \frac{0.77 + 1.5}{0.4 \cdot 10^{-3}} = 5.68 \text{ кОм};$$

$$R_{\phi} = \frac{U_{R_{\phi}}}{I_K + I_{II} + I_B} = \frac{1.5}{(4 + 0.4 + 0.04) \cdot 10^{-3}} = 338 \text{ Ом}.$$

За вхідною та вихідною характеристиками транзистора визначимо вхідний і вихідний опори транзистора та його крутизну:

$$R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0.025}{0.02 \cdot 10^{-3}} = 1.25 \text{ кОм}; \quad R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = \frac{4}{0.5 \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ кОм};$$

$$S = \frac{h_{21E} \Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{100 \cdot 0.02}{0.025} = 80 \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Якщо статичні характеристики транзистора невідомі, можна користуватися наближеною формулою $S = (20 \div 40)I_K$.

На цьому розрахунок підсилювального каскаду на постійному струмі можна вважати закінченим та переходити до розрахунків на змінному струмі.

Коефіцієнт підсилення в діапазоні середніх частот визначається таким чином:

$$K_{II} = SR_{ЕКВ} = \frac{S}{R_H^{-1} + R_K^{-1} + R_{ВИХ}^{-1}} = \frac{0.08}{1/2000 + 1/1500 + 1/8000} = 61.9 = 35,84 \text{ дБ}.$$

Таким чином, в розрахованому підсилювачі може бути реалізований необхідний коефіцієнт підсилення $K_{II} = 50$.

Далі необхідно визначити ємності розділових конденсаторів C_{P1} та C_{P2} за умови, що частотні спотворення на нижній частоті робочого діапазону $F_H = 20$ Гц не перевищують 3 дБ. Але спочатку необхідно визначити еквівалентні вхідний та вихідний опори підсилювального каскаду, а тільки потім – ємності розділових конденсаторів:



$$R_{\text{ВХ.ЕКВ}} = \frac{1}{R_1^{-1} + R_2^{-1} + R_{\text{ВХ}}^{-1}} = \frac{1}{1/25500 + 1/5680 + 1/1250} = 985 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{ВИХ.ЕКВ}} = \frac{R_K R_{\text{ВИХ}}}{R_K + R_{\text{ВИХ}}} + R_H = \frac{1500 \cdot 8000}{1500 + 8000} + 2000 = 3263 \text{ Ом};$$

$$C_{P1} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{ВХ.ЕКВ}} \sqrt{M_{\text{Н.ПОТР}}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{ВХ.ЕКВ}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 985} = 8.1 \text{ мкФ};$$

$$C_{P2} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{ВИХ.ЕКВ}} \sqrt{M_{\text{Н.ПОТР}}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{ВИХ.ЕКВ}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 3263} = 2.44 \text{ мкФ}.$$

Для того, щоб перевірити, чи не будуть частотні спотворення на верхній частоті перевищувати 3 дБ, знайдемо сталу часу на верхній частоті робочого діапазону:

$$\tau_B = C_0 R_{\text{ВИХ.ЕКВ}} = (C_{\text{ВИХ}} + C_M) \cdot R_{\text{ВИХ.ЕКВ}} = [C_K (1 + h_{21E}) + C_M] \cdot R_{\text{ВИХ.ЕКВ}} = \\ = [1.7 \cdot 10^{-12} (1 + 100) + 10 \cdot 10^{-12}] \cdot 3263 = 5.93 \cdot 10^{-7} \text{ с},$$

де $C_K = 1.7 \text{ пФ}$ – ємність колекторного переходу транзистора;

$C_M = (5 \div 15) \text{ пФ}$ – ємність монтажу.

Перевіримо, чи буде виконуватись умова $M_B \leq 3\text{дБ}$ для верхньої частоти робочого діапазону:

$$F_B \leq \frac{1}{2\pi \tau_B} = \frac{1}{2\pi \cdot 5.93 \cdot 10^{-7}} = 268.4 \text{ кГц},$$

що задовольняє вихідні дані.

Ємність конденсатора в колі емітера визначається таким співвідношенням:

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi F_H R_E} = \frac{10}{2\pi \cdot 20 \cdot 371} = 215 \text{ мкФ},$$

а ємність фільтра C_Φ (блокувального конденсатора) визначають виходячи з внутрішнього опору джерела живлення:

$$C_\Phi \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{\text{дж}}} = \frac{10}{2\pi \cdot 20 \cdot 120} = 663 \text{ мкФ}.$$

Таким чином, розраховано номінали елементів підсилювального каскаду, які необхідно забезпечити для реалізації заданих технічних вимог.

Додаток Б. Визначити коефіцієнт підсилення вихідного каскаду без від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) K_2 , вихідну напругу кола зворотного зв'язку U_β та вхідну напругу $U_{\text{ВХ}}$, якщо в результаті введення ВЗЗ підсилення вихідного каскаду зменшується в 4 рази, вихідна напруга $U_{\text{ВИХ}} = 1 \text{ В}$, коефіцієнт передачі кола ВЗЗ $\beta = 0.3$, коефіцієнт підсилення першого каскаду $K_1 = 10$, а від'ємний зворотний зв'язок охоплює тільки другий каскад (рис.Б.1).

Для підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, можна записати:

$$K_{2\beta} = \frac{K_2}{1 + \beta K_2} = \frac{K_2}{A},$$

де $A = 1 + \beta K_2$, звідки $K_2 = \frac{A-1}{\beta} = \frac{4-1}{0.3} = 10$, $K_{2\beta} = \frac{K_2}{A} = \frac{10}{4} = 2.5$.

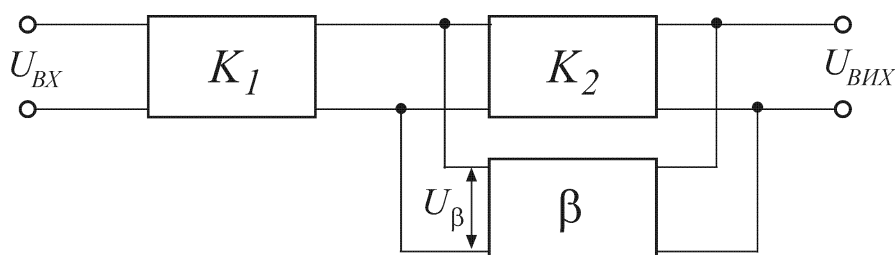


Рис.Б.1. Структурна схема підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком

Далі можна визначити вхідну напругу підсилювача та вихідну напругу кола зворотного зв'язку, які відповідно дорівнюють:

$$U_{BX} = \frac{U_{VИX}}{K_1 K_{2\beta}} = \frac{1}{10 \cdot 2.5} = 0.04 \text{ В}; \quad U_{\beta} = \beta U_{VИX} = 0.3 \cdot 1 = 0.3 \text{ В}.$$

Додаток В. Розрахувати параметри схеми підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача К157УД1 (рис.В.1) з коефіцієнтом підсилення $K_{\beta} = 20$ в діапазоні частот 20 Гц ÷ 20 кГц та вхідним опором, більшим 10 кОм. Живлення операційного підсилювача несиметричне, опір навантаження $R_H = 200$ Ом, а внутрішній опір джерела живлення $R_{ДЖ} = 400$ Ом.

Користуючись довідником, визначимо параметри операційного підсилювача:

- коефіцієнт підсилення напруги $K_U = 50000$;
- частота одиничного підсилення $f_1 = 500$ кГц;
- вхідний опір $R_{ВХ} = 10$ кОм;
- вихідний опір $R_{ВИХ} = 40$ Ом.

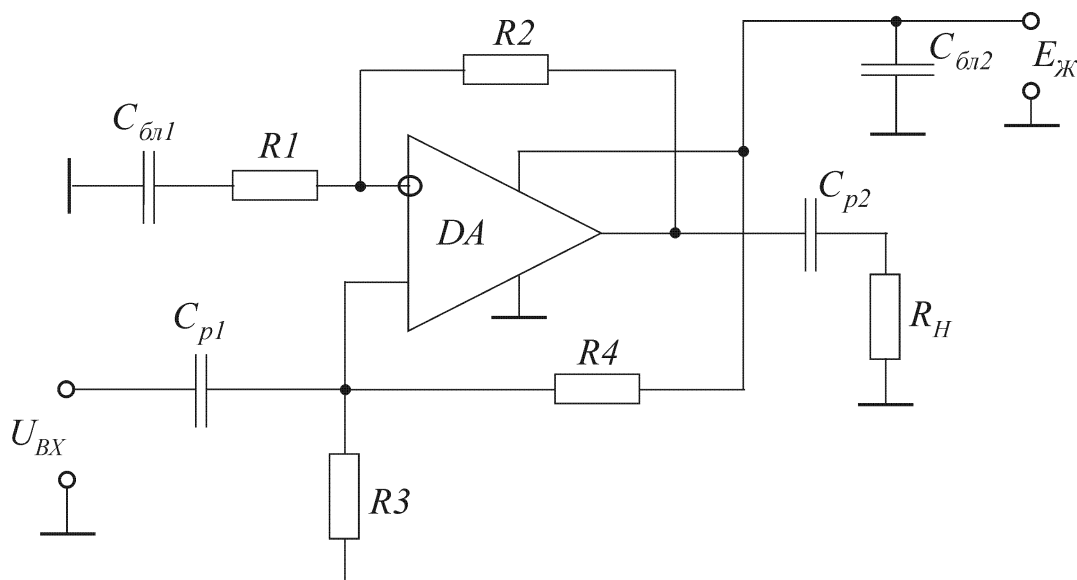


Рис.В.1. Електрична принципова схема підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 та R_4 однакові та вибираються в межах 1кОм ÷ 1 МОм. Виберемо $R_3 = R_4 = 100$ кОм.



Для компенсації помилки на вході

$$R_2 = 0,5R_4 = 0,5 \cdot 100 = 50 \text{ кОм.}$$

Опір резистора R_1 визначається таким співвідношенням:

$$R_1 = \frac{R_2}{K_\beta - 1} = \frac{50000}{20 - 1} = 2,63 \text{ кОм.}$$

Тому що виконується умова $R_1 + R_2 > R_H$, розрахунок можна продовжувати.

Далі визначимо вхідний опір операційного підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком

$$R_{\text{ВХ.}\beta} = R_{\text{ВХ}}(1 + \beta K_U) = R_{\text{ВХ}} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_U \right) = 10^4 \left(1 + \frac{2,63}{2,63 + 50} \cdot 20 \right) = 20 \text{ кОм.}$$

Тоді вхідний опір підсилювача змінного струму дорівнює

$$R_{\text{ВХ.}\Pi} = \frac{R_{\text{ВХ.}\beta} R}{R_{\text{ВХ.}\beta} + R} = \frac{R_{\text{ВХ.}\beta} \cdot 0,5R_4}{R_{\text{ВХ.}\beta} + 0,5R_4} = \frac{20 \cdot 0,5 \cdot 100}{20 + 0,5 \cdot 100} = 14,29 \text{ кОм,}$$

тобто більший 10 кОм, які необхідно було забезпечити.

Розрахуємо ємності блокувальних конденсаторів:

$$C_{\text{бл1}} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_1} = \frac{10}{2\pi \cdot 20 \cdot 2630} = 30 \text{ мкФ; } C_{\text{бл2}} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{\text{дж}}} = \frac{10}{2\pi \cdot 20 \cdot 400} = 200 \text{ мкФ.}$$

Ємності розділових конденсаторів можна розрахувати таким чином:

$$C_{\text{р1}} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{\text{ВХ.}\Pi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 14290} = 0,56 \text{ мкФ;}$$

$$C_{\text{р2}} \geq \frac{1}{2\pi f_H \left(R_H + \frac{R_{\text{ВИХ}}}{1 + \beta K_U} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot \left(200 + \frac{40}{1 + 0,05 \cdot 20} \right)} = 36 \text{ мкФ.}$$

В кінці розрахунку необхідно перевірити, чи зможе забезпечити розрахований підсилювач необхідне підсилення на частоті 20 кГц. Для цього необхідно забезпечити виконання нерівності

$$K_\beta \leq \frac{f_1}{F_B} = \frac{500}{20} = 25 \geq 20.$$

Якщо остання нерівність не виконується, необхідно використовувати двокаскадний підсилювач на аналогічних операційних підсилювачах.

Додаток Г. Розрахувати мінімально необхідне (за умовою стаціонарності коливань) значення коефіцієнта включення m_2 автогенератора на біполярному транзисторі КТ368А (рис.Г.1), якщо ємність контура $C_K = 500$ пФ, частина індуктивності $L_2 = 4$ мкГн, а опір втрат контура $r = 12$ Ом. Режим роботи транзистора на постійному струмі прийняти аналогічним розглянутому в додатку А.

Режим роботи транзистора на постійному струмі можна прийняти аналогічним розглянутому в додатку 1 за умови, що

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{R_\phi}} = \frac{0,5E_{\text{ж}}}{I_K + I_\Pi + I_B} = \frac{0,5 \cdot 15}{(4 + 0,4 + 0,04) \cdot 10^{-3}} = 1689 \text{ Ом.}$$



Тоді $R_1 = 25.5 \text{ кОм}$, $R_2 = 5.68 \text{ кОм}$, $R_E = 371 \text{ Ом}$, $S = 80 \text{ мА/В}$.

Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку визначається як

$$\beta = \frac{U_{BE\approx}}{U_{KE\approx}} = \frac{I_{K\approx} \omega L_2}{I_{K\approx} \omega L_K} = \frac{L_2}{L_K} = \frac{L_2}{L_1 + L_2}.$$

Умовою стійкої роботи автогенератора є співвідношення $\beta K_{\Pi} \geq 1$. Коефіцієнт підсилення схеми на резонансній частоті можна записати як $K_{\Pi} = m_2 S Z_{E.P.} = m_2 S \frac{\rho^2}{r} = m_2 S \frac{L_K}{C_K r}$, де ρ – характеристичний опір контура. Враховуючи останнє співвідношення, умову стійкості можна переписати таким чином:

$$\beta \geq \frac{1}{K_{\Pi}} = \frac{C_K r}{m_2 S L_K},$$

а якщо розв'язати її відносно коефіцієнта включення m_2 , то отримаємо

$$m_2 \geq \frac{C_K r}{S L_2} = \frac{5 \cdot 10^{-10} \cdot 12}{0.08 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 0.01875.$$

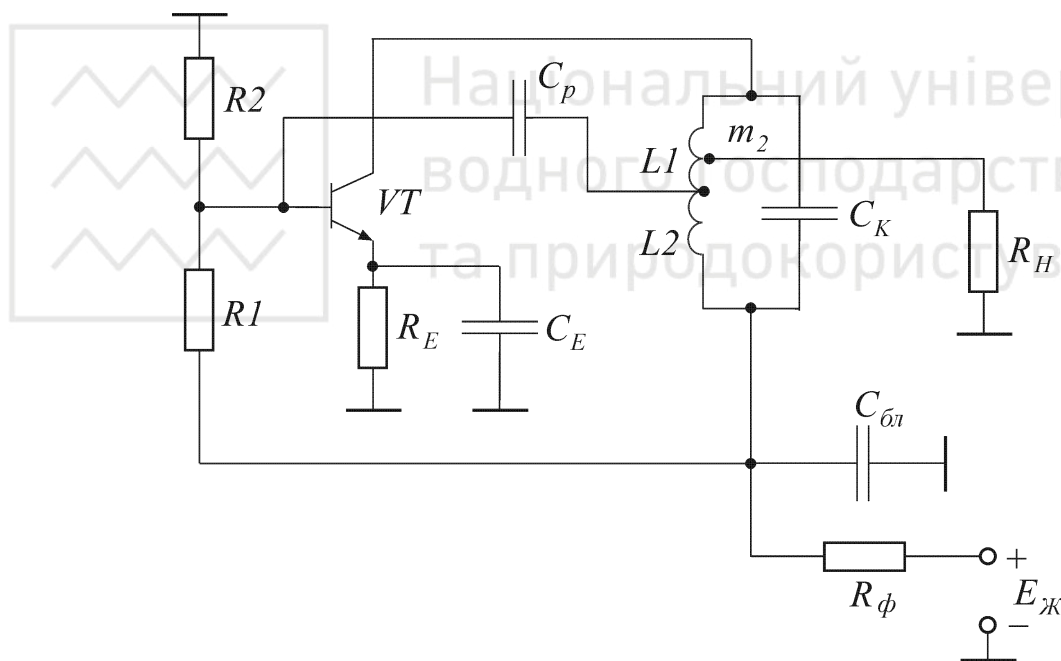


Рис.Г.1. Електрична принципова схема автогенератора на біполярному транзисторі типу індуктивної триточки

Таким чином, якщо забезпечити виконання умови $m_2 \geq 0.01875$, то можна забезпечити стійкий автогенераторний режим роботи підсилювального каскаду на біполярному транзисторі (рис.Г.1).

Додаток Д. Розрахувати параметри схеми автогенератора з мостом Віна (рис.Д.1) на основі операційного підсилювача, якщо резонансна частота коливань $f_0 = 4 \text{ кГц}$.

Одне плече генератора з мостом Віна утворено резистивним подільником напруги R_3, R_4 , а друге – диференціювальним $R_2 C_2$ та інтегрувальним $R_1 C_1$ колами. Коефіцієнт передачі з виходу фазозсувного кола R_1, R_2, C_1 та C_2 на неінвертуваль-

ний вхід операційного підсилювача на резонансній частоті дорівнює $1/3$. Для забезпечення балансу амплітуд коефіцієнт передачі підсилювача з виходу на неінвертувальний вхід повинний дорівнювати трьом, тобто необхідно виконати умову $R_4 = 2R_3$. Для виконання балансу фаз стала часу диференціувального кола повинна дорівнювати сталій часу інтегровального кола, тобто $R_1C_1 = R_2C_2$.

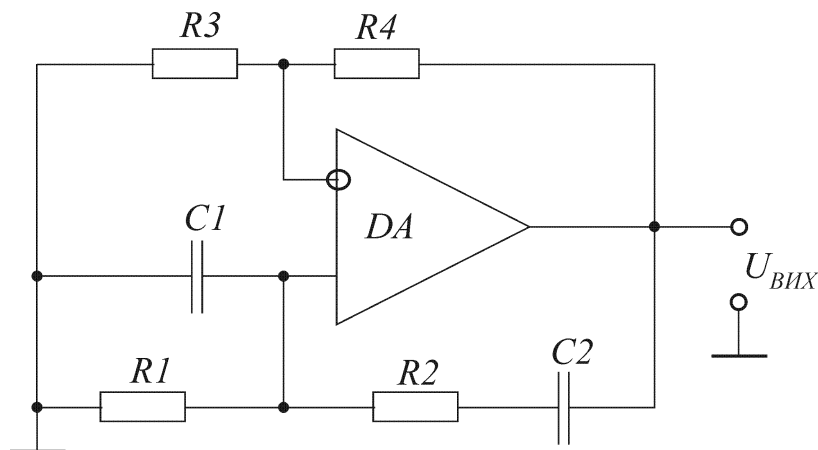


Рис.Д.1. Електрична принципова схема генератора з мостом Віна

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ частота коливань визначається таким чином:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{RC}$$

Виберемо $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ кОм. Тоді $R_4 = 2 \cdot 10 = 20$ кОм,

$$C_1 = C_2 = C = \frac{1}{2\pi f_0 R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 4000 \cdot 10000} = 4 \text{ нФ.}$$

Для покращення самозбудження, стабілізації амплітуди коливань та зменшення нелінійних спотворень в схемі необхідно використовувати підсилювач з регульованим коефіцієнтом передачі або на виході операційного підсилювача включити нелінійний обмежувач напруги.

Додаток Ж. Розрахувати параметри схеми RC – автогенератора на основі операційного підсилювача, якщо резонансна частота коливань $f_0 = 3$ кГц.

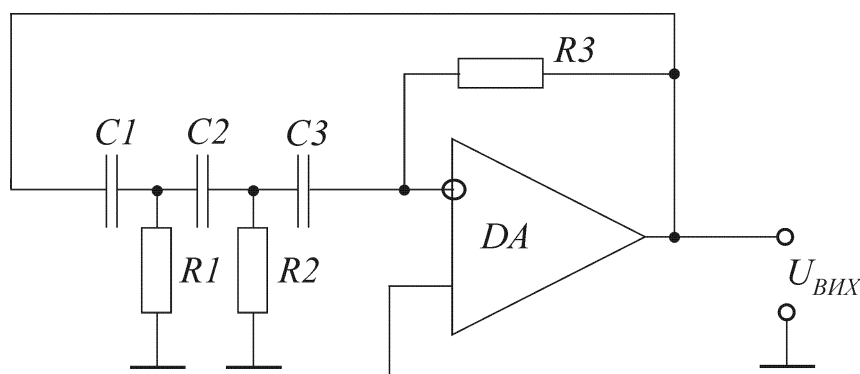


Рис.Ж.1. Електрична принципова схема RC – автогенератора

Для RC–автогенератора (рис.Ж.1) резонансна частота визначається співвідношенням



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)}},$$

або при $R_1 = R_2 = R$ та $C_1 = C_2 = C_3 = C$

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}.$$

Умову самозбудження для схеми можна записати у вигляді

$$R_3 \geq \frac{[R_1(C_1 + C_2) + R_2(C_2 + C_3)](C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)}{C_1C_2C_3}.$$

При $C_1 = C_2 = C_3 = C$ та $R_1 = R_2 = R$ отримаємо $R_3 \geq 12R$. Виберемо $R_1 = R_2 = 10$ кОм. Тоді $R_3 \geq 12 \cdot 10 = 120$ кОм, а

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi f_0 R} = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 3.06 \text{ нФ}.$$

Стабілізація амплітуди та зменшення нелінійних спотворень в такому автогенераторі досягається при введенні автоматичного підстроювання коефіцієнта передачі підсилювача або нелінійного обмежувача вихідної напруги.

Додаток К. Розрахувати смуговий активний фільтр НВЧ (рис.К.1), якщо резонансна частота $f_0 = 0.6$ ГГц, смуга пропускання $\Delta f = 40$ МГц, приріст коефіцієнта передачі $\Delta K_0 = 1$ дБ, коефіцієнт передачі $K_0 = 0$ дБ, коефіцієнт стійкості $K_C > 1.3$, зміна коефіцієнта передачі K_f ($f = f_0 \pm 20$ МГц) = -40 дБ, опір навантаження $Z_H = 50$ Ом, вхідна потужність $P_{ВХ} = 10$ мкВт.

Використовуючи методику, наведену в [26], розрахуємо параметри пасивного фільтра-прототипу, в результаті чого отримаємо: $n = 2$, $C_1 = C_2 = C_6 = 11$ пФ; $C_3 = C_5 = 1.416$ пФ; $C_4 = 0.35$ пФ; $L_1 = 7.97$ нГн.

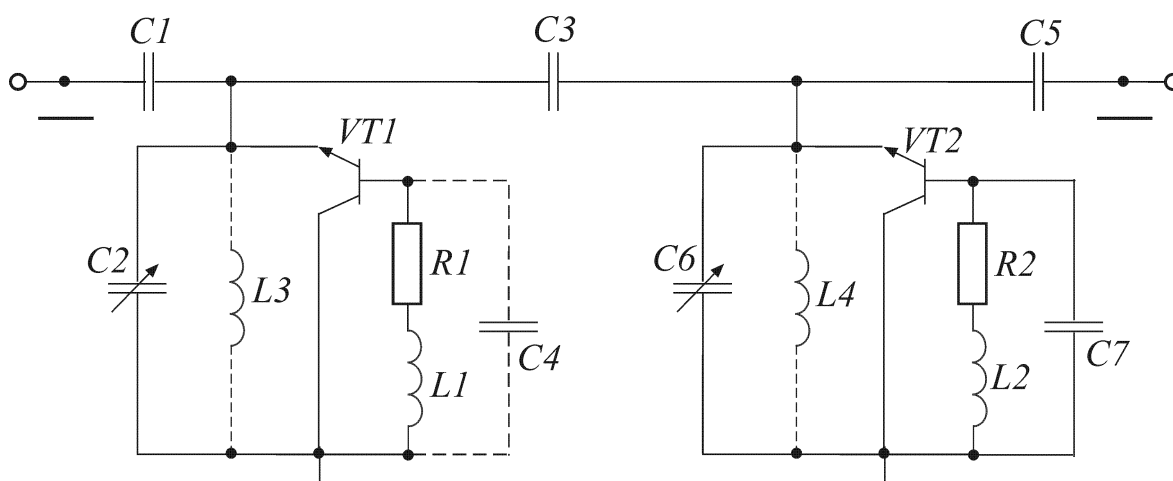


Рис.К.1. Електрична принципова схема активного смугового фільтра НВЧ

Вибираємо гібридно-плівкову технологію виготовлення активного фільтра НВЧ із зосередженими конденсаторами контурів. Добротність контурів в цьому випадку $Q_0 = 70$.

Далі визначимо потрібну добротність контурів пасивного фільтра-прототипу, яка забезпечує необхідне значення приросту коефіцієнта передачі:



$$Q_{\Pi} \approx 8,686 K_{\Phi} \frac{f_0}{\Delta K_0 \Delta f} = 8,686 \cdot 5,548 \frac{6 \cdot 10^8}{1,259 \cdot 4 \cdot 10^7} = 574,2,$$

де K_{Φ} – коефіцієнт, який залежить від параметрів пасивного фільтра-прототипу та значення ΔK_0 .

$$\text{Тоді розрахуємо коефіцієнт збільшення добротності } m = \frac{Q_n}{Q_0} = \frac{574,2}{70} = 8,2.$$

Визначимо інваріантний коефіцієнт стійкості одного каскаду активного фільтра НВЧ

$$K_{I.C} = \frac{m+1}{m-1} = \frac{8,2+1}{8,2-1} = 1,28.$$

За графіком [26, рис.2.7, б] знаходимо реальний інваріантний коефіцієнт стійкості всього фільтра $K_{I.P} = 1,4$, значення якого дещо перевищує необхідне.

Враховуючи відносно низький діапазон робочих частот фільтра, реалізуємо схему компенсації на основі узагальненого перетворювача імітанса з використанням транзистора КТ 371, S_E – параметри якого дорівнюють:

$$S_{11E} = 0,256e^{-j177^\circ}; \quad S_{12E} = 0,133e^{j1^\circ}; \quad S_{21E} = 2,2e^{j3^\circ}; \quad S_{22E} = 0,545e^{j166^\circ}.$$

За розрахованими S_E – параметрами можна визначити параметри перетвореного імітансу та оцінити коефіцієнт шуму розрахованого активного фільтра НВЧ.

Додаток Л. Розрахувати параметри схеми активного ФНЧ другого порядку на основі операційного підсилювача, якщо частота зрізу $f_{зр} = 200$ Гц, а коефіцієнт передачі фільтра $K = 2,75$.

Електрична принципова схема активного ФНЧ другого порядку наведена на рис.Л.1.

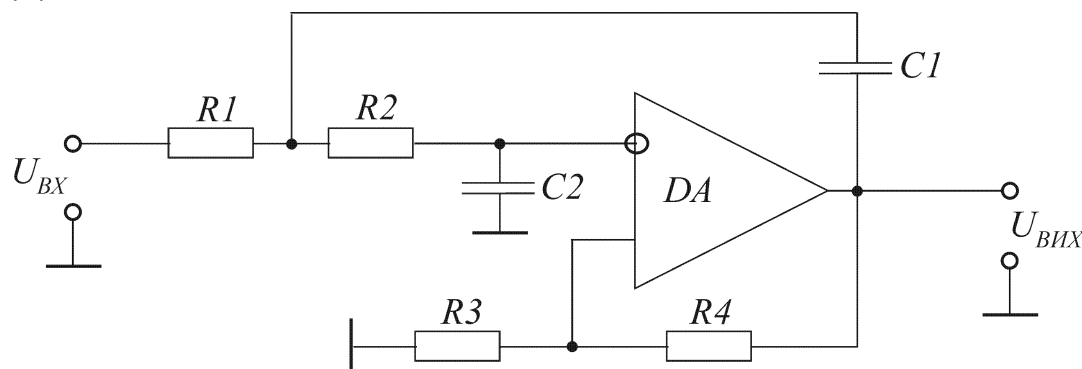


Рис.Л.1. Електрична принципова схема активного ФНЧ другого порядку з неінвертувальним підсилювачем

Для активного ФНЧ (рис.Л.1) основні параметри визначаються таким чином:

– коефіцієнт передачі в смузі пропускання $K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$;

– частота зрізу $\omega_{зр} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$;

– коефіцієнт загасання фільтра $\alpha = 2 - \frac{R_4}{R_3} = 3 - K = 2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$.



Виберемо $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ кОм. Тоді інші елементи активного ФНЧ другого порядку будуть мати такі номінали:

$$R_4 = R_3(K - 1) = 10000 \cdot (2.75 - 1) = 17.5 \text{ кОм};$$

$$C_1 = \frac{2}{R_1 \alpha \omega_{\text{зр}}} = \frac{1}{\pi f_{\text{зр}} R_1 (3 - K)} = \frac{1}{\pi \cdot 200 \cdot 10000 \cdot (3 - 2.75)} = 0.637 \text{ мкФ};$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{2R_1 \omega_{\text{зр}}} = \frac{3 - K}{2R_1 \cdot 2\pi f_{\text{зр}}} = \frac{3 - K}{4\pi f_{\text{зр}} R_1} = \frac{3 - 2.75}{4\pi \cdot 200 \cdot 10000} = 0.01 \text{ мкФ}.$$

Змінюючи параметр $\xi = \frac{R_4}{R_3}$ такого ФНЧ, можна формувати необхідну АЧХ.

Додаток М. Розрахувати параметри схеми активного ФВЧ другого порядку на основі операційного підсилювача, якщо частота зрізу $f_{\text{зр}} = 4.2$ кГц, а коефіцієнт передачі фільтра $K = 1.65$.

Електрична принципова схема активного ФВЧ другого порядку наведена на рис.М.1.

Для активного ФВЧ основні параметри визначаються такими виразами:

– коефіцієнт передачі в смузі пропускання $K = 1 + \frac{R_4}{R_2}$;

– частота зрізу $\omega_{\text{зр}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$;

– коефіцієнт загасання фільтра $\alpha = 2 - \frac{R_4}{R_2} = 3 - K = 2\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$.

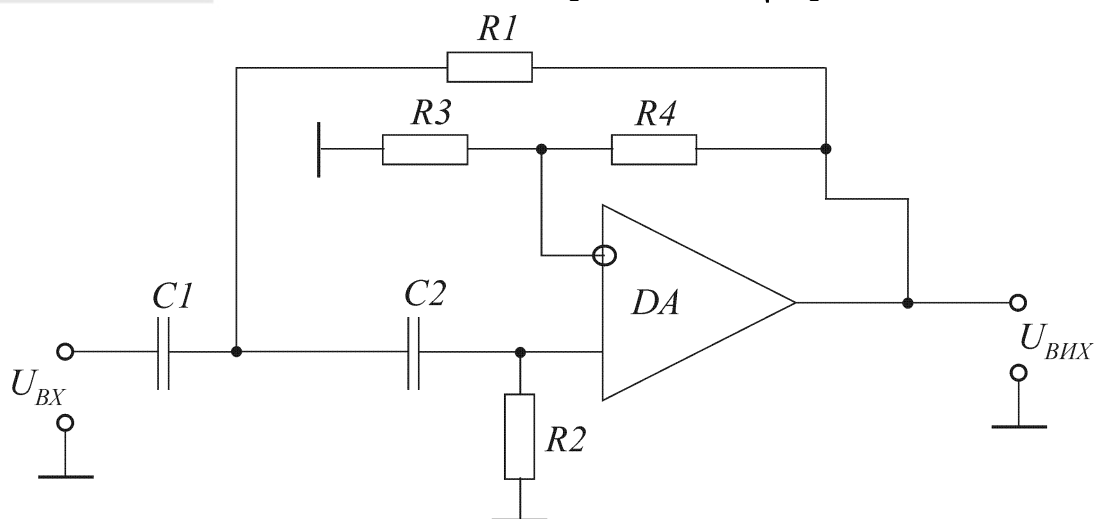


Рис.М.1. Електрична принципова схема активного ФВЧ другого порядку

Виберемо $R_3 = R_4 = 10$ кОм, $C_1 = 0.002$ мкФ. Тоді інші елементи активного ФВЧ другого порядку будуть мати такі номінали:

$$R_2 = \frac{R_4}{K - 1} = \frac{10000}{1.65 - 1} = 15.38 \text{ кОм}; \quad R_1 = R_2 \frac{(3 - K)^2}{4} = 15380 \frac{(3 - 1.65)^2}{4} = 7 \text{ кОм};$$

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{зр}}^2 R_1 R_2 C_1} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 4200^2 \cdot 7000 \cdot 15380 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = 0.0067 \text{ мкФ}.$$



Така схема фільтра використовується при побудові ФВЧ n-го порядку, тому що коефіцієнт загасання можна регулювати незалежно від регулювання смуги пропускання.

Додаток Н. Розрахувати параметри схеми активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком (рис.Н.1) на основі операційного підсилювача, якщо резонансна частота $f_0 = 2$ кГц, а коефіцієнт передачі фільтра $K = 2$.

Для активного смугового фільтра основні параметри визначаються такими виразами:

$$\text{– коефіцієнт передачі } K = -\frac{R_4}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2};$$

$$\text{– резонансна частота } f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_4 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)};$$

$$\text{– коефіцієнт загасання фільтра } \alpha = \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \times \left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right].$$

Регулювання загасання в схемі відбувається за допомогою резистора R_2 , тому на практиці вибирають $R_1 \gg R_2$.

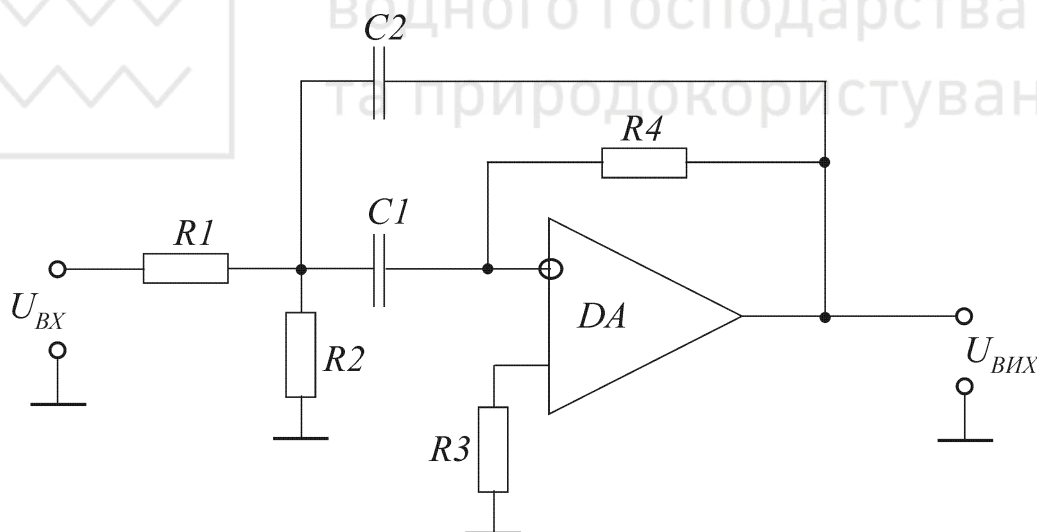


Рис.Н.1. Електрична принципова схема активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком

Виберемо $R_1 = R_3 = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = 0.01$ мкФ. Тоді інші елементи активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком та коефіцієнт загасання можна визначити таким чином:

$$R_4 = \frac{KR_1(C_1 + C_2)}{C_1} = 2KR_1 = 2 \cdot 2 \cdot 10 = 40 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{R_1}{4\pi^2 f_0^2 R_1 R_4 C_1 C_2 - 1} = \frac{10000}{4 \cdot \pi^2 \cdot 2000^2 \cdot 10000 \cdot 40000 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{-8} - 1} = 1.58 \text{ кОм};$$



$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} = 2 \sqrt{\frac{1}{40000 \cdot (10^{-4} + 1/1580)}} = 0.37.$$

Таким чином, умова $R_1 \gg R_2$ виконується, тобто можна регулювати загасання смугового фільтра.

Додаток П. Розрахувати елементи коливального контуру (рис.П.1), якщо резонансна частота контуру $f_0 = 5$ МГц, опір навантаження $R_H = 20$ Ом, а еквівалентний резонансний опір контуру $R_{E.P.} = 5$ кОм.

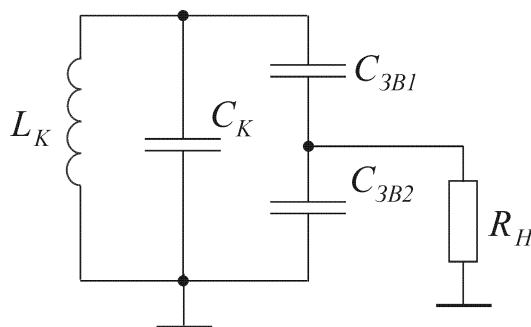


Рис.П.1. Паралельний коливальний контур

Еквівалентну ємність контуру можна визначити за наближеним співвідношенням

$$C_{EKB} = C_0 + C_K + C_{3B\Sigma} = (2...4)\lambda,$$

де $\lambda = \frac{C}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^6} = 60$ м – довжина хвилі на резонансній частоті;

$C_0 = (5...10)$ пФ – еквівалентна паразитна ємність, що враховує ємність монтажу;

$C_{3B\Sigma} = \frac{C_{3B1} C_{3B2}}{C_{3B1} + C_{3B2}}$ – результуюча ємність конденсаторів зв'язку.

Розрахуємо $C_{EKB} = (2...4)\lambda = 3 \cdot 60 = 180$ пФ.

Виберемо $C_0 = 7$ пФ, $C_K = 100$ пФ, $C_{3B\Sigma} = 73$ пФ. Тоді

$$L_K = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{EKB}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (5 \cdot 10^6)^2 \cdot 180 \cdot 10^{-12}} = 5.63 \text{ мкГн.}$$

Еквівалентний резонансний опір контуру визначається співвідношенням

$$R_{E.P.} = \frac{\rho^2}{r_{ВЛ} + r_{ВН}} = \frac{4\pi^2 f_0^2 L_K^2}{r_{ВН} + \rho/Q} = \frac{4\pi^2 f_0^2 L_K^2}{r_{ВН} + 2\pi f_0 L_K / Q}.$$

З останнього співвідношення, вибравши $Q = 100$, визначимо опір втрат, внесених до резонансного контуру (за винятком власних втрат $r_{ВЛ}$ контуру):

$$r_{ВН} = \frac{\rho^2}{R_{E.P.}} - r_{ВЛ} = \rho \left(\frac{\rho}{R_{E.P.}} - \frac{1}{Q} \right) = \frac{\rho^2 Q - \rho R_{E.P.}}{Q R_{E.P.}} = \frac{4\pi^2 f_0^2 L_K^2 Q - 2\pi f_0 L_K R_{E.P.}}{Q R_{E.P.}} =$$



$$= \frac{4\pi^2 \cdot (5 \cdot 10^6)^2 \cdot (5.63 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 100 - 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 5.63 \cdot 10^{-6} \cdot 5000}{100 \cdot 5000} = 4.49 \text{ Ом.}$$

Опір зв'язку визначається таким співвідношенням:

$$X_{3В} = \frac{1}{2\pi f_0 C_{3В2}} = \sqrt{r_{ВН} R_H} = \sqrt{4.49 \cdot 20} = 9.48 \text{ Ом;}$$

тоді

$$C_{3В2} = \frac{1}{2\pi f_0 X_{3В}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 9.48} = 3.36 \text{ нФ,}$$

$$C_{3В1} = \frac{C_{3В2} \cdot C_{3В\Sigma}}{C_{3В2} - C_{3В\Sigma}} = \frac{3360 \cdot 73}{3360 - 73} = 74.6 \text{ пФ.}$$

Додаток Р. Розрахувати двонапівперіодний випрямляч з індуктивним фільтром (рис.Р.1), якщо напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$, кількість фаз мережі $m = 2$, частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, а випрямлені напруга та струм $U_0 = 15 \text{ В}$ та $I_0 = 0.4 \text{ А}$.

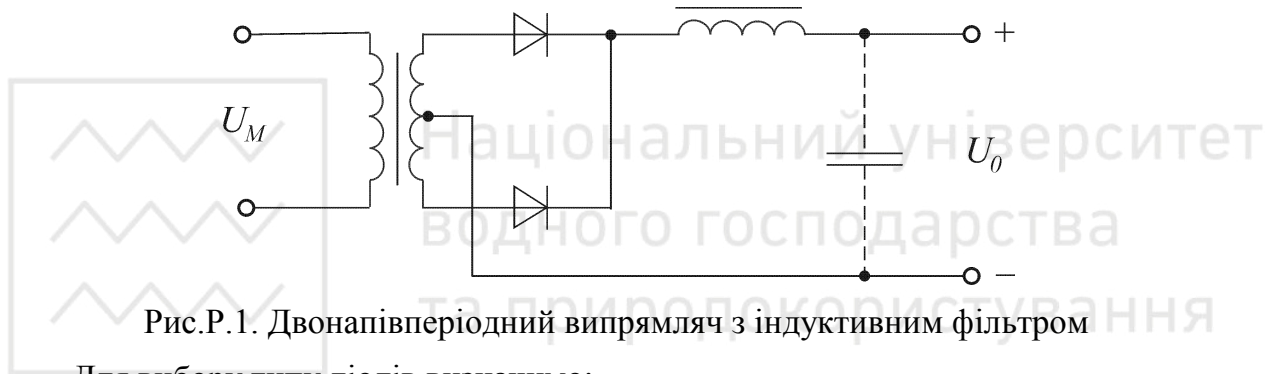


Рис.Р.1. Двонапівперіодний випрямляч з індуктивним фільтром

Для вибору типу діодів визначимо:

- середнє значення прямого струму $I_{ПР.СЕР.} = 0.5 I_0 = 0.5 \cdot 0.4 = 0.2 \text{ А}$;
- імпульсний прямий струм $I_{ПР.І} = I_0 = 0.4 \text{ А}$;
- амплітуда зворотної напруги $U_{3В} = 1.2\pi U_0 = 1.2 \cdot \pi \cdot 15 = 56.6 \text{ В}$.

На основі проведених розрахунків вибираємо діод КД 109 А, для якого $I_{ПР.СЕР.} = 0.3 \text{ А}$, $I_{ПР.І} = 3 \text{ А}$, $U_{3В} = 100 \text{ В}$.

Опір обмотки трансформатора, приведений до фази вторинної обмотки, визначимо за наближеною формулою

$$r_T = k_T \frac{U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_m B_m}{U_0 I_0}},$$

де $k_T = 7$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча; S – кількість стержнів трансформатора, що несуть обмотки; B_m – магнітна індукція в магнітопроводі трансформатора. Для трансформаторів стержньового (П – подібного) типу $S = 2$, $B_m = 1.6 \text{ Тл}$. Тоді

$$r_T = 7 \frac{15}{0.4 \cdot 50 \cdot 1.6} \cdot \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1.6}{15 \cdot 0.4}} = 7.456 \text{ Ом.}$$

Якщо трансформатор має додаткові обмотки, то опір

$$r'_T = 0.5 r_T \left(1 + \frac{P_2}{P_T} \right) = 0.5 r_T \left(1 + \frac{1.57 P_0}{1.34 P_0} \right) = 1.0858 r_T = 8.1 \text{ Ом,}$$



де P_2 та P_T – відповідно потужність вторинної обмотки та габаритна потужність трансформатора.

Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, приведена до фази вторинної обмотки, визначають за наближеною формулою

$$L_S = k_L \frac{S U_0}{I_0 f_M B_m} \cdot \sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{S f_M B_m}} = 4.3 \cdot 10^{-3} \frac{2 \cdot 15}{0.4 \cdot 50 \cdot 1.6} \cdot \sqrt[4]{\frac{15 \cdot 0.4}{2 \cdot 50 \cdot 1.6}} = 1.77 \text{ мГн},$$

де $k_L = 4.3 \cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча.

Падіння напруги на активному ΔU_r та реактивному ΔU_X опорах трансформатора визначаються такими співвідношеннями:

$$\Delta U_r = I_0 r_T = 0.4 \cdot 7.456 = 2.98 \text{ В};$$

$$\Delta U_X = 2 I_0 f_M L_S = 2 \cdot 0.4 \cdot 50 \cdot 1.77 \cdot 10^{-3} = 0.071 \text{ В}.$$

Падіння напруги на діодах випрямляча $U_{\text{пр.сх}} = U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}$.

Орієнтовне значення падіння напруги на дроселі ΔU_L в залежності від випрямленої потужності вибирають в межах $(0.14 \div 0.2) U_0$, тоді

$$\Delta U_L = (0.14 \div 0.2) U_0 = 0.16 \cdot U_0 = 0.16 \cdot 15 = 2.4 \text{ В}.$$

Випрямлена напруга при холостому ході визначається співвідношенням

$$U_{0X} = U_0 + \Delta U_r + \Delta U_X + U_{\text{пр.сх}} + \Delta U_L = 15 + 2.98 + 0.071 + 1 + 2.4 = 21.451 \text{ В}.$$

Уточнюємо амплітуду зворотної напруги на діоді

$$U_{3B} = 3.14 \cdot U_{0X} = 3.14 \cdot 21.451 = 67.36 \text{ В}.$$

Таким чином розрахована напруга є меншою максимально припустимої зворотної напруги діода (100 В), тобто діод вибрано вірно.

Фазну е.р.с. вторинної обмотки трансформатора визначимо за формулою

$$E_2 = 1.11 \cdot U_{0X} = 1.11 \cdot 21.451 = 23.81 \text{ В}.$$

Визначимо миттєве значення струму вторинної обмотки I_2 , яке буде дорівнювати миттєвому значенню струму через діод $I_{\text{д.пр}}$

$$I_2 = I_{\text{д.пр}} = 0.71 \cdot I_0 = 0.71 \cdot 0.4 = 0.284 \text{ А}.$$

Мінімально припустиме значення індуктивності дроселя фільтра

$$L_{\text{min}} = \frac{2 U_{0X}}{(m^2 - 1) m \pi f_M I_0} = \frac{2 \cdot 21.451}{(4 - 1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.4} = 0.1138 \text{ Гн}.$$

Зовнішня характеристика випрямляча (рис.Р.2) являє собою пряму лінію та будується за двома точками:

$$1) U_0 = U_{0X}; I_0 = 0, \quad 2) U_0; I_0.$$

Потужність, що виділяється на діоді, визначається співвідношенням

$$P_{\text{пр.сеп.}} = 0.5 I_{\text{пр.сеп.}} U_{\text{пр.сеп.}} \left(1 + \frac{U_{\text{пор.сеп.}}}{U_{\text{пор.сеп.}}} \right) = 0.5 \cdot 0.2 \cdot 1 \cdot \left(1 + \frac{0.45}{1} \right) = 0.145 \text{ Вт}.$$

Коефіцієнт трансформації визначається співвідношенням

$$n \approx \frac{E_2}{U_M} = \frac{23.81}{220} = 0.108.$$

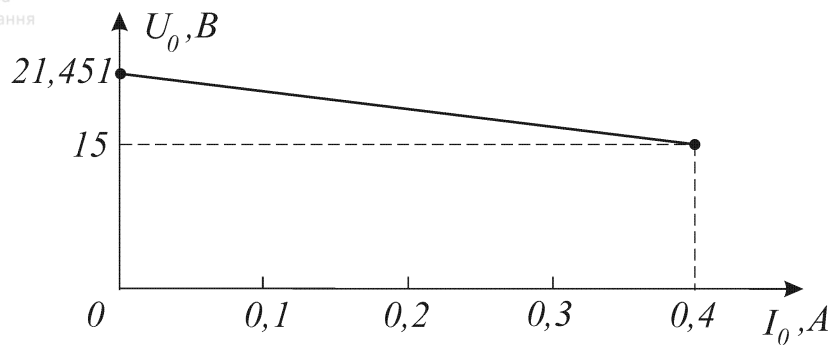


Рис.Р.2. Зовнішня характеристика випрямляча

Миттєве значення струму первинної обмотки

$$I_1 = nI_0 = 0.108 \cdot 0.4 = 43.2 \text{ мА.}$$

Значення габаритної потужності двообмоточного трансформатора визначають співвідношенням

$$P_{\Gamma} = 1.34P_0 = 1.34I_0U_0 = 1.34 \cdot 0.4 \cdot 15 = 8.04 \text{ Вт.}$$

Значення коефіцієнта пульсації випрямленої напруги за першою гармонікою $k_{\text{П.01}}$ на вході згладжувального LC – фільтра (до дроселя) дорівнює 67%.

Додаток С. Розрахувати Г-подібний згладжувальний LC-фільтр (рис.С.1) за додатком 12, якщо коефіцієнт пульсації на вході $k_{\text{П.ВХ}} = 67\%$, коефіцієнт пульсації на виході $k_{\text{П.ВИХ}} = 2.1\%$, номінальний струм навантаження $I_{\text{Н}} = 0.4 \text{ А}$, номінальне значення напруги навантаження $U_{\text{Н}} = 15 \text{ В}$.

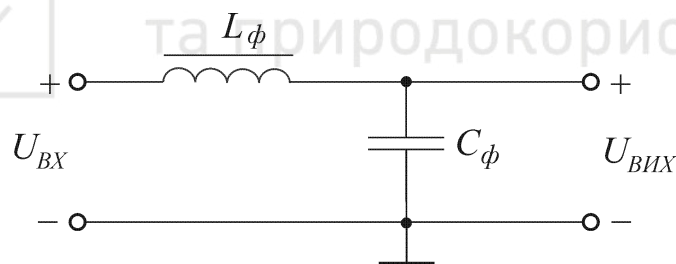


Рис.С.1. Згладжувальний Г – подібний LC – фільтр

Спочатку визначимо еквівалентний опір навантаження

$$R_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{Н}}}{I_{\text{Н}}} = \frac{15}{0.4} = 37.5 \text{ Ом.}$$

Далі визначимо коефіцієнт згладжування фільтра

$$q = \frac{k_{\text{П.ВХ}}}{k_{\text{П.ВИХ}}} = \frac{0.67}{0.021} = 31.9.$$

Після цього визначимо значення добутку $L_{\phi}C_{\phi}$ для Г – подібного фільтра за формулою

$$L_{\phi}C_{\phi} = \frac{2.5 \cdot 10^4 (q + 1)}{m^2 f_{\text{М}}^2} = \frac{2.5 \cdot 10^4 (31.9 + 1)}{4 \cdot 50^2} = 82.262.$$

Ємність фільтра виберемо за умови забезпечення згладжувальної дії фільтра

$$C_{\phi} \gg \frac{1}{m2\pi f_{\text{М}} R_{\text{Н}}} = \frac{1}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 37.5} = 42.44 \text{ мкФ.}$$



Для подальших розрахунків приймаємо $C_{\phi} = 200 \text{ мкФ}$.

Далі знаходимо індуктивність дроселя L_{ϕ} :

$$L_{\phi} = \frac{L_{\phi} C_{\phi}}{C_{\phi}} = \frac{82.262}{200} = 0.411 \text{ Гн.}$$

Знайдемо індуктивний опір дроселя фільтра

$$X_L = m\omega_M L_{\phi} = 2\pi m f_M L_{\phi} = 2\pi \cdot 2 \cdot 50 \cdot 0.411 = 258.3 \text{ Ом.}$$

Тому що виконується необхідна умова $X_L \gg R_H$, тобто $258.3 \text{ Ом} \gg 37.5 \text{ Ом}$, то розрахунок згладжувального фільтра LC – типу проведений вірно.

Додаток Т. Розрахувати стабілізатор послідовного типу (рис.Т.1) з такими вихідними даними: номінальна напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$; частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$; межі зміни напруги мережі $a_M = b_M = 10\%$; номінальна вихідна напруга стабілізатора $U_H = 12 \text{ В}$; припустимі установчі відхилення $\Delta U_H = \pm 1 \text{ В}$; номінальний струм навантаження $I_H = 0.7 \text{ А}$; межі зміни струму навантаження $I_{H.\min} = 0.5 \text{ А}$, $I_{H.\max} = 1 \text{ А}$; коефіцієнт стабілізації при зміні напруги мережі $K_{\text{ст}} \geq 500$; внутрішній опір $r_{\text{вн}} \leq 0.7 \text{ Ом}$; амплітуда пульсацій вихідної напруги $U_{H\sim} \leq 3 \text{ мВ}$; температура навколишнього середовища $t_{\text{с.}\max} = 60^\circ\text{C}$, $t_{\text{с.}\min} = -10^\circ\text{C}$; максимальні зміни вихідної напруги стабілізатора при зміні температури навколишнього середовища $\delta U_{H.m} = 0.12 \text{ В}$ та напруги додаткового джерела живлення $\delta U_{H.\text{дод}} = 0.05 \text{ В}$.

В якості елемента регулювання VT2 вибираємо транзистор типу КТ 817 А з такими параметрами:

- максимальний струм колектора $I_{K.\max} = 3 \text{ А}$;
- максимальна напруга колектор – емітер $U_{KE.\max} = 25 \text{ В}$;
- максимальна розсіювана потужність на колекторі $P_{K.\max} = 14 \text{ Вт}$;
- мінімальний коефіцієнт передачі струму в схемі з спільним емітером $h_{21E.\min} = 25$;
- зворотний струм колектора $I_{КБ} = 0.04 \text{ мА}$.

При заданому струмі навантаження $I_{H.\max} = 1 \text{ А}$ приймаємо напругу насичення на транзисторі $U_{KE.\text{нас}} = 3 \text{ В}$, а максимальний рівень пульсації вхідної напруги $U_{\text{П}\sim} = 0.15 \text{ В}$.

Визначимо вхідну напругу живлення

$$U_{\text{Ж.}\max} = (U_{KE.\text{нас}} + U_{\text{П}\sim} + U_H + \Delta U_H) \frac{1 + a_M}{1 - b_M} = (3 + 0.15 + 12 + 1) \frac{1 + 0.1}{1 - 0.1} = 19.74 \text{ В};$$

$$U_{\text{Ж}} = \frac{U_{\text{Ж.}\max}}{1 + a_M} = \frac{19.74}{1 + 0.1} = 17.95 \text{ В};$$

$$U_{\text{Ж.}\min} = U_{\text{Ж}} (1 - b_M) = 17.95 \cdot (1 - 0.1) = 16.15 \text{ В.}$$

Розрахунок випрямляча для отримання потрібної напруги живлення $U_{\text{Ж}}$ та згладжувального фільтра для отримання пульсації $U_{\text{П}\sim}$ при заданому струмі навантаження $I_{H.\max}$ проводиться за методиками, розглянутими в прикладах (додатки Р та С).

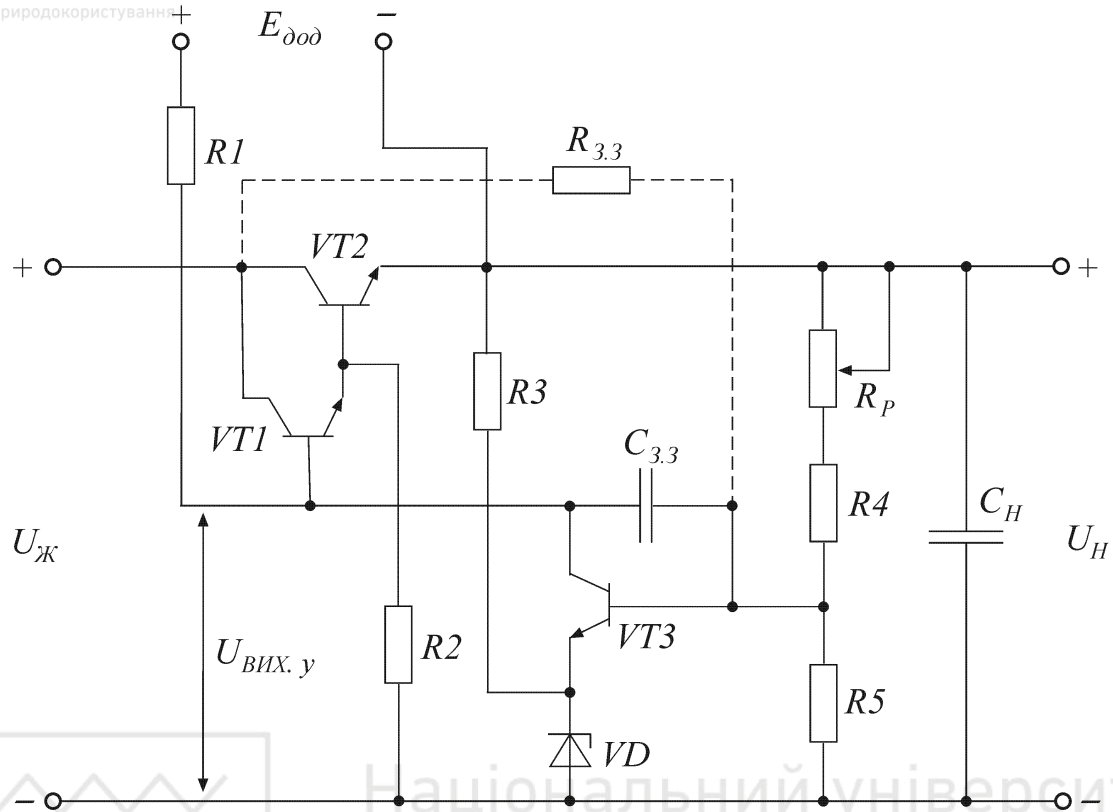


Рис.Т.1. Стабілізатор послідовного типу

Максимальна потужність, що розсіюється на регульовальному транзисторі

$$P_{T.\max} = (U_{\text{Ж.}\max} - U_{\text{H}} - \Delta U_{\text{H}}) \cdot I_{\text{H.}\max} = (19.74 - 12 - 1) \cdot 1 = 6.74 \text{ Вт.}$$

За вхідною та вихідною характеристиками транзистора КТ 817 А визначаємо:

$$U_{\text{BE.нас2}} = 0.83 \text{ В, } \Delta U_{\text{BE2}} = 0.04 \text{ В, } \Delta U_{\text{KE2}} = 6 \text{ В, } \mu_{\text{T2}} = \frac{\Delta U_{\text{KE2}}}{\Delta U_{\text{BE2}}} = \frac{6}{0.04} = 150,$$

$$h_{11\text{E2}} = \frac{\Delta U_{\text{BE}}}{\Delta I_{\text{б}}} = \frac{0.1}{0.0015 - 0.0003} = 83 \text{ Ом.}$$

Максимальні значення колекторного струму, напруги колектор–емітер (в момент включення) та розсіюваної потужності для складового транзистора VT1 дорівнюють:

$$I_{\text{K1}} = \frac{I_{\text{H.}\max}}{h_{21\text{E2.}\min}} = \frac{1}{25} = 0.04 \text{ А, } U_{\text{KE1}} \approx U_{\text{Ж.}\max} = 19.74 \text{ В,}$$

$$P_{\text{K1}} = \frac{P_{\text{T.}\max}}{h_{21\text{E2.}\min}} = \frac{6.74}{25} = 0.2696 \text{ Вт.}$$

В якості складового вибираємо транзистор КТ 603 Б з такими параметрами:

$$I_{\text{K1.}\max} = 0.3 \text{ А} > 0.04 \text{ А, } U_{\text{KE1.}\max} = 30 \text{ В} > 19.74 \text{ В, } P_{\text{K1.}\max} = 0.4 \text{ Вт (при } t_{\text{C.}\max} = 60 \text{ °C)} > 0.2696 \text{ Вт, } U_{\text{KE.нас1}} = 0.25 \text{ В, } h_{21\text{E1.}\min} = 60, U_{\text{BE.нас1}} = 0.7 \text{ В, } h_{11\text{E1}} = 300 \text{ Ом, } I_{\text{KB1}} = 0.03 \text{ мА, } \mu_{\text{T1}} = 600.$$

$$\text{Струм бази транзистора VT1 дорівнює } I_{\text{Б1}} = \frac{I_{\text{K1}}}{h_{21\text{E1.}\min}} = \frac{0.04}{60} = 0.7 \text{ мА.}$$



Приймаємо схему складового транзистора без додаткового джерела живлення. Тоді максимальна напруга на регульовальному елементі

$$U_{KE.нас} = U_{KE.нас1} + U_{BE.нас2} = 0.25 + 0.83 = 1.08 \text{ В.}$$

Уточнюємо значення напруги живлення, що розсіюється на транзисторах, а також значення μ_{T22} та h_{11E} за наведеними співвідношеннями:

$$U_{Ж.макс} = (1.08 + 0.15 + 12 + 1) \frac{1 + 0.1}{1 - 0.1} = 17.4 \text{ В;}$$

$$U_{Ж} = \frac{17.4}{1 + 0.1} = 15.82 \text{ В;} \quad U_{Ж.мін} = 15.82 \cdot (1 - 0.1) = 14.24 \text{ В;}$$

$$P_{K1} = (U_{Ж.макс} - U_H - \Delta U_H - U_{BE.нас2}) \frac{I_{Hmax}}{h_{21E2.мін}} = \frac{17.4 - 12 - 1 - 0.83}{25} = 0.1428 \text{ Вт;}$$

$$P_{K2} = (17.4 - 12 - 1) \cdot 1 = 4.4 \text{ Вт;} \quad \mu_{T22} = \frac{\mu_{T1}\mu_{T2}}{\mu_{T1} + \mu_{T2}} = \frac{150 \cdot 600}{150 + 600} = 120;$$

$$h_{11E} = h_{11E1} + h_{11E2} h_{21E1.мін} = 300 + 83 \cdot 60 = 5.28 \text{ кОм;}$$

$$r_{i.T} = \frac{\mu_{T22} h_{11E}}{h_{21E1.мін} h_{21E2.мін}} = \frac{120 \cdot 5280}{60 \cdot 25} = 422.4 \text{ Ом.}$$

Максимальне значення напруги управління дорівнює:

$$U_{ВИХ.У} = U_H + \Delta U_H + U_{BE.нас1} + U_{BE.нас2} = 12 + 1 + 0.7 + 0.83 = 14.53 \text{ В.}$$

Проведемо розрахунок кола зворотного зв'язку. Вибираємо стабілітрон типу Д 818 Б з такими параметрами:

- мінімальна напруга стабілізації $U_{СТ.мін} = 7.65 \text{ В;}$
- максимальна напруга стабілізації $U_{СТ.макс} = 9 \text{ В;}$
- мінімальний струм стабілізації $I_{СТ.мін} = 3 \text{ мА;}$
- максимальний струм стабілізації $I_{СТ.макс} = 33 \text{ мА;}$
- диференціальний опір стабілітрона $r_{ДИФ} = 18 \text{ Ом;}$
- температурний коефіцієнт напруги $\alpha_H = -1.8 \text{ мВ/}^\circ\text{С.}$

Приймаємо $E_{ДОД} = 0.4 \cdot (U_H + \Delta U_H) = 0.4 \cdot (12 + 1) = 5.2 \text{ В,}$ тоді

$$E_{ДОД} + U_H + \Delta U_H = 5.2 + 12 + 1 = 18.2 \text{ В} > U_{ВИХ.У} = 14.53 \text{ В,}$$

а в якості VT3 вибираємо транзистор КТ 312 Б з параметрами $U_{KE3.макс} = 35 \text{ В,}$

$I_{K3.макс} = 30 \text{ мА,}$ $\alpha_{T3} = 2 \text{ мВ/}^\circ\text{С,}$ $h_{21E3.мін} = 25,$ $U_{BE.нас3} = 0.83 \text{ В,}$ $r_{E3} = 50 \text{ Ом,}$

$h_{11E3} = 1 \text{ кОм,}$ $\mu_{T3} = 1000.$

Приймаємо колекторний струм транзистора VT3 рівним $I_{K3} = 2.8 \text{ мА} > I_{B1} = I_{ВИХ.У} = 0.7 \text{ мА}$ та обчислюємо:

$$R_1 = \frac{E_{ДОД} + U_H + \Delta U_H - U_{ВИХ.У}}{I_{K3} + I_{ВИХ.У}} = \frac{18.2 + 12 + 1 - 14.53}{(2.8 + 0.7) \cdot 10^{-3}} = 4.763 \text{ кОм;}$$



$$R_3 = \frac{U_H - \Delta U_H - U_{CT.max}}{I_{CT.min} - I_{K3}} = \frac{12 - 1 - 9}{(3 - 2.8) \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ кОм.}$$

Визначимо струм бази транзистора VT3 та опори резисторів подільника напруги:

$$I_{B3} = \frac{I_{K3}}{h_{21E3.min}} = \frac{2.8}{25} = 0.112 \text{ мА}; \quad I_{ПОД} = (5 \div 20) \cdot I_{B3} = 10 \cdot I_{B3} = 10 \cdot 0.112 = 1.12 \text{ мА};$$

$$R_5 \leq \frac{U_{CT.min} + U_{BE.нас3}}{I_{ПОД} \left(1 + \frac{\Delta U_H}{U_H}\right)} = \frac{7.65 + 0.83}{1.12 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{1}{12}\right)} = 7 \text{ кОм};$$

$$R_4 \leq \frac{U_H - \Delta U_H - U_{CT.max} - U_{BE.нас3}}{U_{CT.max} + U_{BE.нас3}} \cdot R_5 = \frac{12 - 1 - 9 - 0.83}{9 + 0.83} \cdot 7000 = 833 \text{ Ом};$$

$$R_p \geq \frac{U_H}{I_{ПОД}} - R_4 - R_5 = \frac{12}{1.12 \cdot 10^{-3}} - 833 - 7000 = 2.881 \text{ кОм.}$$

Приймаємо $R_p = 4.7 \text{ кОм}$. Тоді $R_4 = 820 \text{ Ом}$, а $R_5 = 5.2 \text{ кОм}$.

Визначимо коефіцієнт передачі напруги

$$K_H = \frac{U_{CT.min}}{U_H} \cdot \frac{h_{21E3.min} R_K}{h_{11E3} + h_{21E3.min} (r_{E3} + r_{ДИФ})} = \frac{7.65}{12} \cdot \frac{25 \cdot 3874}{10^3 + 25 \cdot (50 + 18)} = 22.867,$$

де

$$R_H = \frac{U_{ВИХ.У}}{I_{ВИХ.У}} = \frac{14.53}{0.7 \cdot 10^{-3}} = 20.757 \text{ кОм}, \quad R_K = \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H} = \frac{4763 \cdot 20757}{4763 + 20757} = 3874 \text{ Ом.}$$

Для підвищення стійкості компенсаційного стабілізатора напруги вибираємо $C_{33} = 0.1 \text{ мкФ}$. Його ємнісний опір на частоті 100 Гц дорівнює

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C_{33}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 15.92 \text{ кОм.}$$

Цей опір, який утворює від'ємний зворотний зв'язок за змінним струмом, зменшує коефіцієнт передачі K_H кола зворотного зв'язку на частоті 100 Гц не більше ніж у 2 рази, тобто $K_{H\sim} \approx 11.5$.

Будемо вважати, що внутрішній опір випрямляча $r_0 = 2 \text{ Ом}$, тоді визначимо значення коефіцієнта стабілізації K_{CT} , внутрішній опір стабілізатора змінному струму r_H , амплітуду пульсацій вихідної напруги $U_{H\sim}$ та зміну напруги додаткового джерела живлення $\Delta E_{ДОД}$:

$$K_{CT} = K_H \mu_{T22} \frac{U_H}{U_{Ж}} = 22.867 \cdot 120 \cdot \frac{12}{15.82} = 2081 > 500;$$

$$r_H = \frac{r_{i.T} + r_0}{\mu_{T22} K_H} = \frac{422.4 + 2}{120 \cdot 22.867} = 0.155 \text{ Ом} < 0.7 \text{ Ом};$$

$$U_{H\sim} = \frac{U_{П\sim}}{K_{H\sim} \mu_{T22}} = \frac{0.15}{11.5 \cdot 120} = 0.11 \text{ мВ} < 3 \text{ мВ};$$



$$\Delta E_{\text{ДОД}} = \delta U_{\text{Н.ДОД}} K_{\text{Н}} = 0.05 \cdot 22.867 = 1.14 \text{ В.}$$

Визначимо температурну нестабільність вихідної напруги компенсаційного стабілізатора напруги (КСН), враховуючи, що $\alpha_{\text{Н}} = 1.8 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, $\alpha_{\text{Н.Т}} = -2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ та $\alpha_{\text{Н.П}} = -1 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$:

$$\begin{aligned} \delta U_{\text{Н.Т+}} &= \frac{U_{\text{Н}} + \Delta U_{\text{Н}}}{U_{\text{СТ.min}}} \cdot (\pm \alpha_{\text{Н}} \pm \alpha_{\text{Н.Т}} \pm \alpha_{\text{Н.П}}) \cdot (t_{\text{С.max}} - t_{\text{С.О}}) = \\ &= \frac{12+1}{7.65} \cdot (\pm 1.8 \pm 2 \pm 1) \cdot (60 - 20) = -81.6 \text{ мВ} < 120 \text{ мВ}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta U_{\text{Н.Т-}} &= \frac{U_{\text{Н}} + \Delta U_{\text{Н}}}{U_{\text{СТ.min}}} \cdot (\pm \alpha_{\text{Н}} \pm \alpha_{\text{Н.Т}} \pm \alpha_{\text{Н.П}}) \cdot (t_{\text{С.О}} - t_{\text{С.min}}) = \\ &= \frac{12+1}{7.65} \cdot (\pm 1.8 \pm 2 \pm 1) \cdot (20 + 10) = 61.2 \text{ мВ} < 120 \text{ мВ}, \end{aligned}$$

де $\alpha_{\text{Н.П}}$ – спільний температурний коефіцієнт резисторів $R_{\text{Р}}$, R_4 та R_5 подільника напруги.

Знак мінус в отриманому результаті для $\delta U_{\text{Н.Т+}}$ означає зменшення вихідної напруги при збільшенні температури.

Далі обчислимо

$$R_2 = \frac{U_{\text{Н}} - \Delta U_{\text{Н}}}{I_{\text{КБ2}}} = \frac{12 - 1}{0.04 \cdot 10^{-3}} = 275 \text{ кОм.}$$

Визначимо номінальне та мінімальне значення ККД стабілізатора:

$$\eta = \frac{U_{\text{Н}} I_{\text{Н}}}{U_{\text{Ж}} I_{\text{Н}} + P_{\text{С.У}}} = \frac{12 \cdot 0.7}{15.82 \cdot 0.7 + 0.0765} = 0.753;$$

$$\eta_{\text{min}} = \frac{(U_{\text{Н}} - \Delta U_{\text{Н}}) \cdot I_{\text{Н.max}}}{U_{\text{Ж.max}} I_{\text{Н.max}} + P_{\text{С.У}}} = \frac{(11 - 1) \cdot 1}{17.4 \cdot 1 + 0.0765} = 0.572,$$

де $P_{\text{С.У}} \approx (E_{\text{ДОД}} + U_{\text{Н}}) \cdot (I_{\text{Б1}} + I_{\text{К3}}) + U_{\text{Н}} (I_{\text{КБ2}} + I_{\text{СТ.min}} - I_{\text{К3}} + I_{\text{ПОД}}) = (5.2 + 12) \cdot 10^{-3} \times (0.7 + 2.8) + 12 \cdot (0.04 + 3 - 2.8 + 1.12) \cdot 10^{-3} = 76.5 \text{ мВт}$ – споживана потужність схеми управління.



СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Алексенко Г.А. и др. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А.Г.Алексенко, Е.А.Коломбет, Г.И.Стародуб. – М.: Радио и связь, 1985. – 256 с.
2. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. – М.: Издательство МЭИ, ПКФ “Печатное дело”, 1992. – 240 с.
3. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1975.–384 с.
4. Гершунский Б.С. Справочник по расчёту электронных схем. – К.: Выща школа, 1983. – 240 с.
5. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники. – К.: Выща школа, 1989. – 423 с.
6. Горобец А.И. и др. Справочник по конструированию радиоэлектронной аппаратуры / А.И.Горобец, А.И.Степаненко, В.М.Коронкевич. – К.: Техніка, 1985. – 312 с.
7. Горошков Б.И. Радиоэлектронные устройства: Справочник. – М.: Радио и связь, 1984. – 400 с.
8. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
9. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергия, 1980. – 248 с.
10. Достал И. Операционные усилители. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
11. Зиновьев А.Л., Филиппов Л.И. Введение в специальность радиоинженера. – М.: Высшая школа, 1983. – 176 с.
12. Источники вторичного электропитания / С.С.Букреев, В.А.Головацкий, Г.Н.Гулякович и др.; Под ред. Ю.И.Конева. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
13. Кауфман М., Сидман А. Практическое руководство по расчётам схем в электронике: Справочник. В 2–х т. Т. 1. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 368 с.
14. Кауфман М., Сидман А. Практическое руководство по расчётам схем в электронике: Справочник. В 2–х т. Т. 2. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 288 с.
15. Малюков М.И., Протопопов В.А. Применение аналоговых интегральных микросхем в вычислительных устройствах. – М.: Энергия, 1980. – 160 с.
16. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Интегральные микросхемы в радиоэлектронных устройствах. – К.: Техніка, 1985. – 208 с.



17. Назаров С.В. Транзисторные стабилизаторы напряжения. – М.: Энергия, 1980. – 96 с.
18. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
19. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
20. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Выща школа, 1985. – 400 с.
21. Сапаров В.Е., Максимов Н.А. Системы стандартов в электросвязи и радиоэлектронике. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
22. Справочник: Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Г.С.Найвельт, К.Б.Мазель, Ч.И.Хусаинов и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.
23. Справочник по интегральным микросхемам / Под ред. Б.Ф.Тарабрина. – М.: Энергия, 1980. – 584 с.
24. Справочник по основам электронной техники / Под ред. Б.С.Гершунского. – К.: Выща школа, 1979. – 392 с.
25. Техника высококачественного звуковоспроизведения / Н.Е.Сухов, С.Д.Бать, В.В.Колосов и др. – К.: Техніка, 1985. – 160 с.
26. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 112 с.
27. Функциональные устройства на микросхемах / В.З.Найдеров, А.И.Голованов, З.Ф.Юсупов и др.; Под ред. В.З.Найдерова. – М.: Радио и связь, 1985. – 200 с.
28. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. – М.: Мир, 1991. – 446 с.
29. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техніка, 1983. – 213 с.



Національний університет
водного господарства
та природокористування

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Вінницький державний технічний університет

Навчальне видання

Сергій Миколайович Павлов, Андрій Вікторович Рудик,
Олександр Миколайович Возняк

СХЕМОТЕХНІКА



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Частина 2

АНАЛОГОВА ТЕХНІКА

Навчальний посібник

Вінниця ВДТУ 2000

Редактор В.О.Дружиніна

Коректор З.В.Поліщук

Формат 29.7x42 1/4

Гарнітура Times New Roman

Друк різнографічний

Зам. № 138/24-12.

Тираж 75 прим.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно–видавничому центрі ВДТУ
м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, 9-й поверх
Тел. (0432) 44-01-59