

Міністерство освіти і науки України

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

**Кафедра комп'ютерно-інтегрованих
технологічних процесів і виробництв**

**Методичні вказівки
для самостійної роботи студентів
та виконання комплексного завдання
з дисципліни
«Аналогові електронні пристрої»**

Одеса – 2016

Воробйова О.М. Методичні вказівки для самостійної роботи студентів та виконання комплексного завдання з дисципліни «Аналогові електронні пристрої» / Воробйова О.М., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2016. – 64 с.

Методичні вказівки для самостійної роботи студентів містять матеріал, який допоможе студенту самостійно вивчити всі розділи навчальної програми з дисципліни «Аналогові електронні пристрої», перевірити свої знання, застосувати їх при виконанні комплексного завдання, підготуватися до лабораторних занять та до здачі заліку.

При вивченні змістових модулів необхідно використовувати рекомендовану літературу. В кінці кожного розділу надаються питання для самостійної перевірки знань, за допомогою відповідей на які можливо здійснити перевірку теоретичних знань, отриманих при самостійній роботі над розділами програми.

Розглянуто
на засіданні кафедри КІТП і В
і рекомендовано до друку.
Протокол № 7 від 28.01.2016 р.

Затверджено
методичною радою академії.
Протокол № 6 від 23.02.2016 р.

Вступ

Методичні вказівки для самостійної роботи студентів допоможуть вивчити всі розділи навчальної програми з дисципліни «Аналогові електронні пристрої».

При вивченні змістових модулів необхідно використовувати рекомендовану літературу. В кінці кожного розділу надаються питання для самостійної перевірки, за допомогою відповідей на які можливо здійснити перевірку теоретичних знань, отриманих при самостійній роботі над розділами програми.

Необхідно врахувати, що в кожному розділі є додаткові питання, вивчення яких допоможуть більш глибокому розумінню розглянутих питань.

Дисципліна забезпечує базову підготовку студентів, яка необхідна для вивчення спеціальних дисциплін і наступного розв'язання виробничих, проектних та дослідницьких задач відповідно до кваліфікаційної характеристики бакалаврів за напрямом підготовки: 6.050901 – Радіотехніка.

Програма навчальної дисципліни складається з таких змістових модулів:

1. Технічні показники підсилювача.
2. Зворотний зв'язок.
3. Електронні підсилювачі.
4. Пристрої на аналогових інтегральних мікросхемах.
5. Електронні генератори.

1. Мета та завдання навчальної дисципліни

Метою викладання навчальної дисципліни “Аналогові електронні пристрої” є забезпечення базової підготовки студентів, надання необхідних знань для вивчення спеціальних дисциплін та подальшого розв'язання виробничих, проектних та дослідницьких задач відповідно до кваліфікаційної характеристики бакалаврів за напрямом підготовки «Радіотехніка».

Основними завданнями вивчення дисципліни “Аналогові електронні пристрої” є: вивчення технічних показників підсилювачів та їх вимірювання, застосування зворотного зв'язку у пристроях, вивчення будови, принципів дії, параметрів та характеристик сучасних аналогових пристроїв на дискретних компонентах та на аналогових ІМС.

2. Згідно з вимогами освітньо-професійної програми студенти повинні:

знати: параметри, технічні характеристики, принципові схеми, принцип роботи аналогових електронних пристроїв, методику їх аналізу, типові інженерні рішення з їх синтезу.

вміти: раціонально обирати тип електронного приладу або мікросхеми для вирішення технічного завдання з експлуатації і проектування аналогової апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення; виконувати вимірювання параметрів і характеристик аналогових пристроїв в процесі наладки й експлуатації.

3. Склад змістових модулів та рекомендації для самостійного вивчення основних та додаткових питань.

3.1. Змістовий модуль 1. Технічні показники підсилювача.

1. Підсилювач – основна ланка аналогових електронних пристроїв. Технічні показники підсилювачів. Коефіцієнти підсилення, енергетичні показники.
2. Амплітудно-частотні, фазочастотні та перехідні характеристики.
3. Частотні і фазові спотворення, смуга пропускання, спотворення перехідної характеристики підсилювача, їх оцінка.
4. Нелінійні спотворення, їх оцінка.
5. Шумові параметри підсилювача. Амплітудна характеристика, динамічний діапазон підсилювача.

Питання для самостійної перевірки знань

1. Накресліть структурну схему підсилювача. Поясніть призначення підсилювача.
2. Наведіть формули для визначення комплексних коефіцієнтів підсилення напруги, струму, ЕРС (наскрізного), потужності.
3. Дайте поняття модуля та фази коефіцієнта підсилення.
4. Наведіть формули розрахунку коефіцієнтів підсилення у логарифмічних одиницях (децибелах).
5. Наведіть формули розрахунку коефіцієнтів підсилення у безрозмірних величинах, якщо задані значення у децибелах.
6. Дайте визначення та накресліть графіки амплітудно-частотної (АЧХ) та фазочастотної (ФЧХ) характеристик підсилювача, визначте по них частотні та фазові спотворення, смугу пропускання.
7. Назвіть причини виникнення нелінійних спотворень у підсилювачі, поясніть, як оцінюють нелінійні спотворення. Наведіть формулу розрахунку коефіцієнта гармонік.
8. Дайте визначення та накресліть графік амплітудної характеристики підсилювача. Поясніть, як визначається динамічний діапазон підсилювача.
9. Дайте визначення та накресліть графіки перехідних характеристик підсилювача для малого та великого часу. Поясніть, як оцінюють перехідні спотворення.

Додаткові питання

- Д.1. Класифікація підсилювачів.
- Д. 2. Власні завади підсилювача.
- Д. 3. Оцінка шумових властивостей підсилювача.

Рекомендована література

- 1) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 1 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. –108 с.
- 2) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб., модуль 1 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 107 с.

- 3) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб. / М.П. Савицька, М.С. Гаврилюк. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2003. – 52 с.
- 4) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ. / М.П. Савицкая, М.С. Гаврилюк. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2006. – 48 с.
- 5) Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб., модуль 1 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.
- 6) Панфилов И.П. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 372 с.
- 7) Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.

3.2. Змістовий модуль 2. Зворотний зв'язок

1. Зворотний зв'язок (ЗЗ). Основні поняття і визначення.
2. Вплив ЗЗ на параметри і характеристики підсилювача. Коефіцієнт підсилення, глибина ЗЗ, петльове підсилення. Зворотний зв'язок негативний і позитивний, глибокий зворотний зв'язок.
3. Способи введення зворотного зв'язку та його вплив на вхідний опір підсилювача.
4. Способи зняття зворотного зв'язку та його вплив на вихідний опір підсилювача.
5. АЧХ, ФЧХ, лінійні спотворення, смуга пропускання підсилювача зі зворотним зв'язком.
6. Нестабільність коефіцієнта підсилення зі зворотним зв'язком.
7. Внутрішні перешкоди, нелінійні спотворення підсилювача зі ЗЗ.
8. Стійкість підсилювача зі зворотним зв'язком, умови самозбудження: амплітуд і фаз. Критерій стійкості Найквіста. Забезпечення стійкості підсилювача.

Питання для самостійної перевірки знань

1. Дайте визначення зворотного зв'язку. Накресліть структурну схему підсилювача зі зворотним зв'язком (ЗЗ).
2. Наведіть формулу для розрахунку наскрізного коефіцієнта підсилення із ЗЗ, визначить поняття глибини ЗЗ, петльового підсилення. Поясніть, який ЗЗ називають негативним (НЗЗ) й позитивним (ПЗЗ).
3. Накресліть структурні схеми підсилювачів із послідовним та паралельним ЗЗ. Поясніть, як за цих способів введення ЗЗ змінюється вхідний опір підсилювача, якщо використовується НЗЗ або ПЗЗ.
4. Накресліть структурні схеми підсилювачів з ЗЗ за струмом та за напругою. Поясніть, як за цих способів зняття ЗЗ змінюється вихідний опір підсилювача якщо використовується НЗЗ або ПЗЗ.

5. Накресліть на одному рисунку АЧХ підсилювача без ЗЗ, з НЗЗ та ПЗЗ. Поясніть, як впливає на частотні спотворення та смугу пропускання введення НЗЗ і ПЗЗ.

6. Поясніть, як впливає на нестабільність коефіцієнта підсилення та нелінійні спотворення підсилювача НЗЗ та ПЗЗ за малих фазових зсувів у петлі зворотного зв'язку.

7. Дайте визначення стійкості підсилювача з ЗЗ, наведіть умови самозбудження: амплітуд і фаз. Сформулюйте критерій Найквіста.

8. Накресліть годографи вектора петльового підсилення стійких і нестійких за критерієм Найквіста підсилювачів. Поясніть, чому багатокаскадні підсилювачі із однією петлею ЗЗ є потенційно нестійкими.

Додаткові питання

Д.1. Поняття зворотного зв'язку: паразитний, внутрішній, зовнішній. Зворотний зв'язок місцевий і загальний.

Д. 2. Глибокий негативний зворотний зв'язок.

Рекомендована література

- 1) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 1 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 108 с.; с. 28-54.
- 2) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посібн., модуль 1 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 107 с.; с. 28-55.
- 3) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб. / М.П. Савицька, М.С. Гаврилюк. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2003. – 52 с.
- 4) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ. / М.П. Савицкая, М.С. Гаврилюк. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2006. – 48 с.
- 5) Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб., модуль 1 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.
- 6) Панфилов И.П. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 372 с.
- 7) Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.

3.3. Змістовий модуль 3. Електронні підсилювачі

1. Способи включення підсилювальних елементів за сигналом, складені транзистори, каскодні схеми. Режим роботи підсилювального елемента: *A*, *B*, *C*, *D*; їх переваги і недоліки, використання цих режимів.

2. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах, стабілізація режиму роботи (емітерна, колекторна, комбінована): принципові схеми, призначення елементів, вплив елементів схеми на коефіцієнт нестабільності, порівняльна оцінка роботи схем.

3. Кола живлення каскадів на польових транзисторах: принципові схеми, призначення елементів, стабілізація режиму. Кола живлення каскадів на електронних лампах: принципові схеми, призначення елементів, стабілізація режиму.

4. Каскади попереднього підсилення. Каскади на біполярних транзисторах: СЕ, СБ, СК. Принципові схеми, моделі каскадів для малого сигналу, порівняльний аналіз. Основні параметри та характеристики схем. Каскодні схеми.

5. Резисторні каскади на польових транзисторах: СВ, СЗ, СС. Принципові схеми, моделі каскадів, порівняльний аналіз. Резисторні каскади на електронних лампах.

6. Вихідні каскади підсилювачів. Особливості роботи й методика аналізу роботи вихідних каскадів. Однотактні та двотактні вихідні каскади: принципові схеми, параметри, ККД.

Питання для самостійної перевірки знань

1. Поясніть способи включення підсилювальних елементів за сигналом на прикладах: біполярні та польові транзистори, електронні лампи.
2. Поясніть режими роботи підсилювальних елементів: *A*, *B*, *C*, *D*. Назвіть їх переваги та недоліки, схеми застосування.
3. Накресліть принципові схеми підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах зі схемами стабілізації режиму роботи: емітерною, колекторною та комбінованою. Назвіть причини нестабільності режиму роботи транзистора, поясніть принцип роботи схем стабілізації.
4. Накресліть принципові схеми підсилювальних каскадів на польових транзисторах: із *p-n*- переходом та МОН з індукованим каналом. Поясніть призначення елементів та принцип роботи схеми.
5. Накресліть принципові схеми підсилювальних каскадів на електронних лампах: тріоді та пентоді. Поясніть призначення елементів та принцип роботи схеми.
6. Накресліть принципові та еквівалентні схеми підсилювачів на біполярних транзисторах: зі спільним емітером (СЕ), зі спільною базою (СБ), зі спільним колектором (СК), якщо в них використовується емітерна схема стабілізації режиму роботи.
7. Порівняйте та поясніть основні властивості схем СЕ, СБ, СК: коефіцієнти підсилення напруги та струму, вхідний та вихідний опори, фазовий зсув, частотні характеристики. Поясніть, де застосовують ці схеми.
8. Накресліть принципову схему резисторного каскаду з СЕ та емітерною схемою стабілізації режиму роботи. Накресліть АЧХ та ФЧХ каскаду. Поясніть призначення елементів, які елементи спричиняють спотворення АЧХ на нижніх та верхніх частотах.
9. Наведіть основні вимоги до вихідних каскадів підсилювачів. Накресліть схему однотактного трансформаторного вихідного каскаду з СЕ. Накресліть вихідні ВАХ транзистора, пряму навантаження, епюри напруги та струму. Визначте коефіцієнти підсилення, вихідну потужність, коефіцієнт корисної дії (ККД).
10. Поясніть особливості роботи двотактних каскадів у режимі *B*. Накресліть принципові схеми вихідних двотактних каскадів: трансформаторного з

СЕ та безтрансформаторного з СК (двотактного повторювача). Поясніть переваги безтрансформаторних схем, що таке комплементарна пара.

Додаткові питання

- Д.1. Складені транзистори. Каскодні схеми.
- Д.2. Кола живлення аналогових інтегральних мікросхем.
- Д.3. Кола міжкаскадного зв'язку і види підсилювальних каскадів.
- Д.4. Моделі біполярного транзистора: нелінійні та лінійні.

Рекомендована література

- 1) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 246 с.; М. 1. – С. 55-102; М. 2. – С. 9-76.
- 2) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб., модуль 1 і 2 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 244 с.; М. 1. – С. 56-103; М.2. – С. 9-76.
- 3) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб./ М.П. Савицька, М.С. Гаврилюк. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2003. – 52 с.
- 4) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ./ М.П. Савицкая, М.С. Гаврилюк. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2006. – 48 с.
- 5) Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб., модуль 1 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.
- 6) Панфилов И.П. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 372 с.
- 7) Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.

3.4. Змістовий модуль 4. Пристрої на аналогових ІМС

1. Аналогові інтегральні мікросхеми, загальні відомості, класифікація. Операційний підсилювач, структурна схема, параметри і характеристики. Диференціальні підсилювачі, генератори стабільного струму, схеми зсуву рівня.

2. Пристрої на аналогових ІМС. Інвертуючий та неінвертуючий підсилювачі, повторювач. Підсилювач потужності. Інвертуючий та неінвертуючий суматори, змішувач сигналів. Інтегратор, диференціатор. Схеми, принцип дії, параметри, розрахунок параметрів пристроїв.

3. Логарифмічні схеми. Перемножувачі, схеми на перемножувачах: модулятори, демодулятори. Схеми, принцип дії, параметри, розрахунок параметрів пристроїв.

4. Компаратори, тригер Шмітта. Схеми, принцип дії, параметри, розрахунок параметрів пристроїв.

Питання для самостійної перевірки знань

- 1. Дайте визначення ІМС.
- 2. Назвіть переваги ІМС.

3. Які ІМС називають аналоговими, які цифровими?
4. Що таке ступінь інтеграції ІМС?
5. Накресліть графічне позначення ОП.
6. Назвіть параметри та накресліть характеристики ОП.
7. Накресліть структурну схему ОП.
8. Накресліть схему диференціального підсилювача. Поясніть основні властивості каскаду, де його застосовують.
9. Накресліть схеми інвертуючого та неінвертуючого підсилювачів, повторювача напруги на ОП і поясніть, як вони працюють. Наведіть формули, за якими розраховують коефіцієнт підсилення підсилювачів.
10. Накресліть схеми суматора, інтегратора та диференціатора на ОП, Поясніть основні властивості схем.
11. Накресліть схеми логарифматора та антилогарифматора на ОП і поясніть як вони працюють.
12. Накресліть схему перемножувача на ОП. Наведіть структурні схеми модуляторів та демодуляторів на перемножувачах і поясніть як вони працюють.
13. Дайте визначення компаратора. Накресліть схеми компаратора та тригера Шмітта на ОП і поясніть як вони працюють.

Додаткові питання

- Д.1. Вимірювальний підсилювач.
- Д.2. Підсилювач потужності.
- Д.3. Змішувач сигналів.

Рекомендована література

- 1) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 2 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 146 с.; с. 78-125.
- 2) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб., модуль 1 і 2 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 142 с.; с. 76-122.
- 3) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб. / М.П. Савицька, М.С. Гаврилюк. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2003. – 52 с.
- 4) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ. / М.П. Савицкая, М.С. Гаврилюк. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2006. – 48 с.
- 5) Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб., модуль 1 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.
- 6) Панфилов И.П. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 372 с.
- 7) Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.

3.5. Змістовий модуль 5. Електронні генератори

1. Електронні генератори. Основні поняття. Узагальнена структурна схема генератора. Умови самозбудження.

2. Генератори гармонічних коливань. Генератори несинусоїдних коливань. Схеми, принцип дії, параметри.

Питання для самостійної перевірки знань

1. Накресліть структурну схему автогенератора.

2. Накресліть структурну схему автогенератора гармонічних коливань. Наведіть умови самозбудження генератора.

3. Накресліть схему LC -генератора гармонічних коливань на ОП і поясніть як вона працює.

4. Накресліть схему RC -генератора гармонічних коливань на ОП і поясніть як вона працює.

5. Накресліть схему мультівібратора на ОП і поясніть як вона працює.

Додаткові питання

Д.1. Генератор на тунельному діоді.

Рекомендована література

- 1) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 2 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 146 с.; с. – 126-142.
- 2) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб., модуль 2 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 142 с.; с. – 123-138.
- 3) Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб. / М.П. Савицька, М.С. Гаврилюк. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2003. – 52 с.
- 4) Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ. / М.П. Савицкая, М.С. Гаврилюк. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2006. – 48 с.
- 5) Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб., модуль 1 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 180 с.
- 6) Панфилов И.П. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 372 с.
- 7) Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.

Додаткова література

- 1) Малахов В.П. Схемотехника аналоговых усройств: учебник / Малахов В.П. – Одесса: АстроПринт, 2000. – 212 с.
- 2) Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: учебник [для вузов] / Войшвилло Г.В. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
- 3) Остапенко Г.С. Усилительные устройства: учеб. пособ. [для вузов] / Остапенко Г.С. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.

- 4) Булычев А.Л. Аналоговые интегральные схемы: Справочник / Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. – [2-е изд.]. – Минск: Беларусь, 1994. – 381 с.
- 5) Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы / Соклоф С.; пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с.
- 6) Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС / Фолкенберри Л.; пер. с англ. – М., 1985. – 572 с.
- 7) Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / У. Титце, К. Шенк К. – М.: Мир, 1982.
- 8) Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – Т. 1, 2. – М.: Мир, 1983.

4. Комплексне завдання

Для закріплення матеріалу, що вивчається, та набуття навичок з аналізу, синтезу й розрахунку аналогових пристроїв студент має самостійно виконати комплексне завдання з дисципліни «Аналогові електронні пристрої».

У комплексному завданні запропоновано задачі, в яких розглядаються основні розділи дисципліни.

Перелік задач комплексного завдання:

- 1) Розрахунок параметрів підсилювача з негативним зворотним зв'язком.
- 2) Розрахунок попереднього каскаду широкосмугового підсилювача на біполярному транзисторі.
- 3) Розрахунок двокаскадного підсилювача потужності низької частоти.
- 4) Розрахунок вимірювального підсилювача.
- 5) Аналогові перемножувачі. Розрахунок модулятора й демодулятора на перемножувачі.

1. Розрахунок параметрів підсилювача з негативним зворотним зв'язком

1.1. Ключові положення

Зворотним зв'язком називають зв'язок, що забезпечує передавання енергії сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне.

Задано підсилювач, охоплений петлею загального негативного зворотного зв'язку, як показано на рис. 1.1, б).

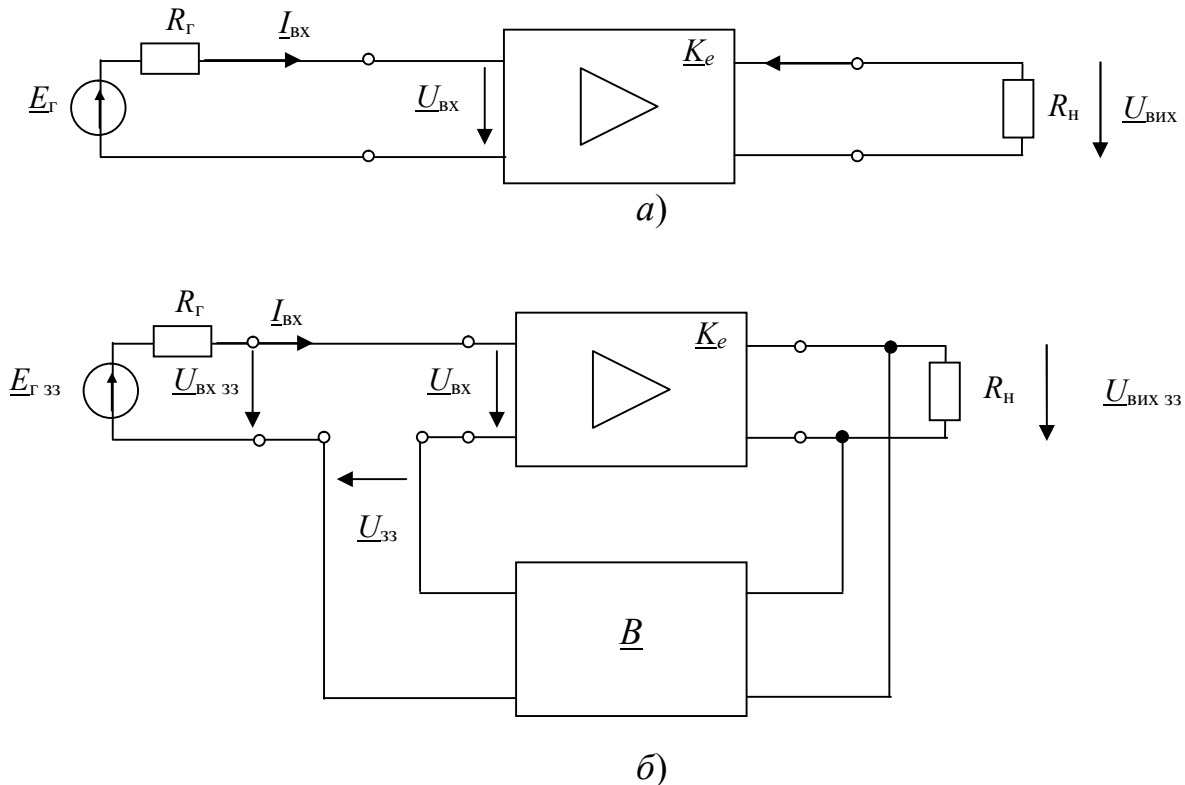


Рисунок 1.1 – Структурна схема підсилювача: а) схема підсилювача без зворотного зв'язку; б) схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполюсника B . Чотириполюсник зворотного зв'язку є зовнішнім електричним колом, що складається з пасивних або активних, лінійних або нелінійних елементів. Якщо зворотний зв'язок охоплює весь підсилювач, то зворотний зв'язок називається **загальним**; якщо зворотний зв'язок охоплює окремі каскади або частини підсилювача, називається **місцевим**. На рис. 1.1 показано структурну схему підсилювача із загальним зворотним зв'язком.

Коефіцієнт передачі чотириполюсника ЗЗ дорівнює

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{\text{ЗЗ}}}{\underline{U}_{\text{ВИХ}}} \quad (1.1)$$

Риска знизу у формулі (1.1) й далі показує, що величина є комплексною функцією.

Коефіцієнт $\underline{B}$ показує, яка частина вихідної напруги $\underline{U}_{\text{ВИХ}}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають **коефіцієнтом зворотного зв'язку**. Найчастіше в колі зворотного зв'язку використовують пасивні чотириполюсники, тому $B < 1$.

Зворотний зв'язок впливає на всі параметри й характеристики підсилювача.

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком $\underline{K}_{e33}$ визначається виразом

$$\underline{K}_{e33} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\underline{K}_e}, \quad (1.2)$$

де $\underline{K}_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\Gamma}}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку (коефіцієнт підсилення ЕРС);

$E_{\Gamma} = E_{\Gamma} e^{j\varphi_{\Gamma}}$ – комплексне значення ЕРС джерела сигналу;

$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} e^{j\varphi_{\text{вих}}}$ – комплексне значення вихідної напруги без зворотного зв'язку;

$\underline{K}_{e33} = \frac{U_{\text{вих}33}}{E_{\Gamma33}}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилю-

вача зі зворотним зв'язком.

Чотириполусники $\underline{K}_e$ й $\underline{B}$ утворюють петлю 33. Добуток $\underline{B}\underline{K}_e$ характеризує коефіцієнт передачі сигналу петлею 33, його називають *петльовим підсиленням*

$$\underline{B}\underline{K}_e = \frac{U_{33}}{E_{\Gamma}} = B \cdot K_e \cdot e^{j\varphi} = BK_e(\cos \varphi + j\sin \varphi), \quad (1.3)$$

де $\varphi = \varphi_e + \varphi_{\text{в}}$ – зміщення фаз у петлі 33.

З виразу (1.2) знайдемо модуль коефіцієнта підсилення підсилювача зі 33

$$\underline{K}_{e33} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e|} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (1.4)$$

величину

$$\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| \quad (1.5)$$

називають *глибиною 33*.

З виразу (1.4) випливає, що при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення підсилювача зі 33 змінюється у γ разів.

Зворотний зв'язок називають **негативним**, якщо при введенні 33 коефіцієнт підсилення **зменшується**, тобто $K_{e33} < K_e$. Зворотний зв'язок називають **позитивним**, якщо при введенні 33 коефіцієнт підсилення **збільшується**, тобто $K_{e33} > K_e$. Якщо коефіцієнт підсилення при введенні 33 **не змінюється** ($K_{e33} = K_e$, $\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| = 1$), такий зв'язок називають **нейтральним**.

Як впливає з формули (1.5), величина γ залежить від знака петльового підсилення $\underline{B}\underline{K}_e$, знак у свою чергу визначається зміщенням фаз у петлі 33 $\varphi = \varphi_e + \varphi_{\text{в}}$. Вид 33 може змінюватися залежно від значень величин φ_e й $\varphi_{\text{в}}$. Значення зміщень фаз φ_e й $\varphi_{\text{в}}$ змінюються при зміні частоти, тому вид 33 (негативний чи позитивний) визначається в області середніх частот підсилюваного діапазону на частоті f_0 :

1) Якщо $\varphi = \pi$, то BK_e – негативна дійсна величина (згідно з формулою 1.3), $\gamma = 1 + BK_e$ (згідно з формулою 1.5), глибина ЗЗ більша одиниці, $K_{e_{ЗЗ}} < K_e$, отже, зв'язок **негативний**.

2) Якщо $\varphi = 0$, то BK_e – позитивна дійсна величина, а $\gamma = 1 - BK_e$, глибина ЗЗ менша одиниці $K_{e_{ЗЗ}} > K_e$, отже, зв'язок **позитивний**.

Іншими словами, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **протифазі з вхідним сигналом** (з інверсією, $\varphi = \pi$), то такий зв'язок – **негативний** (НЗЗ). Якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **фазі з вхідним сигналом** ($\varphi = 0$), то такий зв'язок – **позитивний** (ПЗЗ).

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) $\gamma \gg 1$, то такий НЗЗ називають *глибоким*, для нього

$$K_{e_{ЗЗ}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}, \quad (1.6)$$

тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з глибоким НЗЗ визначається лише параметрами кола ЗЗ.

У багатокаскадних підсилювачах фазові зміщення φ_e можуть призвести до того, що у смузі пропускання та за її границями зв'язок стане позитивним.

У підсилювальних пристроях для покращення якісних показників й характеристик використовується негативний ЗЗ:

1) НЗЗ зменшує частотні й фазові спотворення, розширює смугу пропускання за малих фазових зміщень у петлі ЗЗ φ .

2) НЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік.

3) НЗЗ зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення.

4) НЗЗ змінює вхідний та вихідний опір залежно від способу введення та зняття сигналу НЗЗ. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір, паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір. НЗЗ за струмом збільшує вихідний опір, НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір.

Позитивний ЗЗ має протилежний вплив на параметри й характеристики підсилювача, тобто їх погіршує. ПЗЗ використовується у спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополіусників з еквівалентним негативним опором або еквівалентною негативною провідністю, а також у схемах автогенераторів.

Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Негативний зворотний зв'язок широко використовується в підсилювачах для поліпшення його параметрів і характеристик. Проте ЗЗ, що здійснюється у середині робочого діапазону частот як негативний, може перейти в позитивний на краях смуги пропускання або за її межами через фазові спотворення, що вносяться підсилювачем та петлею ЗЗ. У цьому випадку можуть виникнути умови, за яких на виході підсилювача з'явиться напруга за відсутності напруги на вході. Виникнення власних коливань у підсилювачі називається *самозбудженням* або *генерацією*.

Проаналізуємо формулу (1.4)

$$K_{e_{33}} = \frac{K_e}{|1 - BK_e|}.$$

Якщо коефіцієнт петльового підсилення буде дорівнювати одиниці

$$|1 - BK_e| = 0, \quad (1.7)$$

то знаменник виразу (1.4) буде дорівнювати нулю, а коефіцієнт підсилення підсилувача зі ЗЗ збільшується до нескінченності. Умова (1.7) є умовою самозбудження підсилувача зі ЗЗ. З умови (1.7) випливають дві умови *самозбудження*: для модуля й фази петльового підсилення:

1) умова амплітуд

$$BK_e = 1; \quad (1.8)$$

2) умова фаз

$$\varphi = 0; \quad 2\pi, \dots, n \cdot 2\pi; \quad (n = 0, 1, \dots). \quad (1.9)$$

Умова фаз означає, що для самозбудження підсилувача зворотний зв'язок має бути *позитивним*.

При виконанні на будь-якій частоті умов (1.8) та (1.9) у підсилувачі виникнуть коливання, що не залежать від наявності сигналу на його вході. Поява цих коливань зумовлена тим, що енергія з виходу, що надходить колами ЗЗ на вхід, компенсує втрати сигналу у колах підсилувача. У цьому випадку в підсилувачі встановлюються стаціонарні автоколивання за будь-якої, навіть дуже малої дії (наприклад, від флуктуацій теплового шуму джерела сигналу, шумів підсилувальних елементів, флуктуацій напруги джерела живлення тощо). Власні коливання у підсилувачі або надто спотворюють корисний сигнал, або значно погіршують технічні показники підсилувача, або (найбільш часто) просто подавляють корисний сигнал. Тому виникнення генерації (автоколивань) у підсилувачі неприпустиме. Забезпечення стійкості підсилувача є однією з важливих задач при розробці та експлуатації підсилувачів зі зворотним зв'язком.

Для зменшення фазових зсувів та *забезпечення стійкості багатокаскадних підсилувачів* у петлі загального негативного зворотного зв'язку використовують *місцеві негативні зворотні зв'язки*, які охоплюють один або два каскади.

Використовують також *кола корекції*, які *забезпечують стійкість багатокаскадного підсилувача* при введенні загального негативного зворотного зв'язку.

При розрахунку параметрів підсилувача з негативним зворотним зв'язком *будемо вважати, що фазові зміщення у петлі зворотного зв'язку незначні*. У цьому випадку у широкій смузі частот зворотний зв'язок буде негативним.

Негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) зменшує наскрізний коефіцієнт підсилення підсилувача, який дорівнює

$$K_{e_{33}} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (1.10)$$

де $K_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{г}}}$ – наскрізний коефіцієнт підсилення підсилувача без зворотного зв'язку;

$$K_{e\ 33} = \frac{U_{\text{вих}\ 33}}{E_{\Gamma\ 33}} - \text{наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним}$$

зв'язком;

$$\gamma = 1 + B_0 K_e - \text{глибина негативного ЗЗ}; \quad (1.11)$$

$$B_0 = \frac{U_{33}}{U_{\text{вих}}} - \text{коефіцієнт передачі чотиріполюсника зворотного зв'язку.}$$

У загальному випадку всі зазначені величини є комплексними. Так як розрахунок виконується у смузі пропускання, де фазові зсуви незначні, розглядаємо їхні модулі. Для спрощення розрахунків будемо розглядати частотно незалежний зворотний зв'язок, для якого $B = B_0 = \text{const}$.

Як впливає з формули (1.11), глибина НЗЗ $\gamma > 1$, а коефіцієнт підсилення підсилювача при введенні НЗЗ зменшується $K_{e\ 33} < K_e$ (формула 1.10).

З формули (1.11) також впливає, що значення глибини НЗЗ γ залежить від значення коефіцієнта підсилення K_e : при зменшенні K_e значення γ також зменшується

$$K_{e\ 33} = \frac{K_e}{1 + B_0 K_e}. \quad (1.12)$$

У загальному випадку $\underline{K}_e = K_e \cdot e^{j\varphi_e}$ – комплексна величина, модуль й фаза якої залежить від частоти сигналу. Тому при введенні у підсилювач негативно-го зворотного зв'язку змінюються АЧХ і ФЧХ підсилювача, отже, змінюються частотні та фазові спотворення, як показано на рис. 1.2.

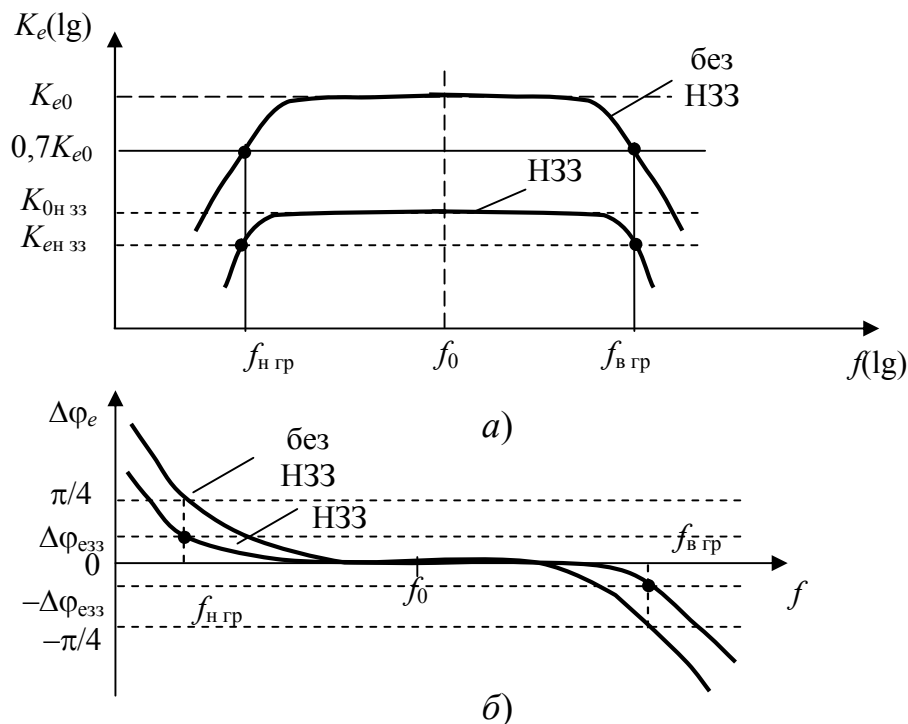


Рисунок 1.2 – АЧХ й ФЧХ пісилювача без зворотного зв'язку та з негативним зворотним зв'язком (НЗЗ)

Коефіцієнт частотних спотворень підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює

$$M_e = \frac{K_{e0}}{K_e(f)}, \quad (1.13)$$

де K_{e0} – коефіцієнт підсилення підсилювача на середній частоті підсилюваного діапазону f_0 ;

$K_e(f)$ – коефіцієнт підсилення підсилювача на розглядуваній частоті.

На рис. 1.2 діапазон частот підсилювача без ЗЗ заданий граничними частотами $f_{н\text{ гр}} \dots f_{в\text{ гр}}$, які визначаються на рівні $0,707 K_{e0}$.

Аналогічно розраховується коефіцієнт частотних спотворень підсилювача зі зворотним зв'язком

$$M_{e\text{ зз}} = \frac{K_{e0\text{ зз}}}{K_{e\text{ зз}}(f)}. \quad (1.14)$$

Як випливає з рис. 1.2,а за негативного зворотного зв'язку коефіцієнт частотних спотворень зменшується.

Фазові спотворення підсилювача з негативним зворотним зв'язком можна розрахувати за наступною формулою

$$\varphi_{e\text{ зз}} = \frac{\varphi_e}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (1.15)$$

Отже, за негативного зворотного зв'язку фазові спотворення підсилювача зменшуються в глибину НЗЗ, що також видно з рис. 1.2,б.

Нелінійні спотворення підсилювача при введенні негативного зворотного зв'язку зменшуються. Коефіцієнт гармонік підсилювача з НЗЗ дорівнює

$$k_{г\text{ зз}} = \frac{k_{г}}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (1.16)$$

Тому що значення глибини НЗЗ $\gamma_0 = 1 + B_0 K_{e0}$ залежить від значення коефіцієнта підсилення K_{e0} , то при зміні K_{e0} (його нестабільності) нестабільність коефіцієнта підсилення зі зв'язком зменшується.

Коефіцієнт нестабільності можна визначити як відносну зміну коефіцієнта підсилення. Тоді коефіцієнт нестабільності коефіцієнта підсилення без зворотного зв'язку дорівнює

$$q = \frac{\Delta K_{e0}}{K_{e0}}, \quad (1.17)$$

де $\Delta K_{e0} = K_{e01} - K_{e0}$ – абсолютна зміна коефіцієнта підсилення;

K_{e0} – номінальне (задане) значення коефіцієнта підсилення.

Коефіцієнт нестабільності підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$q_{зз} = \frac{q}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (1.18)$$

Усі наведені формули справедливі за малих фазових зміщень у петлі зворотного зв'язку.

За способом уведення сигналу зворотного зв'язку розрізняють наступні види: а) послідовний зворотний зв'язок; б) паралельний зворотний зв'язок; в) змішаний за входом зворотний зв'язок.

За способом зняття сигналу зворотний зв'язок розрізняють наступні види: а) зворотний зв'язок за напругою; б) зворотний зв'язок за струмом; в) змішаний за виходом зворотний зв'язок.

На рис. 1.1,б показана структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою. На рис. 1.3 надано структурну схему підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом. Для паралельного зворотного зв'язку напруга зворотного зв'язку дорівнює

$$\underline{U}_{33} = \underline{I}_{33} R_{\Gamma}. \quad (1.19)$$

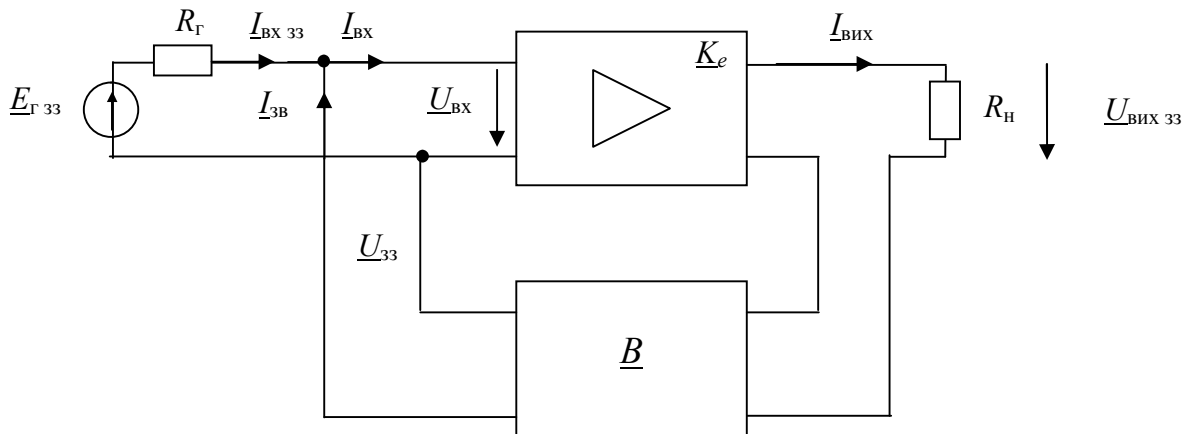


Рисунок 1.3 – Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом

Послідовний негативний зворотний зв'язок має максимальну глибину за низькоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} = 0$), тобто працює найбільш ефективно; та не працює ($\gamma = 1$) за високоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} \rightarrow \infty$).

Паралельний негативний зворотний зв'язок має максимальну глибину за високоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} \rightarrow \infty$), тобто працює найбільш ефективно; та не працює ($\gamma = 1$) за низькоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} = 0$).

Спосіб уведення сигналу зворотного зв'язку впливає на вхідний опір підсилювача.

Послідовний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір, який дорівнює

$$R_{\text{ВХ 33 посл}} = R_{\text{ВХ}}(1 + B_0 K_{u0}), \quad (1.20)$$

де $R_{\text{ВХ}}$ – вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку;

$K_{u0} = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ – коефіцієнт підсилення напруги підсилювача без зворотного зв'язку.

Якщо задано значення наскрізного коефіцієнта підсилення K_{e0} , то коефіцієнт підсилення напруги K_{u0} розраховується за формулою

$$K_{u0} = \frac{K_{e0}}{K_{\text{ВХ}}}, \quad (1.21)$$

де

$$K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}} - \quad (1.22)$$

коефіцієнт передачі напруги вхідного кола підсилювача.

Паралельний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідну провідність підсилювача, тобто зменшує вхідний опір.

Вхідний опір підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$R_{\text{вх зз пар}} = R_{\text{вх}} \cdot \frac{1}{1 + B_0 K_{e0} \left(1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{г}}} \right)}. \quad (1.23)$$

Вхідна провідність підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$Y_{\text{вх зз пар}} = \frac{1}{R_{\text{вх зз пар}}}. \quad (1.24)$$

Спосіб зняття сигналу зворотного зв'язку впливає на вихідний опір підсилювача. Згідно з визначенням вихідний опір підсилювача визначається за формулою

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих хх}}}{I_{\text{вих кз}}}, \quad (1.25)$$

де $U_{\text{вих хх}}$ – вихідна напруга підсилювача в режимі холостого ходу ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$ для сигналу);

$I_{\text{вих кз}}$ – вихідний струм підсилювача в режимі короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$ для сигналу).

За цих обчислень або вимірювань режими схеми за постійним струмом не повинні змінитися.

Аналогічно розраховується вихідний опір підсилювача зі зворотним зв'язком

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих зз хх}}}{I_{\text{вих зз кз}}}. \quad (1.26)$$

Після перетворення формули (1.26) отримаємо вираз (1.27):

$$R_{\text{вих зз}} = R_{\text{вих}} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}, \quad (1.27)$$

де $\gamma(0)$ – глибина негативного зворотного зв'язку в режимі короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$);

$\gamma(\infty)$ – глибина негативного зворотного зв'язку в режимі холостого ходу ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$).

З аналізу формули (1.27) випливає, що

– *негативний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний опір підсилювача: $R_{\text{вих зз}} < R_{\text{вих}}$, тому що $\gamma(0) = 1$, $\gamma(\infty) > 1$;*

– *негативний зворотний зв'язок за струмом збільшує вихідний опір підсилювача: $R_{\text{вих зз}} > R_{\text{вих}}$, тому що $\gamma(0) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$.*

Змішаний за входом негативний зворотний зв'язок дозволяє як збільшити, так і зменшити вхідний опір підсилювача порівняно з вихідним значенням. Тому його використовують у тому випадку, якщо необхідно забезпечити режим узгодження з джерелом сигналу.

Змішаний за виходом негативний зворотний зв'язок дозволяє як збільшити, так і зменшити вихідний опір підсилювача порівняно з вихідним значенням. Тому його використовують у тому випадку, якщо необхідно забезпечити режим узгодження з навантаженням.

Режим узгодження за входом та виходом підсилювача важливий при роботі з кабельними лініями передачі для отримання максимального ККД.

1.2. Завдання для розрахунку

1) Накресліть структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв'язком: рис. 1.1,б й 1.3.

2) Розрахуйте коефіцієнти підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на середній частоті f_0 та на граничних частотах $f_{н\ гр}$ і $f_{в\ гр}$: $K_{e0\ зз}$, $K_{ен\ зз} = K_{ев\ зз}$.

3) Накресліть за трьома точками: для частот f_0 , $f_{н\ гр}$ і $f_{в\ гр}$ АЧХ підсилювача без ЗЗ й зі НЗЗ (рис. 1.2,а), зазначивши на рисунку отримані значення K_{e0} , $0,707K_{e0}$, $K_{e0\ зз}$, $K_{ен\ зз} = K_{ев\ зз}$. Графік АЧХ слід накреслити у логарифмічному масштабі по осі K_e , по осі f – умовно.

4) Розрахуйте частотні спотворення підсилювача без зворотного зв'язку M_e та з негативним зворотним зв'язком $M_{e\ зз}$ на граничних частотах $f_{н\ гр}$ і $f_{в\ гр}$.

5) Розрахуйте фазові спотворення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на граничних частотах $f_{н\ гр}$ і $f_{в\ гр}$. Накресліть ФЧХ підсилювача без ЗЗ й з НЗЗ (рис. 1.2,б), зазначивши значення $\Delta\phi_e$ і $\Delta\phi_{e\ зз}$.

6) Розрахуйте коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком $k_{Г\ зз}$.

7) Розрахуйте коефіцієнт нестабільності підсилювача без зворотного зв'язку q та з негативним зворотним зв'язком $q_{зз}$.

8) Розрахуйте вхідний опір підсилювача з послідовним негативним зворотним зв'язком (рис. 1.1,а) та паралельним негативним зворотним зв'язком (рис. 1.3).

9) Складіть табл. 1.1, у якій зазначте значення параметрів підсилювачів без зворотного зв'язку та з негативним зворотним зв'язком.

Таблиця 1.1 – Параметри підсилювача

Параметр	K_{e0}	M_e	$\Delta\phi_e$, рад	$k_{Г}$, %	q	$R_{вх}$	
Значення без ЗЗ							
Параметр	$K_{e0\ зз}$	$M_{e\ зз}$	$\Delta\phi_{e\ зз}$, рад	$k_{Г\ зз}$, %	$q_{зз}$	$R_{вх\ зз\ посл}$	$R_{вх\ зз\ пар}$
Значення з НЗЗ							

10) Зробіть висновки про те, як змінилися спотворення підсилювача після уведення негативного зворотного зв'язку: частотні й фазові, нелінійні, нестабільність коефіцієнта підсилення, а також вхідний опір підсилювача з послідовним та паралельним зворотним зв'язком.

1.3. Вихідні дані

1) Коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку на частоті f_0 дорівнює

$$K_{e0} = 100 \left(1 + \frac{N}{3} \right), \quad (1.28)$$

де N – остання цифра; M – передостання цифра номера залікової книжки.

Варіант MN – останні дві цифри номера залікової книжки, виключаючи рік вступу до академії, якщо він зазначений.

2) Коефіцієнт передачі чотириполосника зворотного зв'язку B_0 не залежить від частоти і дорівнює

$$B_0 = 0,05. \quad (1.29)$$

3) Фазові спотворення підсилювача без зворотного зв'язку на граничних частотах дорівнюють

$$\Delta\varphi_e = \pm \frac{\pi}{4}. \quad (1.30)$$

4) Коефіцієнт гармонік підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює

$$k_r = \left(5 + \frac{M}{3} \right) \%. \quad (1.31)$$

5) Коефіцієнт підсилення підсилювача на частоті f_0 збільшується у A разів порівняно із заданим номінальним значенням K_{e0} , тобто

$$K_{e01} = A K_{e0}, \text{ де } A = 2 + \frac{N}{5}. \quad (1.32)$$

6) Вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку

$$R_{вх} = \left(0,6 + \frac{N}{5} \right) \text{ кОм.}$$

7) Опір джерела сигналу

$$R_r = \left(1 + \frac{M}{4} \right) \text{ кОм.}$$

1.4. Виконання розрахунку

1) Структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв'язком показано на рис. 1.1,б й 1.3.

2) Розраховуємо коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на середній частоті f_0

$$K_{e0\text{ зз}} = \frac{K_{e0}}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (1.33)$$

3) Розраховуємо коефіцієнти підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на граничних частотах $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$.

$$K_{\text{ен } 33} = K_{\text{ев } 33} = \frac{K_{\text{ен}}}{1 + B_0 K_{\text{ен}}}, \quad (1.34)$$

де $K_{\text{ен}} = K_{\text{ев}} = 0,707K_{\text{е0}}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача на граничних частотах без зворотного зв'язку. (1.35)

4) Креслимо АЧХ підсилювача (рис. 1.2,а), на ньому зазначаємо: $K_{\text{е0}}$; $K_{\text{ен}} = K_{\text{ев}}$; $K_{\text{е0 } 33}$; $K_{\text{ен } 33} = K_{\text{ев } 33}$.

5) Розраховуємо частотні спотворення підсилювача:

а) без зворотного зв'язку

$$M_{\text{ен}} = M_{\text{ев}} = \frac{K_{\text{е0}}}{K_{\text{ен}}} = \frac{K_{\text{е0}}}{K_{\text{ев}}}; \quad (1.36)$$

б) з негативним зворотним зв'язком

$$M_{\text{ен } 33} = M_{\text{ев } 33} = \frac{K_{\text{е0 } 33}}{K_{\text{ен } 33}} = \frac{K_{\text{е0 } 33}}{K_{\text{ев } 33}}. \quad (1.37)$$

6) Визначаємо, у скільки разів зменшились частотні спотворення підсилювача на граничних частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$, при введенні негативного зворотного зв'язку порівняно з ідеальним підсилювачем

$$k_1 = \frac{M_{\text{ен}} - 1}{M_{\text{ен } 33} - 1} = \frac{M_{\text{ев}} - 1}{M_{\text{ев } 33} - 1}. \quad (1.38)$$

Отримане значення k_1 порівнюємо зі значенням глибини НЗЗ на середній частоті

$$\gamma_0 = 1 + B_0 K_{\text{е0}}. \quad (1.39)$$

7) Знаходимо фазові спотворення підсилювача на граничних частотах з негативним зворотним зв'язком

$$\Delta\varphi_{\text{е } 33} = \frac{\Delta\varphi_{\text{е}}}{1 + B_0 K_{\text{е0}}}, \quad (1.40)$$

де $\Delta\varphi_{\text{ен}} = +\frac{\pi}{4}$; $\Delta\varphi_{\text{ев}} = -\frac{\pi}{4}$ – фазові спотворення підсилювача на граничних частотах без зворотного зв'язку.

8) Креслимо ФЧХ підсилювача (рис. 1.2,б), на ньому зазначаємо значення $\Delta\varphi_{\text{е}}$ і $\Delta\varphi_{\text{е } 33}$ на граничних частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$.

9) Розраховуємо коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$k_{\text{Г } 33} = \frac{k_{\text{Г}}}{1 + B_0 K_{\text{е0}}}. \quad (1.41)$$

10) Розраховуємо коефіцієнт нестабільності підсилювача q без зворотного зв'язку

$$q = \frac{\Delta K_{\text{е0}}}{K_{\text{е0}}} = \frac{K_{\text{е01}} - K_{\text{е0}}}{K_{\text{е0}}}. \quad (1.42)$$

11) Розраховуємо коефіцієнт нестабільності підсилювача з негативним зворотним зв'язком q_{33}

$$q_{зз} = \frac{q}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (1.43)$$

12) Розраховуємо вхідний опір підсилювача з послідовним негативним зворотним зв'язком

$$R_{\text{вх зз посл}} = R_{\text{вх}}(1 + B_0 K_{u0}), \quad (1.44)$$

$$K_{u0} = \frac{K_{e0}}{K_{\text{вх}}}, K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}.$$

13) Розраховуємо вхідний опір підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком

$$R_{\text{вх зз пар}} = R_{\text{вх}} \cdot \frac{1}{1 + B_0 K_{e0} \left(1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma}} \right)}. \quad (1.45)$$

14) Отримані значення заносимо до табл. 1.1.

Висновки:

- 1) Негативний зворотний зв'язок зменшує частотні спотворення підсилювача на частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$ приблизно в глибину зворотного зв'язку γ_0 .
- 2) Негативний зворотний зв'язок зменшує фазові спотворення підсилювача на частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$ в глибину зворотного зв'язку γ_0 .
- 3) Негативний зворотний зв'язок зменшує нелінійні спотворення підсилювача в глибину зворотного зв'язку γ_0 .
- 4) Негативний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт нестабільності підсилювача в глибину зворотного зв'язку γ_0 .
- 5) Послідовний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача.
- 6) Паралельний зворотний зв'язок зменшує вхідний опір підсилювача.

2. Розрахунок попереднього каскаду широкосмугового підсилювача на біполярному транзисторі

2.1. Ключові положення

При розрахунку попереднього каскаду підсилення будемо вважати, що амплітуда сигналу порівняно з постійною складовою є мала, тобто для амплітуд струмів і напруг виконуються наступні нерівності: $I_{б\ m} \ll I_{б0}$, $U_{б\epsilon\ m} \ll U_{б\epsilon0}$, $I_{к\ m} \ll I_{к0}$, $U_{к\epsilon\ m} \ll U_{к\epsilon0}$.

При виконанні цих нерівностей можна вважати, що підсилювальний каскад для сигналу є лінійним пристроєм. У цьому випадку для аналізу схеми за змінним струмом (для сигналу) можна використати лінійну модель біполярного транзистора (БТ), яку показано на рис. 2.1.

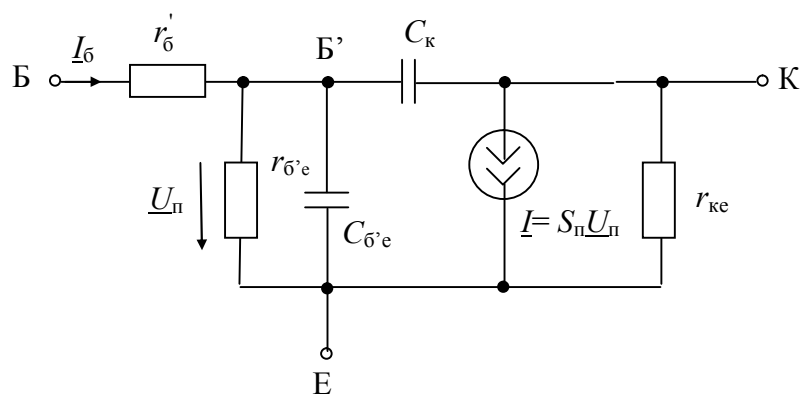


Рисунок 2.1 – П-подібна модель біполярного транзистора

У моделі використано наступні позначення:

$$r_{б'\epsilon} = r_e(1 + h_{21e});$$

$$r_{к\epsilon} = \frac{r_k}{1 + h_{21e}};$$

$$S_{\pi} = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\pi}} = \frac{h_{21б}}{r_e} = \frac{h_{21e}}{(1 + h_{21e})r_e},$$

де $r_e = \frac{0,034}{I_{к0}}$ – диференціальний опір емітерного переходу для кремнієвого БТ;

$r_k \approx 1$ МОм – диференціальний опір колекторного переходу;

S_{π} – крутість транзистора;

$r'_б = \frac{\tau_k}{C_k}$ – омичний опір тіла бази;

τ_k – постійна часу кола зворотного зв'язку, значення якої надано у довіднику (табл. 2.2);

C_k – ємність колекторного переходу, значення якої надано у довіднику (табл. 2.2);

$C_{б'\epsilon} = \frac{1}{2\pi f_{гр} r_e}$ – дифузійна ємність емітерного переходу;

$f_{гр}$ – гранична частота транзистора, на якій $|h_{21e}| = 1$, значення якої надано у довіднику (табл. 2.2).

Використовуючи принцип суперпозиції (накладення) для лінійної схеми, можна розглянути окремо протікання постійних струмів від джерела живлення E_k та змінних струмів від джерела вхідного сигналу E_r . Джерело вхідного сигналу E_r керує струмами та напругами біполярного транзистора. Тому необхідно враховувати фазові зміщення у базовому та колекторному колах, це відображено у моделі транзистора.

2.2. Завдання для розрахунку

- 1) Накресліть принципову схему розрахованого каскаду підсилення та призначення елементів.
- 2) Накресліть загальну еквівалентну схему каскаду.
- 3) Розрахуйте опір резисторів схеми, які визначають режим транзистора за постійним струмом.
- 4) Розрахуйте коефіцієнти підсилення каскаду в області середніх частот: напруги K_{u0} , струму K_{i0} , потужності K_{p0} .
- 5) Розрахуйте вхідний опір каскаду $R_{вх}$ та наскрізний коефіцієнт підсилення (коефіцієнт підсилення ЕРС) K_{e0} .
- 6) Розрахуйте верхню граничну частоту каскаду $f_{в гр}$.
- 7) Зазначте, інвертує чи не інвертує каскад вхідний сигнал.

2.3. Вихідні дані

- 1) Схема попереднього каскаду обирається за останньою цифрою N номера залікової книжки, як показано у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Варіанти схеми

N – остання цифра номера залікової книжки	Схема каскаду
$N = 0, 1, 2, 3$	Резисторний каскад з СЕ та емітерною схемою стабілізації (рис. 2.2)
$N = 4, 5, 6$	Резисторний каскад з СБ та емітерною схемою стабілізації (рис. 2.4)
$N = 7, 8, 9$	Резисторний каскад з СК та емітерною схемою стабілізації (рис. 2.6)

- 2) Тип біполярного транзистора обирається за табл. 2.2, де номер N відповідає значенню останньої цифри номера залікової книжки. Параметри транзисторів надано в табл. 2.2 [2, 3, 4].

- 3) Напруга живлення дорівнює

$$E_k = \left(12 + \frac{N}{4}\right) \text{ В.}$$

Таблиця 2.2 – Параметри високочастотних біполярних транзисторів

N	Транзистор	Тип	h_{21e}	$f_{гр}$, МГц	τ_k , пс	C_k , пФ	$U_{ке\ max}$, В	$I_{к\ max}$, мА	$P_{к\ max}$, мВт
0	КТ363Б	$p-n-p$	40...120	1500	50	2	15	30	15
1	КТ325Б	$n-p-n$	70...120	800	125	2,5	15	60	225
2	2Т368А	$n-p-n$	50...300	900	15	1,7	15	30	225
3	КТ355А	$n-p-n$	80...3000	1500	60	2	15	30	225
4	КТ375Б	$n-p-n$	50...280	250	300	5	30	100	200
5	КТ326Б	$p-n-p$	45...160	250	450	5	15	50	250
6	КТ373А	$n-p-n$	100...250	300	200	8	30	50	150
7	2Т316Б	$n-p-n$	40...120	600	150	3	10	30	150
8	2Т3108А	$p-n-p$	50...150	250	250	5	60	200	300
9	КТ2102	$n-p-n$	100...250	300	100	6	50	100	250

4) Постійна напруга колектор – емітер у робочій точці, каскад працює в режимі A , $U_{ке0} = \left(4 + \frac{N}{3}\right) \text{ В}$.

5) Постійний струм колектора у робочій точці $I_{к0} = \left(1 + \frac{M}{3}\right) \text{ мА}$, де M – передостання цифра номера залікової книжки.

6) Напруга зміщення база–емітер у робочій точці $U_{бе0} = 0,7 \text{ В}$.

7) Опір джерела сигналу $R_{\Gamma} = 500 \text{ Ом}$.

8) Опір навантаження $R_{\text{н}} = 1000 \text{ Ом}$.

Параметри розрахованих каскадів на біполярних транзисторах для області середніх частот надано в табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Параметри каскадів на біполярних транзисторах для області середніх частот

Сх. \ Пар.	K_{u0}	K_{i0}	$R_{\text{вх}}$	$R_{\text{вих}}$	φ_{e0}
СЕ	$h_{21e} \frac{R_{\text{н}\sim}}{h_{11e}}$	h_{21e}	$h_{11e} = r_{б'} + r_e(1 + h_{21e})$	$\frac{r_{\text{к}}}{1 + h_{21e}}$	π
СБ	$h_{21e} \frac{R_{\text{н}\sim}}{h_{11e}}$	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$r_{\text{к}}$	0
СК	$\frac{R_{\text{н}\sim}}{\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} + R_{\text{н}\sim}}$	$1 + h_{21e}$	$h_{11e} + R_{\text{н}\sim}(1 + h_{21e})$	$\frac{R_{\Gamma} + h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	0

2.4. Розрахунок резисторного каскаду зі спільним емітером

Принципову схему резисторного каскаду зі спільним емітером (СЕ) та емітерною стабілізацією режиму транзистора показано на рис. 2.2.

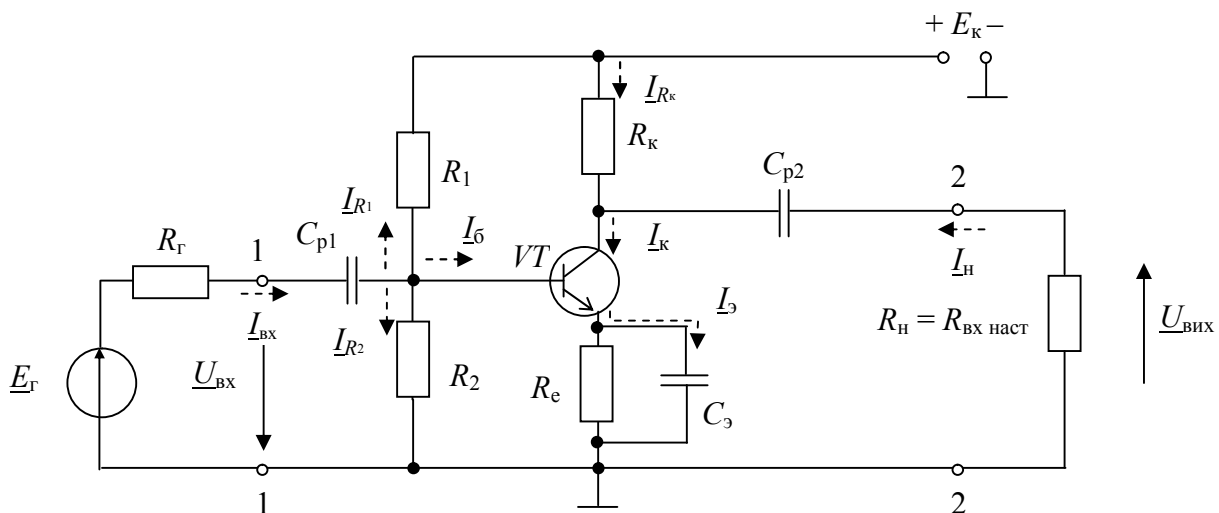


Рисунок 2.2 – Резисторний каскад зі спільним емітером та емітерною схемою стабілізації

Шляхи протікання змінних струмів на рис. 2.2 показано пунктирними лініями. **Каскад з СЕ інвертує вхідний сигнал.**

Коротко охарактеризуємо призначення елементів каскаду. Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги E_k , який подає напругу зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_k подає напругу живлення на колектор транзистора VT й сумісно з опором навантаження R_n створює опір навантаження каскаду для змінного струму

$$R_{n\sim} = \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n}. \quad (2.1)$$

Резистор R_e є елементом емітерної стабілізації, на якому створюється негативний зворотний зв'язок для прирощення постійних складових (за постійним струмом). На цьому ж резисторі створюється негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) за змінним струмом (за сигналом), послідовний за струмом. Щоб НЗЗ за сигналом не зменшував коефіцієнт підсилення каскаду, якщо цей НЗЗ не потрібний, резистор R_e шунтують значною ємністю C_e . Ємність C_e підключена паралельно резистору R_e і повинна шунтувати його навіть на низькій частоті підсилюваного діапазону f_n .

C_{p1} і C_{p2} – розділювальні конденсатори, вони розділяють розглядуваний каскад, джерело сигналу та навантаження за постійним струмом. Тобто ці конденсатори не пропускають постійні складові струмів, але повинні пропускати без втрат усі частоти підсилюваного діапазону та навіть найнижчу частоту f_n . Тому ємності C_{p1} і C_{p2} обирають також великих значень. Тому що ємності C_e , C_{p1} й C_{p2} вносять лінійні спотворення, то їх значення необхідно розраховувати за припустимими лінійними (частотними, фазовими або перехідними) спотвореннями на найнижчій частоті підсилюваного діапазону f_n .

Для постійних складових струмів та напруг складаємо рівняння для контурів протікання струмів за другим законом Кірхгофа:

– для колекторного струму

$$I_{k0} \cdot R_k + U_{ке0} + (I_{k0} + I_{б0}) \cdot R_e = E_k; \quad (2.2)$$

– для базового струму

$$(I_{п} + I_{б0}) \cdot R_1 + U_{бе0} + (I_{к0} + I_{б0}) \cdot R_e = E_k; \quad (2.3)$$

– для струму подільника

$$(I_{п} + I_{б0}) \cdot R_1 + I_{п} R_2 = E_k. \quad (2.4)$$

З рівнянь (2.2), (2.3) і (2.4) випливає, що режим транзистора, який задано у вихідних даних, визначають опори резисторів R_k , R_e , R_1 , R_2 , які необхідно розрахувати.

Розрахунок виконується для транзистора з мінімальним значенням h_{21emin} табл. 2.2. Далі, за замовчуванням, будемо використовувати це значення коефіцієнта підсилення струму й позначати його h_{21e} .

2.4.1. Розрахунок каскаду з СЕ за постійним струмом

1) Розраховуємо струм бази у робочій точці

$$I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{h_{21\text{e}}} . \quad (2.5)$$

2) Задаємося падінням напруги на опорі $R_{\text{е}}$

$$U_{R_{\text{е}}} = (0,1 \dots 0,3)(E_{\text{ж}} - U_{\text{ке0}}) . \quad (2.6)$$

3) Розраховуємо опір резистора $R_{\text{е}}$

$$R_{\text{е}} = \frac{U_{R_{\text{е}}}}{I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}}} . \quad (2.7)$$

4) Визначаємо падіння напруги на опорі $R_{\text{к}}$

$$U_{R_{\text{к}}} = E_{\text{ж}} - U_{\text{ке0}} - U_{R_{\text{е}}} . \quad (2.8)$$

5) Розраховуємо опір резистора $R_{\text{к}}$

$$R_{\text{к}} = \frac{U_{R_{\text{к}}}}{I_{\text{к0}}} . \quad (2.9)$$

6) Задаємося струмом подільника $I_{\text{п}}$

$$I_{\text{п}} = 10I_{\text{б0}} . \quad (2.10)$$

7) Знаходимо напругу між базою та корпусом

$$U_{\text{б}} = U_{\text{бе0}} + U_{R_{\text{е}}} . \quad (2.11)$$

8) Визначаємо опір резисторів R_1 і R_2

$$R_1 = \frac{U_{\text{б}}}{I_{\text{п}}} , R_2 = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{б}}}{I_{\text{п}}} . \quad (2.12)$$

9) Опір резисторів обираємо з ряду E24:

$$R_1 = \dots ; R_2 = \dots ; R_{\text{к}} = \dots ; R_{\text{е}} = \dots .$$

2.4.2. Розрахунок каскаду з СЕ за змінним струмом (для сигналу)

Загальну еквівалентну схему каскаду з СЕ та емітерною схемою стабілізації для сигналу надано на рис. 2.3.

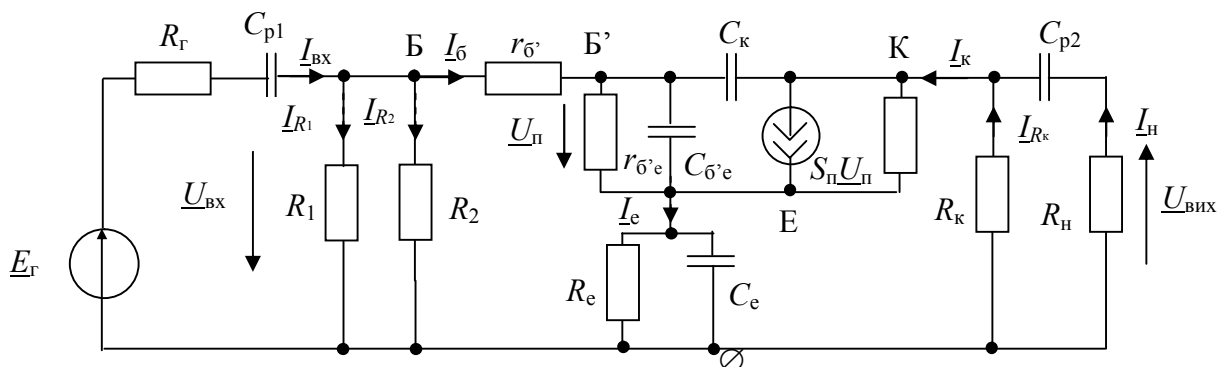


Рисунок 2.3 – Загальна еквівалентна схема каскаду з спільним емітером та емітерною схемою стабілізації (для сигналу)

Для області середніх частот загальна еквівалентна схема рис. 2.3 суттєво спрощується, тому що на середній частоті f_0 підсилюваного діапазону опори ємностей розділювальних конденсаторів $C_{\text{п1}}$ і $C_{\text{п2}}$ та блокувальної ємності $C_{\text{е}}$

можна вважати малими ($x_{C_{p1}}, x_{C_{p2}}, x_{C_s} \rightarrow 0$), а опори міжелектродних ємностей транзисторів $C_{\delta'e}$ і C_k можна вважати надто значними ($x_{C_{\delta'e}}, x_{C_k} \rightarrow \infty$).

В результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду з СЕ для області середніх частот отримані формули, які наведено в табл. 2.3. За цими формулами розраховуємо параметри каскаду з СЕ для області середніх частот:

1) Розраховуємо вхідний опір каскаду. Будемо вважати, що опір базового подільника набагато більший за вхідний опір транзистора

$$R_{\delta\pi} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \gg h_{11e},$$

у цьому випадку

$$R_{BX} = h_{11e} = r'_{\delta} + (1 + h_{21e})r_e. \quad (2.13)$$

Розрахунок параметрів r_e і r'_{δ} наведено для моделі біполярного транзистора (рис. 2.1).

2) Розраховуємо коефіцієнт підсилення напруги

$$K_{u0} = h_{21e} \frac{R_{H\sim}}{h_{11e}}, \quad (2.14)$$

де $R_{H\sim}$ розраховується за формулою (2.1).

3) Знаходимо коефіцієнт підсилення струму

$$K_{i0} = h_{21e}. \quad (2.15)$$

4) Визначаємо коефіцієнт підсилення потужності

$$K_{p0} = K_{u0} K_{i0}.$$

5) Визначаємо наскрізний коефіцієнт підсилення

$$K_{e0} = K_{BX0} K_{u0}. \quad (2.16)$$

де коефіцієнт передачі вхідного кола підсилювача дорівнює

$$K_{BX0} = \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}}. \quad (2.17)$$

6) Розраховуємо граничну частоту каскаду з СЕ в області верхніх частот

$$f_{B\Gamma p} = \frac{1}{2\pi\tau_B}, \quad (2.18)$$

де постійна часу в області верхніх частот каскаду з СЕ дорівнює

$$\tau_B = R_{B\text{ екв}} C_{B\text{ екв}}. \quad (2.19)$$

Еквівалентна ємність $C_{B\text{ екв}}$ дорівнює

$$C_{B\text{ екв}} = C_{\delta'e} + C_k(1 + K_{u0}), \quad (2.20)$$

еквівалентний опір $R_{B\text{ екв}}$ дорівнює

$$R_{B\text{ екв}} = \frac{(R_{\Gamma} + r'_{\delta}) \cdot r_{\delta'e}}{R_{\Gamma} + r'_{\delta} + r_{\delta'e}}, \quad (2.21)$$

де $r_{\delta'e} = r_e(1 + h_{21e})$.

7) Каскад з СЕ інвертує вхідний сигнал, тобто напруга $u_{\text{вих}}(t)$ зміщена за фазою відносно $u_{\text{вх}}(t)$ на $\pi = 180^\circ$, зміщення фаз $\varphi_{e0} = \pi$.

8) Розраховуємо вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \frac{r_k}{1 + h_{21e}},$$

де $r_k \approx 1 \text{ МОм}$ – опір колекторного переходу.

9) Результати розрахунку заносимо у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Елементи та параметри каскаду з СЕ

	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_k , кОм	R_e , кОм	K_{u0}	K_{i0}	K_{e0}	K_{p0}	$R_{\text{вх}}$, Ом	$R_{\text{вих}}$, Ом	$f_{\text{в гр}}$, МГц	φ_{e0} , град.	VT , тип
Значення													

2.5. Розрахунок резисторного каскаду зі спільною базою

Принципову схему резисторного каскаду зі спільною базою (СБ) та емітерною стабілізацією режиму транзистора наведено на рис. 2.4.

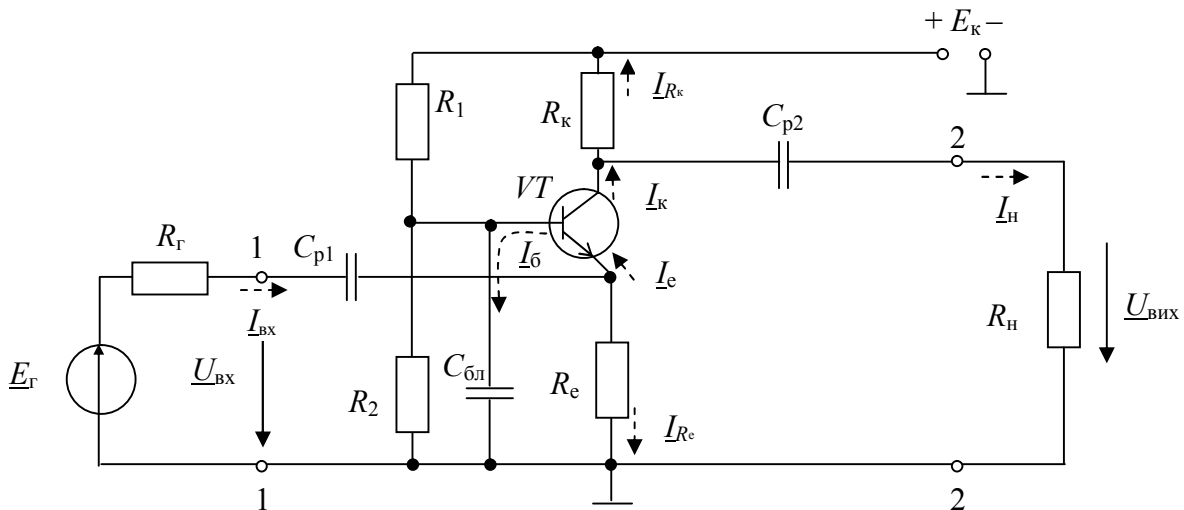


Рисунок 2.4 – Резисторний каскад зі спільною базою та емітерною схемою стабілізації

Постійні струми у схемі з СБ протікають тими самими колами, як і у схемі з СЕ. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 2.4 показано пунктирними лініями. **Каскад з СБ не інвертує вхідний сигнал.**

Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги, який подає напругу зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_e створює шлях для постійної складової струму емітера й слугує елементом температурної стабілізації режиму транзистора. Проте у схемі з СБ він шунтує вхід каскаду за сигналом. Для зменшення шунтування має виконуватися нерівність: $R_e \gg R_{\text{вх тр}}^{\text{СБ}}$, де $R_{\text{вх тр}}^{\text{СБ}} \approx h_{116}$ – вхідний опір транзистора VT у схемі з СБ. Вхідний опір транзистора у схемі з СБ малий – десятки Ом у малопотужних каскадах, тому опір R_e достатньо отримати порядку кількох сотень Ом. На практиці ці умови звичайно виконуються. Тому розрахунок резисторів каскаду зі СБ: R_1 , R_2 , R_e , R_k виконується аналогічно розрахунку каскаду з СЕ.

C_{p1} , C_{p2} – розділювальні конденсатори; $C_{\text{бл}}$ – блокувальний конденсатор значної ємності з'єднує базу транзистора VT з корпусом для сигналу.

2.5.1. Розрахунок каскаду з СБ за постійним струмом

Розрахунок каскаду з СБ за постійним струмом виконуємо за формулами (2.5)...(2.12). В результаті розрахунку опори резисторів обираємо з ряду Е24:

$$R_1 = \dots; R_2 = \dots; R_k = \dots; R_e = \dots$$

2.5.2. Розрахунок каскаду з СБ за змінним струмом

Загальну еквівалентну схему каскаду з СБ та емітерною схемою стабілізації для сигналу показано на рис. 2.5.

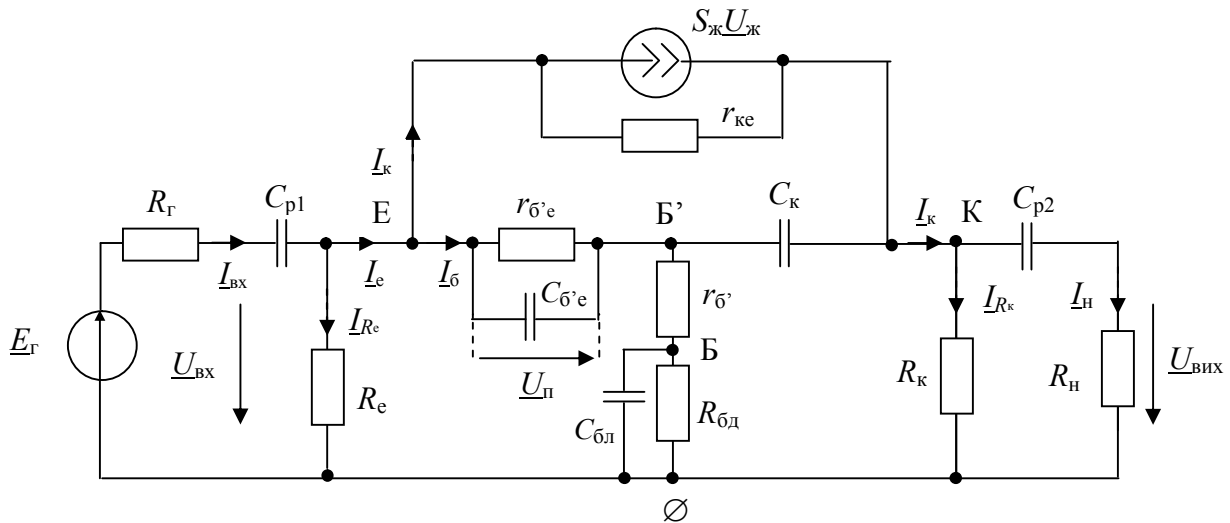


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема каскаду зі спільною базою та емітерною схемою стабілізації (для сигналу)

Для області середніх частот загальна еквівалентна схема рис. 2.5 суттєво спрощується, тому що на середній частоті f_0 підсилюваного діапазону опори ємностей розділювальних конденсаторів C_{p1} і C_{p2} та блокувальної ємності $C_{бл}$ можна вважати малими ($x_{C_{p1}}, x_{C_{p2}}, x_{C_{бл}} \rightarrow 0$), а опори міжелектродних ємностей транзистора $C_{б'е}$ і C_k можна вважати надто значними ($x_{C_{б'е}}, x_{C_k} \rightarrow \infty$).

В результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду з СБ для області середніх частот отримано формули, які надано у табл. 2.3. За цими формулами розраховуємо параметри каскаду з СБ для області середніх частот:

1) Розраховуємо вхідний опір транзистора у схемі з СЕ

$$h_{11e} = r'_{б'е} + r_e(1 + h_{21e}), \quad (2.22)$$

значення $r'_{б'е}$ і r_e розраховуються за формулами, наданими для моделі біполярного транзистора (рис. 2.1).

2) Розраховуємо коефіцієнт підсилення напруги

$$K_{u0} = h_{21e} \frac{R_{н\sim}}{h_{21e}}, \quad (2.23)$$

де $R_{н\sim} = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$ – опір навантаження каскаду змінному струму.

3) Знаходимо коефіцієнт підсилення струму

$$K_{i0} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}. \quad (2.24)$$

4) Визначаємо коефіцієнт підсилення потужності

$$K_{p0} = K_{u0} K_{i0}.$$

5) Розраховуємо вхідний опір каскаду, вважаючи, що

$$R_e \gg h_{11e} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} = r_e + \frac{r'_6}{1 + h_{21e}}.$$

У цьому випадку

$$R_{вх} = h_{11e} = r_e + \frac{r'_6}{1 + h_{21e}}. \quad (2.25)$$

6) Визначаємо наскрізний коефіцієнт підсилення

$$K_{e0} = K_{вх0} K_{u0}, \quad (2.26)$$

де коефіцієнт передачі вхідного кола підсилювача дорівнює

$$K_{вх0} = \frac{R_{вх}}{R_{\Gamma} + R_{вх}}. \quad (2.27)$$

7) Визначаємо граничну частоту каскаду з СБ в області верхніх частот

$$f_{в гр} \approx f_{гр}. \quad (2.28)$$

де $f_{гр}$ – гранична частота підсилення транзистора, значення якої надано у табл. 2.2.

Схема з СБ є самою широкосмуговою з усіх схем включення біполярного транзистора.

8) Каскад з СБ не інвертує вхідний сигнал, тобто напруги $u_{вх}(t)$ і $u_{вх}(t)$ збігаються за фазою, зміщення фаз $\varphi_{e0} = 0$.

9) Розраховуємо вихідний опір

$$R_{вих} = r_k,$$

де $r_k \approx 1$ МОм – опір колекторного переходу.

10) Результати розрахунку заносимо до табл. 2.5.

Таблиця 2.5 – Елементи й параметри каскаду з СБ

	$R_1,$ кОм	$R_2,$ кОм	$R_k,$ кОм	$R_e,$ кОм	K_{u0}	K_{i0}	K_{e0}	K_{p0}	$R_{вх},$ Ом	$R_{вих},$ Ом	$f_{в гр},$ МГц	$\varphi_{e0},$ град.	$VT,$ тип
Значення													

2.6. Розрахунок резисторного каскаду зі спільним колектором (емітерного повторювача)

Принципову схему резисторного каскаду зі спільним колектором (СК) та емітерною стабілізацією режиму транзистора показано на рис. 2.6.



Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги, який подає напругу зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_e слугує елементом температурної стабілізації режиму транзистора. Опори розділювальних конденсаторів C_{p1} і C_{p2} у смузі пропускання каскаду вважаємо рівними нулю, тому що ємності розділювальних конденсаторів обираються значними. Тому можна вважати, що у колі емітера опір навантаження R_n підімкнено паралельно опорі R_e . Для сигналу вони створюють еквівалентний опір навантаження каскаду змінному струму

$$R_{\text{H}\sim} = \frac{R_{\text{e}} \cdot R_{\text{H}}}{R_{\text{e}} + R_{\text{H}}} . \quad (2.29)$$

Для забезпечення необхідного режиму роботи транзистора VT , який задано, необхідно розрахувати опори резисторів R_1 , R_2 і R_e :

- 1) Знаходимо падіння напруги на резисторі R_e

$$U_{B_0} = E_{\text{ж}} - U_{\text{кв0}}. \quad (2.30)$$

- 2) Розраховуємо опір резистора R_e

$$R_e = \frac{U_{R_e}}{I_{e0}} = \frac{U_{R_e}}{I_{k0} + I_{60}}, \quad (2.31)$$

$$\text{де } I_{60} = \frac{I_{\kappa 0}}{h_{21e}} - \text{струм бази у робочій точці.} \quad (2.32)$$

Аналогічно розрахунку схеми з СЕ обираємо струм подільника I_n (формула 2.10).

- 3) За формулами (2.11 і 2.12) розраховуємо опори подільника R_1 і R_2 . Таким чином, режим роботи транзистора VT буде забезпечений.

4) Опори резисторів обираємо з ряду E24:

$$R_1 = \dots; R_2 = \dots; R_k = \dots; R_e = \dots$$

2.6.2. Розрахунок каскаду з СК за змінним струмом для сигналу

Каскад з СК для сигналу можна подати як каскад з СЕ, охоплений 100% послідовним негативним зворотним зв'язком за напругою ($U_{зз} = U_{вих}$). Цей негативний зворотний зв'язок призводить до збільшення вхідного й зменшення вихідного опорів каскаду з СК порівняно зі схемою з СЕ. Зменшується наскрізний коефіцієнт підсилення K_e^{OK} , зменшується коефіцієнт підсилення напруги $K_u^{СК} < 1$, коефіцієнт підсилення струму практично не змінюється $K_i^{СК} = 1 + h_{21e}$.

Зазначені параметри отримано в результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду з СК. Повну еквівалентну схему каскаду з СК показано на рис. 2.7. У ній використано П-подібну модель біполярного транзистора (рис. 2.1).

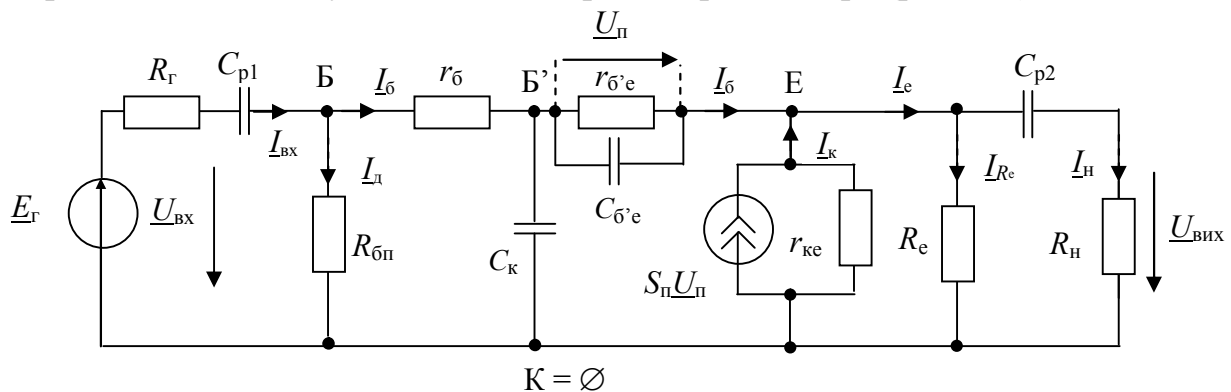


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема каскаду зі спільним колектором та емітерною схемою стабілізації (для сигналу)

Для області середніх частот загальна еквівалентна схема рис. 2.7 суттєво спрощується, тому що на середній частоті f_0 підсилюваного діапазону опори ємностей розділювальних конденсаторів C_{p1} і C_{p2} можна вважати надто малими ($x_{C_{p1}}, x_{C_{p2}} \rightarrow 0$), немає C_e , а опори міжелектродних ємностей транзистора $C_{б'е}$ і C_k можна вважати надто значними ($x_{C_{б'е}}, x_{C_k} \rightarrow \infty$).

В результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду з СК для області середніх частот отримано формули, які надано у табл. 2.3. За цими формулами розраховуємо параметри каскаду з СК для області середніх частот:

1) Розраховуємо вхідний опір транзистора у схемі з СЕ

$$h_{11e} = r'_{б} + r_e(1 + h_{21e}), \quad (2.33)$$

значення $r'_{б}$ і r_e розраховуються за формулами, наданими для моделі біполярного транзистора (рис. 2.1).

2) Розраховуємо опір навантаження змінному струму за формулою (2.29).

3) Розраховуємо коефіцієнт підсилення напруги

$$K_{u0} = \frac{R_{H\sim}}{\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} + R_{H\sim}}. \quad (2.34)$$

4) Знаходимо коефіцієнт підсилення струму

$$K_{i0} = 1 + h_{21e}. \quad (2.35)$$

5) Визначаємо коефіцієнт підсилення потужності

$$K_{p0} = K_{u0} K_{i0}. \quad (2.36)$$

6) Знаходимо вхідний опір каскаду, вважаючи, що

$$R_{бп} \gg R_{вх}, \\ R_{вх} = h_{11e} + R_{H\sim} (1 + h_{21e}). \quad (2.37)$$

7) Визначаємо наскрізний коефіцієнт підсилення

$$K_{e0} = K_{вх0} K_{u0}, \quad (2.38)$$

де коефіцієнт передачі вхідного кола підсилювача дорівнює

$$K_{вх0} = \frac{R_{вх}}{R_{г} + R_{вх}}. \quad (2.39)$$

8) Визначаємо граничну частоту каскаду з СК в області верхніх частот

$$f_{вгр} \approx \frac{R_{г} + r_{б'} + r_{б'e} \left(1 + \frac{R_{H\sim}}{r_e} \right)}{2\pi \left[C_{б'e} \cdot r_{б'e} (R_{г} + r_{б'} + R_{H\sim}) + C_{к} (R_{г} + r_{б'}) \cdot r_{б'e} \cdot \frac{R_{H\sim}}{r_e} \right]}, \quad (2.40)$$

де $r_{б'e} = r_e(1 + h_{21e})$.

9) Каскад з СК не інвертує вхідний сигнал, тобто напруга $u_{вих}(t)$ і $u_{вх}(t)$ збігаються за фазою, зміщення фаз $\varphi_{e0} = 0$.

10) Розраховуємо вихідний опір

$$R_{вих} = \frac{R_{г} + h_{11e}}{1 + h_{21e}}.$$

11) Результати розрахунку заносимо до табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Елементи й параметри каскаду з СК

	$R_1,$ кОм	$R_2,$ кОм	$R_{к},$ кОм	$R_e,$ кОм	K_{u0}	K_{i0}	K_{e0}	K_{p0}	$R_{вх},$ Ом	$R_{вих},$ Ом	$f_{в гр},$ МГц	$\varphi_{e0},$ град.	$VT,$ тип
Зна- чення													

3. Розрахунок двокаскадного підсилювача потужності низької частоти

3.1. Ключові положення

Необхідно розрахувати двокаскадний підсилювач потужності низької частоти, схему підсилювача показано на рис. 3.1.

Вихідний каскад підсилювача виконано за схемою безтрансформаторного емітерного повторювача на комплементарній парі біполярних транзисторів $VT1$ й $VT2$. У схемі використане однополярне джерело живлення $E_{\text{ж}}$.

Попередній каскад підсилювача виконаний на операційному підсилювачі $A1$ за схемою неінвертуючого підсилювача з живленням від однополярного джерела $U_{\text{ж}}$.

Для стабілізації напруги живлення операційного підсилювача використано стабілітрон $VD1$.

Призначення елементів схеми підсилювача (рис. 3.1):

$A1$ – операційний підсилювач (ОП);

$VT1$ й $VT2$ – біполярні транзистори, що утворюють комплементарну пару ($VT1$ – $n-p-n$ -типу й $VT2$ – $p-n-p$ -типу);

$VD1$ – стабілітрон, стабілізує напругу живлення $U_{\text{ж}}$ операційного підсилювача $A1$;

$VD2$ и $VD3$ – напівпровідникові діоди, які подають напругу зміщення на транзистори $VT1$ й $VT2$;

$R1$ і $R2$ – подільник напруги, який подає напругу зміщення на вхід операційного підсилювача за несиметричного джерела живлення;

$R3$ і $R4$ – резистори кола негативного зворотного зв'язку послідовного за напругою, який охоплює увесь підсилювач;

$R5$ – додатковий опір, обмежуючий вихідний струм операційного підсилювача (вмикається у тому випадку, якщо $R_{\text{вх наст}} < R_{\text{н min}}^{\text{ОП}}$), тому показаний пунктирною лінією;

$R6$ – обмежувальний резистор у колі стабілізації напруги живлення операційного підсилювача $U_{\text{ж}}$;

$R7, R8$ – резистори, що задають струм діодів $VD2$ і $VD3$;

$R_{\text{н}}$ – опір навантаження;

$E_{\text{ж}}$ – напруга живлення підсилювача;

$U_{\text{ж}}$ – напруга живлення операційного підсилювача;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна змінна напруга, яку необхідно підсилити;

$C1, C2, C3, C4$ – розділювальні конденсатори, які слугують для розділення змінних та постійних складових струмів та напруг.

3.2. Вихідні дані

1) Накресліть принципову схему підсилювача та назвіть призначення елементів.

2) Вихідна потужність

$$P_{\text{вих}} = 2 \left(1 + \frac{N}{5} \right), \text{ Вт.}$$

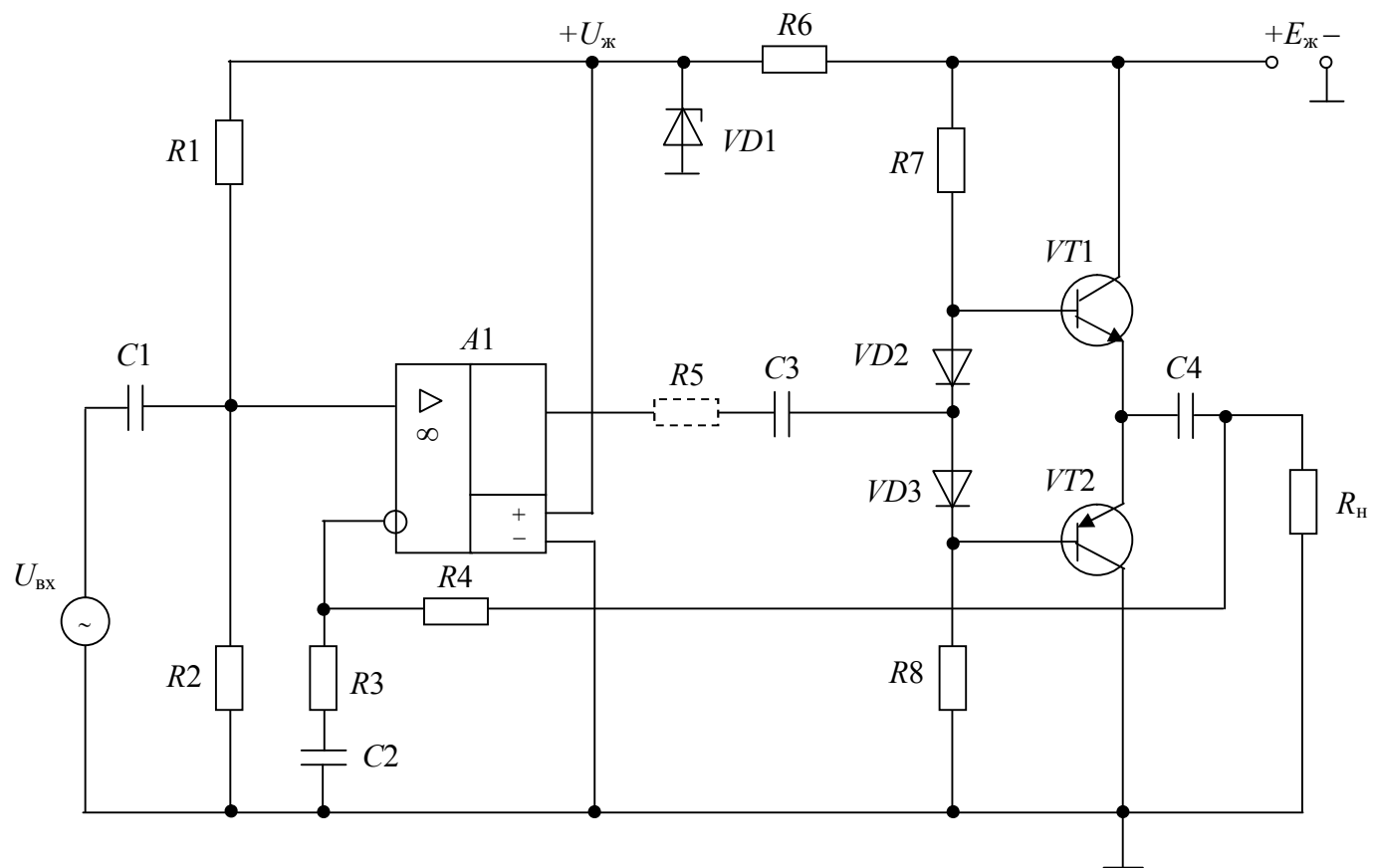


Рисунок 3.1 – Двокаскадний підсилювач потужності низької частоти

3) Напруга джерела живлення

$$E_{\text{ж}} \geq 33 \text{ В.}$$

4) Опір навантаження

$$R_{\text{н}} = 4 \left(1 + \frac{N}{5} \right), \text{ Ом.}$$

5) Амплітуда вхідної напруги підсилювача

$$U_{\text{вх } m} = 0,2 \left(1 + \frac{M}{10} \right), \text{ В.}$$

6) Смуга пропускання підсилювача

$$f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}} = 20 \text{ Гц} \dots 20 \text{ кГц.}$$

Тут і далі: N – остання цифра номера залікової книжки; M – передостання цифра.

3.3. Вибір транзисторів вихідного каскаду

Параметри комплементарних пар біполярних транзисторів, використовуваних у підсилювачах низької частоти, надано у табл. 3.1 [1, 3, 4].

У табл. 3.1 прийнято наступні позначення:

1) $h_{21\text{етабл min}}$ – мінімальне значення статичного коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ;

2) $f_{\text{гр}}$ – гранична частота коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ;

3) $U_{\text{ке нас}}$ – напруга насичення колектор – емітер.

Граничні експлуатаційні дані:

4) $U_{\text{ке max}}$ – постійна напруга колектор – емітер;

5) $U_{\text{бе max}}$ – постійна напруга база – емітер;

6) $I_{\text{к max}}$ – постійний струм колектора;

7) $I_{\text{кі max}}$ – імпульсний струм колектора;

8) $I_{\text{б max}}$ – постійний струм бази;

9) $P_{\text{к max з т.в.}}$ – постійна розсіювана потужність з тепловідведенням;

10) $T_{\text{п max}}$ – температура p - n -переходу.

У табл. 3.1 надані як корпусні, так і безкорпусні транзистори.

Значення параметрів транзисторів вихідного каскаду повинні задовольняти наступним умовам.

1) Максимальне значення імпульсної напруги колектор – емітер

$$U_{\text{ке i max}} \geq 1,2 E_{\text{ж}}. \quad (3.1)$$

Можна прийняти максимальне значення імпульсної напруги

$$U_{\text{ке i max}} \approx 2 U_{\text{ке max}}, \quad (3.2)$$

де $U_{\text{ке max}}$ – максимальне значення постійної напруги колектор – емітер, надане у табл. 3.1.

2) Максимальне значення імпульсного струму колектора

$$I_{\text{к i max}} \geq 1,3 I_{\text{к max}}, \quad (3.3)$$

де максимальне значення струму колектора дорівнює

Таблиця 3.1 – Параметри комплементарних пар біполярних транзисторів

№ з/п	Біполярний транзистор	Тип	$h_{21\text{етабл min}}$	$f_{\text{Гр}}$, МГц	$U_{\text{ке max}}$, В	$U_{\text{бе max}}$, В	$I_{\text{к max}}$, А	$I_{\text{кі max}}$, А	$I_{\text{б max}}$, А	$P_{\text{к max з т.в.}}$, Вт	$T_{\text{п max}}$, °С	$U_{\text{ке нас}}$, В	Конст-рукція
1	КТ814А	<i>p-n-p</i>	40	3	25	5	1,5	3	0,5	10	+125	≤0,6	корп.
2	КТ815А	<i>n-p-n</i>	40	3	25	5	1,5	3	0,5	10	+125	≤0,6	корп.
3	КТ816А	<i>p-n-p</i>	25	3	25	5	3	6	1	25	+125	≤0,6	корп.
4	КТ817А	<i>n-p-n</i>	25	3	25	5	3	6	1	25	+125	≤0,6	корп.
5	2Т818А	<i>p-n-p</i>	20	3	100	5	10	15	-	40	+150	≤1,0	корп.
6	2Т819А	<i>n-p-n</i>	20	3	100	5	10	15	-	40	+150	≤1,0	корп.
7	КТ820А	<i>p-n-p</i>	40	3	50	5	0,5	1,5	0,3	10	+125	≤0,6	безкорп.
8	КТ821А	<i>n-p-n</i>	40	3	50	5	0,5	1,5	0,3	10	+125	≤0,6	безкорп.
9	КТ822А	<i>p-n-p</i>	25	3	45	5	2	4	0,5	20	+125	≤0,6	безкорп.
10	КТ823А	<i>n-p-n</i>	25	3	45	5	2	4	0,5	20	+125	≤0,6	безкорп.
11	КТ825А	<i>p-n-p</i>	500	4	100	-	20	40	0,5	125	+200	≤2	корп.
12	КТ827А	<i>n-p-n</i>	750	40	100	-	20	40	0,5	125	+200	≤2	корп.
13	КТ853А	<i>p-n-p</i>	750	7	100	-	8	-	-	60	-	-	корп.
14	КТ829А	<i>n-p-n</i>	750	4	100	-	8	-	-	60	-	-	корп.
15	КТ973А	<i>p-n-p</i>	750	200	60	5	4	-	-	150	+85	-	корп.
16	КТ972А	<i>n-p-n</i>	750	200	60	5	4	-	-	150	+85	-	корп.

$$i_{\text{к max}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}}. \quad (3.4)$$

3) Максимальне значення постійної розсіюваної потужності транзистора

$$P_{\text{к max}} \geq P_{\text{к}} \approx 0,3P_{\text{вих}}. \quad (3.5)$$

З табл. 3.1 обираємо комплементарну пару (зазначаємо тип): VT1 – ..., VT2

–

3.4. Розрахунок вихідного каскаду

Розрахунок виконується для одного плеча, тому що вихідний двотактний емітерний повторювач працює в режимі AB.

1) Для імпульсу колекторного струму $i_{\text{к max}}$ визначаємо амплітуду колекторної напруги, яка дорівнює амплітуді напруги на навантаженні,

$$U_{\text{вих m}} = U_{\text{ке m}} = i_{\text{к max}} R_{\text{н}}. \quad (3.6)$$

2) Мінімальну напругу колектор – емітер можна прийняти

$$U_{\text{ост}} \approx 1,2U_{\text{ке нас}}. \quad (3.7)$$

3) Перевіряємо необхідне значення напруги джерела живлення

$$E_{\text{ж}} \geq 2,1(U_{\text{ке m}} + U_{\text{ост}}). \quad (3.8)$$

У тому випадку, коли нерівність (3.8) не виконується, необхідно збільшити напругу живлення $E_{\text{ж}}$ до необхідного значення, як зазначено у вихідних даних, але не менше $E_{\text{ж}} = 33 \text{ В}$.

4) Визначаємо імпульсне значення базового струму транзисторів з мінімальним значенням коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ (табл. 3.1)

$$i_{\text{б max}} = \frac{i_{\text{к max}}}{h_{21\text{етабл min}}}. \quad (3.9)$$

5) Вважаючи коефіцієнт передачі напруги каскаду зі спільним колектором (емітерного повторювача) рівним

$$K_{\text{uOK}} = \frac{U_{\text{вих m}}}{U_{\text{вх m}}} = (0,8 \dots 0,9), \quad (3.10)$$

розрахуємо амплітуду вхідної напруги вихідного каскаду

$$U_{\text{вх m}} = \frac{U_{\text{вих m}}}{K_{\text{uCK}}}. \quad (3.10)$$

6) Отже, попередній підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі, повинен забезпечити:

– амплітуду вхідного струму вихідного каскаду

$$I_{\text{вх m}} = i_{\text{б max}} = \dots; \quad (3.12)$$

– амплітуду вхідної напруги вихідного каскаду

$$U_{\text{вх m}} = \dots$$

7) Розраховуємо вхідний опір вихідного каскаду

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх m}}}{I_{\text{вх m}}}. \quad (3.13)$$

8) Необхідна вхідна потужність вихідного каскаду дорівнює

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} U_{\text{вх м}} \cdot I_{\text{вх м}}. \quad (3.14)$$

Розрахунок кола зміщення вихідного каскаду

9) Тому що вихідний двотактний каскад працює в режимі *AB*, задаємося колекторним струмом вихідних транзисторів *VT1* і *VT2*

$$I_{\text{к0}} = (0,05 \dots 0,1) \cdot i_{\text{к макс}}. \quad (3.15)$$

10) Визначаємо струм баз у точці спокою для транзисторів з мінімальним значенням $h_{21\text{етабл min}}$

$$I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{h_{21\text{етабл min}}}. \quad (3.16)$$

11) Розрахованому значенню $I_{\text{б0}}$ відповідає напруга зміщення

$$U_{\text{бе0}} \leq U_{\text{ке нас}}. \quad (3.17)$$

12) Розраховуємо опір резисторів у колі зміщення вихідного каскаду R_7 і R_8 . Обираємо струм у колі подачі зміщення

$$I_{R8} = I_{R7} = 5 I_{\text{б0}}.$$

Тоді

$$R_7 = R_8 = \frac{E_{\text{ж}} - 2U_{\text{бе0}}}{I_{R8}}. \quad (3.18)$$

Опори резисторів R_8 і R_7 обираємо з ряду Е24: $R_8 = \dots$; $R_7 = \dots$.

13) Напруги зміщення на транзистори *VT1* і *VT2* забезпечують діоди *VD1* і *VD2*, які також забезпечують температурну компенсацію зміни режимів *VT1* і *VT2* при зміні температури навколишнього середовища.

За табл. 3.2 [3, 4] обираємо тип діодів *VD1* і *VD2*, які мають забезпечити напругу зміщення $U_{\text{бе0}}$ за прямого струму $I_{\text{пр}} = I_{R8}$: *VD1* – ..., *VD2* –

Таблиця 3.2 – Параметри малопотужних випрямних діодів

Тип діода	2Д101А	1КД104	КД409А	КД522А	КД103А	2Д121А	КД128А
$I_{\text{пр сер}}, \text{мА}$	20	30	50	100	100	100	160
$U_{\text{зв макс}}, \text{В}$	30	100	24	40	50	80	75

3.5. Вибір операційного підсилювача попереднього каскаду підсилення

Попередній каскад підсилення виконаний на операційному підсилювачі *A1*. Навантаженням попереднього каскаду є вхідне коло вихідного каскаду. Тому попередній каскад має такі вихідні дані для розрахунку:

1) напруга живлення операційного підсилювача $U_{\text{ж}} = 30 \text{ В}$;

2) амплітуда вхідної напруги $U_{\text{вх м}} = \dots$, яка задана у вихідних даних підсилювача;

3) амплітуда вихідного струму, яка дорівнює амплітуді вхідного струму вихідного каскаду,

$$I_{\text{вих м}} = I_{\text{вх м наст}} = \dots;$$

4) амплітуда вихідної напруги, яка дорівнює амплітуді вхідної напруги вихідного каскаду,

$$U_{\text{вих } m} = U_{\text{вх } m \text{ наст}} = \dots;$$

5) вихідна потужність, яка дорівнює вхідній потужності вихідного каскаду,

$$P_{\text{вих}} = P_{\text{вх наст}} = \dots;$$

6) опір навантаження, який дорівнює вхідному опору вихідного каскаду,

$$R_{\text{н}} = R_{\text{вх наст}} = \dots$$

Зазначаємо значення вихідних даних.

Параметри операційних підсилювачів надано у табл. 3.3 [3, 5, 6].

У табл. 3.3 прийнято наступні позначення:

1) K_U – коефіцієнт підсилення напруги;

2) f_1 – частота одиничного підсилення, на якій модуль $|K_U| = 1$;

3) $U_{\text{вх max}}$ – максимальна вхідна напруга, що прикладається між вхідними виводами ОП;

4) $U_{\text{вих max}}$ – максимальна вихідна напруга ОП;

5) $I_{\text{вих max}}$ – максимальне значення вихідного струму ОП;

6) $\pm E_{1,2}$ – напруга симетричного джерела живлення;

7) $I_{\text{спож}}$ – споживаний струм ОП;

8) $I_{\text{вх}}$ – вхідні струми ОП (струми зміщення), що протікають через вхідні кола ОП або струми витоку затворів ОП з польовими транзисторами на вході.

Операційний підсилювач обираємо за напругою живлення $U_{\text{ж}} = E_1 + |-E_2|$, максимальною вихідною напругою $U_{\text{вих max}}$ та максимальним вихідним струмом $I_{\text{вих max}}$, значення яких надано у табл. 3.3.

У режимі синусоїдальних сигналів значенню $I_{\text{вих max}}$ відповідає їх амплітуда $I_{\text{вих } m}$. Для отримання незначних нелінійних спотворень підсилювачів на ОП слід вести розрахунок на амплітуду вихідної напруги

$$U_{\text{вих } m} \leq 0,7 U_{\text{вих max}}. \quad (3.19)$$

З табл. 3.3 обираємо операційний підсилювач ОП – ... (зазначаємо тип ОП), у якого параметри мають значення за несиметричного живлення $U = E_1 + |-E_2| = \dots$; $I_{\text{вх}} = \dots$, $f_1 = \dots$.

Параметри обраного ОП визначають мінімальне значення опору навантаження ОП

$$R_{\text{н min}}^{\text{ОУ}} = \frac{U_{\text{вих max}}}{I_{\text{вих max}}} = \frac{U_{\text{вих } m}}{I_{\text{вих } m}}, \quad (3.20)$$

значення $U_{\text{вих } m}$ і $I_{\text{вих } m}$ наведені у вихідних даних розрахунку попереднього каскаду.

Має виконуватися нерівність

$$R_{\text{вх наст}} = R_{\text{н}} > R_{\text{н min}}^{\text{ОП}}. \quad (3.21)$$

У тому випадку, коли нерівність (3.21) не виконується, у вихідне коло ОП вмикають додатковий опір R_5 (на рис. 3.1 він показаний пунктирною лінією). Значення опору R_5 розраховуємо за формулою

$$R_5 \geq R_{\text{н min}}^{\text{ОП}} - R_{\text{вх наст}} \quad (3.22)$$

й обираємо з ряду E24. $R_5 = \dots$

Таблиця 3.3 – Параметри операційних підсилювачів

№ з/п	Операційний підсилювач	$K_U \cdot 10^3$	f_1 , МГц	$U_{вх\ max}$, В	$U_{вих\ max}$, В	$I_{вих\ max}$, А	$\pm E_{1,2}$, В	$I_{сп}$, мА	$I_{вх}$, нА	Аналог
1	КР140УД6	70	1	15	11	0,025	± 15	2,8	30	Мс1456С
2	КР140УД7	50	0,8	12	11,5	0,020	± 15	2,8	200	μ А741
3	КР140УД8	50	1	12	10	0,020	± 15	5,0	0,2	μ А740
4	К157УД1	50	0,5	-	12	0,4...1	± 15	9	500	-
5	КР1408УД1	70	0,5	-	19	0,1	± 15	5	40	
6	1422УД1	50	-	-	12	1	± 15	25	500	
7	К157УД2	50	1	-	13	0,043	± 15	7	500	2 $\times$ LM301
8	К157УД3	50	1	-	13	0,045	± 15	7	50	-
9	LM12	50	0,7	-	-	10	± 15	80	300	-
10	РА031	-	5	-	-	30	± 15	-	5000	-
11	ОРА544Г	100	1,5	-	-	4	± 15	12	-	-

3.6. Розрахунок попереднього каскаду

Двокаскадний підсилювач (рис. 3.1) охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком (НЗЗ), який охоплює обидва каскади. НЗЗ послідовний за напругою, тому що напруга зворотного зв'язку знімається паралельно з опором навантаження підсилювача R_n й подається на опір R_3 , який підімкнений до інвертуючого входу ОП, послідовно з вхідною напругою сигналу.

Через те, що вихідний емітерний повторювач не підсилює напругу ($K_{UOK} = (0,8 \dots 0,9)$), то необхідне підсилення напруги підсилювача (двокаскадного підсилювача) має забезпечити попередній каскад на ОП:

1) Розраховуємо необхідне значення коефіцієнта підсилення підсилювача

$$K_U = K_{U \text{ пр}} K_{U \text{ ОК}} = \frac{U_{\text{вих } m}}{U_{\text{вх } m}}, \quad (3.23)$$

де $U_{\text{вих } m}$ – амплітуда вихідної напруги на опорі навантаження підсилювача;

$U_{\text{вх } m}$ – амплітуда вхідної напруги, значення якої задано у вихідних даних.

2) З формули (3.23) знаходимо необхідне підсилення попереднього каскаду

$$K_{U \text{ пр}} = \frac{K_U}{K_{UOK}}. \quad (3.24)$$

3) Для неінвертуючого підсилювача коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_{U \text{ пр}} = 1 + \frac{R_4}{R_3}. \quad (3.25)$$

Щоб опір $(R_3 + R_4)$ не шунтував опір навантаження підсилювача R_n , має виконуватися нерівність

$$(R_3 + R_4) \geq 100 R_n. \quad (3.26)$$

4) Для балансування ОП за постійним струмом має виконуватися наступна умова

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_4, \quad (3.27)$$

тому що $R_1 = R_2$, то $R_1 = R_2 = 2 R_4$.

5) Струм подільника, що протікає через опори R_1 і R_2 , слід обирати багато більшим вхідного струму операційного підсилювача $I_{\text{вх}}$, значення якого надано в табл. 3.2.

Отже,

$$I_{\text{п}} = (20 \dots 50) * I_{\text{вх}}. \quad (3.28)$$

Тоді опори подільника будуть дорівнювати

$$R_1 = R_2 \leq \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ж}}}{I_{\text{п}}}. \quad (3.29)$$

6) З ряду E24 обираємо опори $R_1 = R_2 = \dots$ (зазначаємо значення). Тоді опори $R_4 = 0,5 * R_1$, а для отримання необхідного коефіцієнта підсилення опір R_3 буде дорівнювати

$$R_3 = \frac{R_4}{K_{U \text{ пр}} - 1}. \quad (3.30)$$

7) Обираємо з ряду E24 опори резисторів:

$$R_4 = \dots, R_3 = \dots$$

8) Розраховуємо граничну частоту попереднього каскаду на ОП з глибоким негативним зв'язком

$$f_{в\ гр1} \approx \frac{f_1}{K_U}. \quad (3.31)$$

9) Тому що в емітерному повторювачі існує місцевий НЗЗ, а джерелом сигналу для вихідного каскаду є попередній каскад на ОП з малим вихідним опором, то можна вважати, що гранична частота вихідного каскаду дорівнює

$$f_{в\ гр2} \approx (0,7 \dots 0,8) * f_{гр},$$

де $f_{гр}$ – гранична частота транзисторів $VT1$ і $VT2$, показана в табл. 3.1.

10) Якщо $f_{в\ гр2} \gg f_{в\ гр1}$, що звичайно виконується для розрахованої схеми, то слід, що гранична частота двокаскадного підсилювача визначається попереднім каскадом на ОП і дорівнює

$$f_{в\ гр} = f_{в\ гр1} = \dots$$

Отримане значення $f_{в\ гр}$ порівнюємо із заданим значенням верхньої частоти смуги пропускання підсилювача $f_{в} = 20$ кГц:

а) якщо $f_{в\ гр} \geq f_{в}$, отже, розрахований підсилювач забезпечує задану смугу пропускання в області верхніх частот;

б) якщо $f_{в\ гр} < f_{в}$, підсилювач не забезпечує задану смугу пропускання в області верхніх частот. У цьому випадку необхідно обрати операційний підсилювач з більшим значенням f_1 .

11) Значення ємностей розділювальних конденсаторів C_1, C_2, C_3, C_4 обирають за вимогами до частотних спотворень підсилювача в області нижніх частот та до маси, габаритів підсилювача.

3.7. Розрахунок параметричного стабілізатора напруги

12) Розраховуємо параметричний стабілізатор напруги, який виконано на стабілітроні $VD1$ та обмежувальному резисторі R_6 .

В табл. 3.4 надано параметри стабілітронів [3, 4]. Для стабілізатора має виконуватися умова

$$U_{ж} = U_{ст\ ном} = 30 \text{ В},$$

де $U_{ж}$ – напруга живлення ОП;

$U_{ст\ ном}$ – номінальна напруга стабілізації.

У випадку необхідності можна увімкнути два стабілітрони послідовно, які мають

$$U_{ст\ ном} = 15 \text{ В}.$$

13) Необхідний струм стабілізації обираємо з нерівності:

$$I_{ст\ сер} \geq 10 (I_{п} + I_{спож}),$$

де $I_{п} = \frac{U_{ж}}{R_1 + R_2}$ – струм подільника операційного підсилювача $A1$;

$I_{спож}$ – споживаний струм операційного підсилювача $A1$, значення якого надано в табл. 3.2;

$I_{ст\ сер} = \frac{I_{ст\ min} + I_{ст\ max}}{2}$ – середнє значення струму стабілізації стабілітрона $VD1$.

Значення $I_{\text{ст min}}$ і $I_{\text{ст max}}$ надано в табл. 3.4. З таблиці 3.4 обираємо тип стабілітрона: $VD1 - \dots$.

14) Розраховуємо опір обмежувального резистора R_6

$$R_6 = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{ж}}}{I_{\text{ст сер}}}.$$

Обираємо опір R_6 з ряду E24: $R_6 = \dots$.

15) Заповнюємо табл. 3.5 – Перелік елементів підсилювача низької частоти.

В табл. 3.5 зазначаємо тип обраних елементів $A1$, $VT1$ і $VT2$, $VD1$, $VD2$, $VD3$, а також номінальні значення опорів резисторів з ряду E24, тобто з похибкою $\pm 5\%$. Наприклад, $1,3 \text{ кОм} \pm 5\%$.

Таблиця 3.4 – Параметри стабілітронів

№ з/п	Стабілітрон	$U_{\text{ст ном}}, \text{В}$	$U_{\text{ст min}}, \text{В}$	$U_{\text{ст max}}, \text{В}$	$I_{\text{ст min}}, \text{мА}$	$I_{\text{ст max}}, \text{мА}$
1	2С530А	30	28,5	31,5	1	27
2	КС531А	30	29,45	32,55	3	15
3	КС509	15	13,8	15,6	0,5	42
4	КС515	15	13,5	16,5	1	53
5	Д815Е	15	13,3	16,4	25	450
6	КС215Ж	15	13,5	16,5	-	10

Таблиця 3.5 – Перелік елементів підсилювача низької частоти (рис. 3.1)

№ з/п	Позначення	Найменування елемента	Тип елемента	К-ть	Номін. значення	Примітка
1	$A1$	Операційний підсилювач		1		
2	$VT1$	Біполярний транзистор		1		$p-n-p$ -типу
3	$VT2$	Біполярний транзистор		1		$n-p-n$ -типу
4	$VD1$	Стабілітрон		1		
5	$VD2, VD3$	Діод		2		
6	R_1, R_2	Резистор		2		
7	R_3	Резистор		1		
8	R_4	Резистор		1		
9	R_5	Резистор		1		Зазначаємо, якщо R_5 вкл.
10	R_6	Резистор		1		
11	R_7, R_8	Резистор		2		
12	C_1, C_2	Конденсатор		2		
13	C_3, C_4	Конденсатор		2		

4. Розрахунок вимірювального підсилювача

4.1. Ключові положення

Вимірювальний підсилювач – це один з найбільш широко застосовуваних, точних та багатофункціональних підсилювачів. Схему вимірювального підсилювача показано на рис. 4.1.

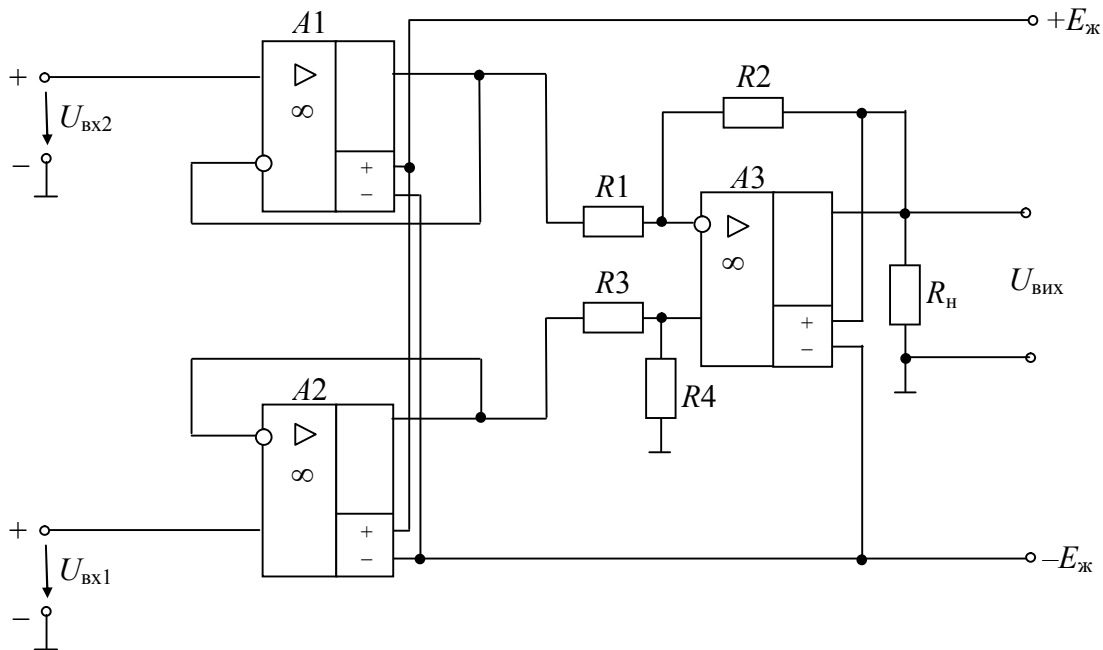


Рисунок 4.1 – Вимірювальний підсилювач

Вимірювальний підсилювач використовується для підсилення та вимірювання малих різниць напруг від віддалених джерел сигналу. При передаванні малих сигналів виникають синфазні завади, напруга яких часто буває значно більшою, ніж вимірювана різницева напруга. Різницеву вхідну напругу назовемо диференціальним вхідним сигналом

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (4.1)$$

Диференціальний вхідний сигнал часто являє собою сигнал, що знімається з давача. Давач або перетворювач являє собою пристрій, який перетворює вимірюваний параметр та його зміну в електричний сигнал. Приклади давачів-перетворювачів: 1) фототранзистор, який перетворює рівень освітленості у струм; 2) термістор, який перетворює зміну температури у зміну опору; 3) термопара, яка дає на виході напругу, пропорційну температурі спаду; 4) тензодавач, опір якого змінюється пропорційно механічній деформації матеріалу, та інші.

Основою вимірювального підсилювача (рис. 4.1) є диференціальний (різницевий) підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі A3. У диференціального підсилювача (ДУ) вхідні сигнали подаються на обидва входи операційного підсилювача: *інвертуючий* та *неінвертуючий*. Отже, вихідна напруга буде визначатися різницею вхідних сигналів та коефіцієнтом підсилення ДУ.

Якщо виконати коефіцієнти підсилення ДУ за інвертуючим та неінвертуючим входами однаковими, то ДУ не буде підсилювати синфазні сигнали. Тому далі розглянемо лише різницевий (диференціальний) вихідний сигнал.

Операційні підсилювачі $A1$ й $A2$ увімкнено за схемою повторювачів. Це дозволяє збільшити вхідний опір вимірювального підсилювача й розв'язати вхідні та вихідні сигнали. Тому що коефіцієнт підсилення напруги повторювача дорівнює одиниці, то вхідні напруги $U_{\text{вх1}}$ й $U_{\text{вх2}}$ подано на входи ДУ, який виконано на $A3$.

Для сигналу $U_{\text{вх1}}$ підсилювач увімкнений за неінвертуючою схемою, напруга на неінвертуючому вході дорівнює

$$U_{\text{вх1}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4},$$

а коефіцієнт підсилення за неінвертуючим входом дорівнює

$$K_{\text{н}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.2)$$

Отже, вихідна напруга від неінвертуючого входу буде дорівнювати

$$U_{\text{вих1}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{вх1}}. \quad (4.3)$$

Для інвертуючого входу коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_{\text{і}} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (4.4)$$

отже

$$U_{\text{вих2}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\text{вх2}}. \quad (4.5)$$

Користуючись принципом суперпозиції, знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих1}} + U_{\text{вих2}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{вх1}} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\text{вх2}}. \quad (4.6)$$

Для отримання однакових коефіцієнтів підсилення за обома входами ДУ оберемо

$$R_3 = R_1, R_4 = R_2. \quad (4.7)$$

У цьому випадку синфазний сигнал на виході ДУ буде відсутнім, а вихідна напруга буде дорівнювати

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}), \quad (4.8)$$

$$\text{де } K = \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.9)$$

Отже, вимірювальний підсилювач підсилює різницю вхідних напруг.

Якщо обрати опір усіх резисторів рівним: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то вихідна напруга буде дорівнювати різниці вхідних напруг

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (4.10)$$

Якщо на обидва входи подано синфазні сигнали: $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$, то $U_{\text{вих}} = 0$, отже, вимірювальний підсилювач не підсилює синфазні сигнали.

4.2. Завдання для розрахунку

- 1) Накресліть схему вимірювального підсилювача й призначення елементів.
- 2) Розрахуйте опори резисторів R_1, R_2, R_3, R_4 .
- 3) Округліть значення опорів R_1, R_2, R_3, R_4 до стандартних номіналів з ряду E24.
- 4) Розрахуйте вихідну напругу.
- 5) Визначте задане значення вихідної напруги.
- 6) Знайдіть похибку отриманої вихідної напруги відносно заданої.

4.3. Вихідні дані

- 1) Напруга вхідних сигналів:
 $U_{\text{вх1}} = (0,2 + 0,01N), \text{ В.}$
 $U_{\text{вх2}} = (0,3 + 0,01M), \text{ В.}$
- 2) Коефіцієнт підсилення підсилювача
 $K = 20 + N.$
- 3) Опір резистора R_1 :
 $R_1 = (1 + M), \text{ кОм.}$

4.4. Виконання розрахунку

- 1) Схему вимірювального підсилювача показано на рис. 4.1.
- 2) Розрахуємо опір резистора R_2

$$R_2 = R_1 K.$$

- 3) Обираємо опір резисторів з ряду E24:

$$R_1 = R_3 = \dots, R_2 = R_4 = \dots.$$

- 4) Розраховуємо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

- 5) Визначаємо задане значення вихідної напруги

$$U_{\text{вих зад}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

- 6) Знаходимо похибку розрахованої вихідної напруги

$$\delta\% = \frac{U_{\text{вих зад}} - U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих зад}}} \cdot 100.$$

Похибка не повинна перевищувати $\delta\% \leq \pm 5\%$.

5. Аналогові перемножувачі.

Розрахунок модулятора й демодулятора на перемножувачі

5.1. Ключові положення

Перемножувачі застосовуються у різних електронних пристроях: помножувачах частоти, модуляторах, демодуляторах, у системах автоматичного регулювання, для виконання різних математичних операцій. Вони також входять складовою частиною до багатьох спеціалізованих схем та вузлів. Широке застосування ІМС перемножувачів зумовлено перш за все тим, що нелінійна операція перемноження призводить до зміни спектра вихідного сигналу.

Аналоговий перемножувач призначений для реалізації передаткової функції

$$U_Z = kU_XU_Y,$$

де U_Z – вихідна напруга; U_X й U_Y – змінні напруги на входах X і Y відповідно; k – масштабний коефіцієнт. Умовні позначення аналогового перемножувача показано на рис. 1.1,в.

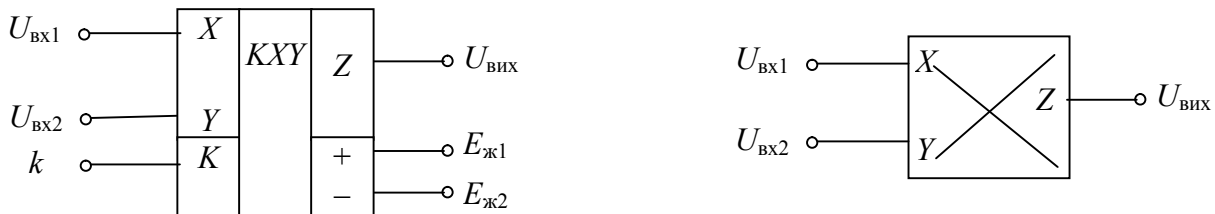


Рисунок 5.1 – Умовні позначення аналогового перемножувача: а) згідно з ЄСКД; б) за функціональною ознакою

Напруга на виході перемножувача дорівнює добутку вхідних напруг й масштабного коефіцієнта:

$$Z = KXY, \text{ тобто } U_{ВИХ} = kU_{BX1}U_{BX2}, \quad (5.1)$$

де k – масштабний коефіцієнт.

Масштабний коефіцієнт k звичайно обирається рівним $k = 0,1$. Цей вибір пояснюється тим, що перемножувачі розраховуються на роботу від тих самих джерел живлення, що й операційні підсилювачі, тобто на напругу ± 15 В. Для отримання найкращих результатів вхідні напруги $U_{BX1} = X$ й $U_{BX2} = Y$ не повинні перевищувати значення ± 10 В відносно корпусу. Ця межа ± 10 В зберігається також для вихідної напруги $U_{ВИХ} = Z$. Тому масштабний коефіцієнт обирають $k = 0,1$.

Перемножувачі класифікуються за числом квадрантів, у яких вони працюють. Існують одноквадрантні, двоквадрантні й чотириквадрантні перемножувачі. Дана класифікація пояснюється тим, що вхідні напруги можуть мати чотири можливі комбінації полярностей. Наприклад, якщо обидві напруги U_{BX1} і U_{BX2} позитивні, робота відбувається у квадранті 1; якщо U_{BX1} – позитивна, а U_{BX2} негативна, то робота відбувається у квадранті 4 й т.д.

Для отримання точних значень результатів перемноження $U_{ВИХ}$ має дорівнювати нулю за нульової напруги на будь-якому з входів перемножувача. Для

цього передбачена можливість підстроювання нуля. Також передбачене підстроювання масштабного коефіцієнта k .

Найбільшого розповсюдження отримали три типи інтегральних перемножувачів: з управляним опором, зі змінною крутістю, логарифмічні. Перемножувачі на логарифматорах й антилогарифматорах очевидні для побудови та прості для розрахунку. Структурну схему логарифмічного перемножувача показано на рис. 5.2, де a і b – коефіцієнти пропорційності логарифмів.

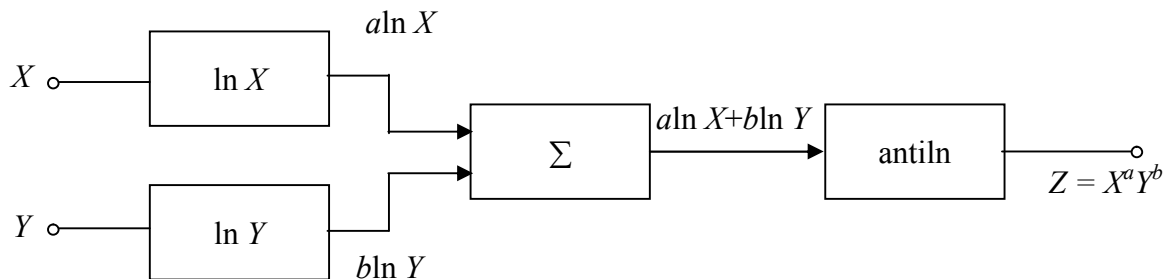


Рисунок 5.2 – Структурна схема перемножувача

Якщо $a > 1$ і $b > 1$, сигнали підносяться до ступеня та перемножуються, якщо $a = 1$ і $b = 1$, отримаємо перемноження сигналів. Якщо $a < 1$ і $b < 1$, із сигналів добуваються корні. Якщо сигнали відняти $a \ln X - b \ln Y$, то в результаті отримаємо ділення сигналів

$$Z = \frac{X^a}{Y^b}.$$

Схему перемножувача однополярних сигналів, виконаного на операційних підсилювачах, показано на рис. 5.3.

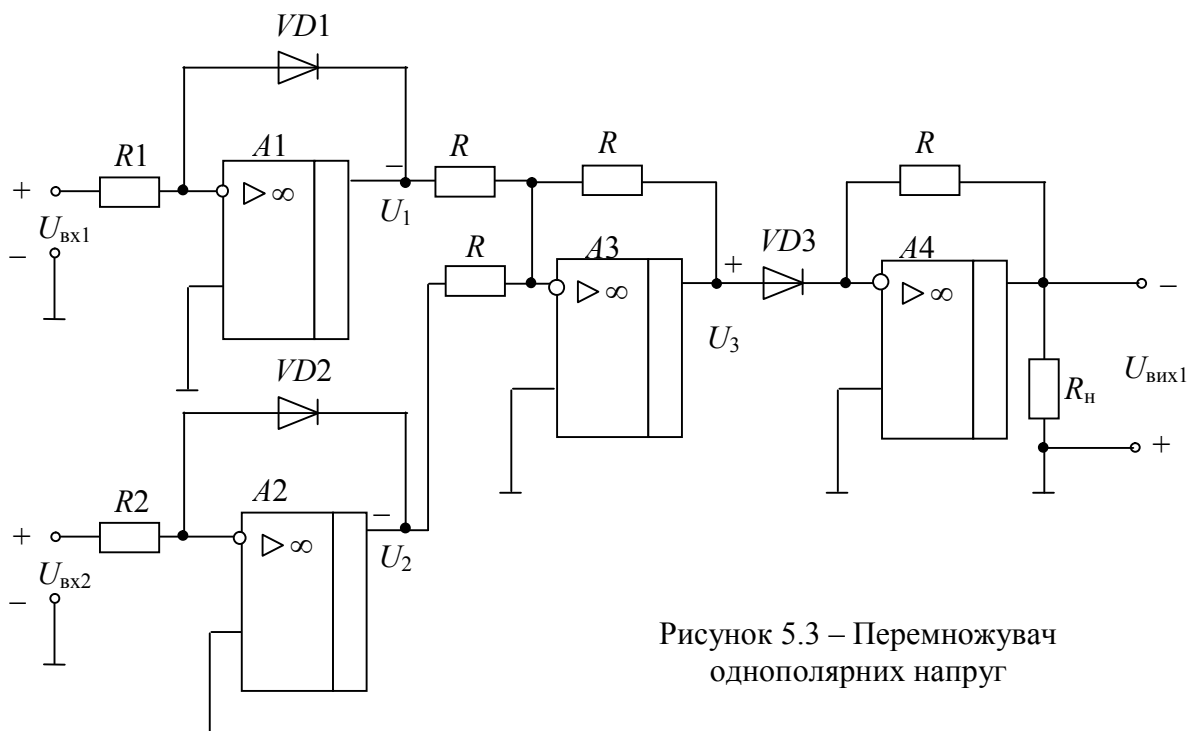


Рисунок 5.3 – Перемножувач однополярних напруг

На операційних підсилювачах $A1$ і $A2$ виконано логарифматори, напруги на виходах яких дорівнюють (при зазначеній полярності на входах)

$$U_1 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{BX1}}}{I_{01} R_1} \right), \quad U_2 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{BX2}}}{I_{02} R_2} \right).$$

На операційному підсилювачі АЗ виконано інвертуючий суматор напруг (вагові коефіцієнти дорівнюють одиниці). Напряга на виході суматора дорівнює

$$U_3 = -(U_1 + U_2) = \varphi_T \left(\ln \left(\frac{U_{\text{BX1}}}{I_{01} R_1} \right) + \ln \left(\frac{U_{\text{BX2}}}{I_{02} R_2} \right) \right).$$

На операційному підсилювачі А4 виконано антилогарифматор, напруга на виході якого пропорційна добутку вхідних напруг

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} &= -I_{03} R_3 \operatorname{antiln} \left(\frac{U_3}{\varphi_T} \right) = -I_{03} R_3 \operatorname{antiln} \left(\frac{U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} \right) = \\ &= -\frac{I_{03} R_3}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}} = k U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}, \end{aligned}$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Якщо обрати

$$I_{03} R_3 = I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2,$$

то отримаємо

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}.$$

Таким чином, вихідний сигнал являє собою результат перемноження двох вхідних сигналів. Вважається, що всі ОП повністю скориговані.

Випускаються готові схеми перемножувачів. Ці схеми є складними й ретельно виконаними пристроями.

Основні параметри аналогового перемножувача:

- 1) Похибка перемноження ϵ , яка дорівнює максимальній різниці між фактичним та теоретичним значеннями вихідного сигналу.
- 2) Нелінійність перемноження за координатами X і Y в %: N_X, N_Y .
- 3) Остаточні напруги $U_{\text{ост}X}, U_{\text{ост}Y}$, мВ.
- 4) Вхідні струми $I_{\text{вх}}$, мкА.
- 5) Смуга перетворення $\Delta f_X, \Delta f_Y$, МГц.
- 6) Максимальні значення вхідних та вихідних напруг, В.

Перемножувачі використовуються у багатьох пристроях, розглянемо деякі з них.

5.1.1. Амплітудний модулятор (АМ)

Амплітудна модуляція (АМ) є найбільш простим способом закладення інформації у високочастотне колювання. При АМ обвідна амплітуд несучого колювання змінюється за законом передаваного повідомлення, частота й початкова фаза підтримуються незмінними. Тому АМ колювання можна записати у наступному вигляді

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_1 + \varphi_1).$$

У загальному випадку закон зміни $U(t)$ може бути складним залежно від передаваного повідомлення.

У найпростішому випадку, коли модулююче коливання є гармонічним, обвідну промодульованого коливання можна подати у вигляді

$$U(t) = U_0 + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2).$$

Вважаючи початкові фази $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = 0$, миттєве значення АМ коливання можна записати у наступному вигляді

$$u(t) = (U_0 + U_2 \cos \omega_2 t) \cdot \cos \omega_1 t. \quad (5.2)$$

Як впливає з формули (5.2), амплітудний модулятор можна виконати на аналоговому перемножувачі.

Структурну схему амплітудного модулятора показано на рис. 5.4.

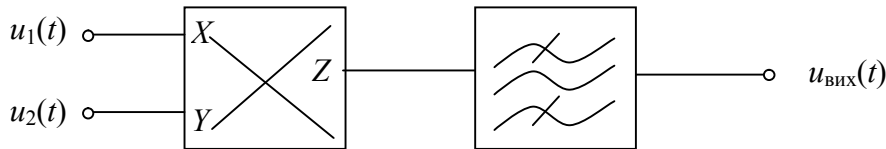


Рисунок 5.4 – Структурна схема амплітудного модулятора

На вхід X перемножувача подається коливання несучої частоти $u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$, на вхід Y – модулююче коливання $u_2(t)$, що містить постійну складову. Розглянемо випадок, коли модулюючий сигнал є гармонічним: $u_2(t) = U_0 + U_2 \cos \omega_2 t$. На виході перемножувача згідно з формулою (5.1) отримаємо коливання

$$u_{\text{вих}}(t) = k u_1(t) \cdot u_2(t) = k U_1 \cos \omega_1 t (U_0 + U_2 \cos \omega_2 t), \quad (5.3)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Як правило, повинна виконуватися нерівність $\omega_1 \gg \omega_2$. Після перетворення отримаємо

$$u_{\text{вих}}(t) = k U_1 U_0 \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k U_2 U_0 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]. \quad (5.4)$$

Як видно з виразу (5.4), у спектрі вихідного коливання є три гармонічні складові: на частоті несучого коливання ω_1 з амплітудою $U_{\text{н}} = k U_1 U_0$, на верхній бічній частоті $(\omega_1 + \omega_2)$ з амплітудою $U_{\text{вб}} = \frac{1}{2} M U_{\text{н}}$ й на нижній бічній частоті $(\omega_1 - \omega_2)$ з амплітудою $U_{\text{нб}} = \frac{1}{2} M U_{\text{н}}$. Тут $M = \frac{U_2}{U_0}$ – коефіцієнт амплітудної модуляції.

У схемі рис. 5.4 увімкнений смуговий фільтр зі смугою пропускання $(f_{\text{нб}} \dots f_{\text{вб}})$ для відокремлення корисного промодульованого сигналу. Значення частот у герцах розраховуємо за формулами:

- 1) частота несучого коливання $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$;
- 2) частота модулюючого коливання $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$;
- 3) частота нижньої бічної $f_{\text{нб}} = \frac{\omega_1}{2\pi} - \frac{\omega_2}{2\pi} = f_1 - f_2$;
- 4) частота верхньої бічної $f_{\text{вб}} = \frac{\omega_1}{2\pi} + \frac{\omega_2}{2\pi} = f_1 + f_2$.

Коливання на входах і виході перемножувача зручно подати їх спектрами. За замовчуванням під спектром розуміють амплітудний спектр, який являє собою сукупність амплітуд гармонічних складових коливання, включаючи постійну складову. Спектр можна подати також графічно у координатах (U_n, f_n) , де U_n – амплітуда гармонічної складової з частотою f_n . Для періодичного коливання спектр є лінійчастим.

Як впливає з формули (5.4), спектр амплітудно-модульованого коливання при модуляції гармонічним сигналом можна подати діаграмою, яку показано на рис. 5.5.

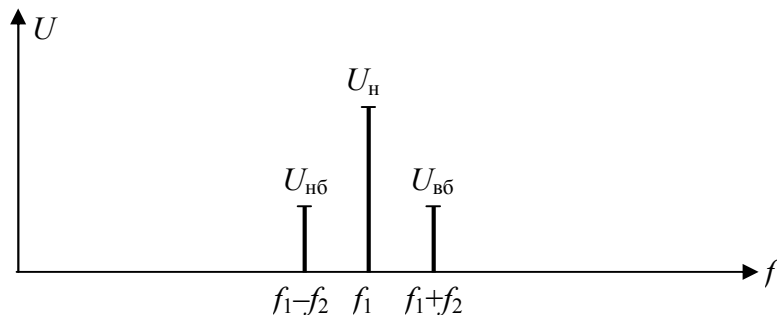


Рисунок 5.5 – Спектр амплітудно-модульованого коливання гармонічним сигналом

Якщо на модулятор подається складний сигнал, що має смугу частот у діапазоні $(f_{2\min} \dots f_{2\max})$, то вихідний промодульований сигнал буде мати дві бічні смуги частот: *різницеву* й *сумарну*. У цьому випадку спектр АМ-коливання можна подати у вигляді діаграми, яку показано на рис. 5.6.

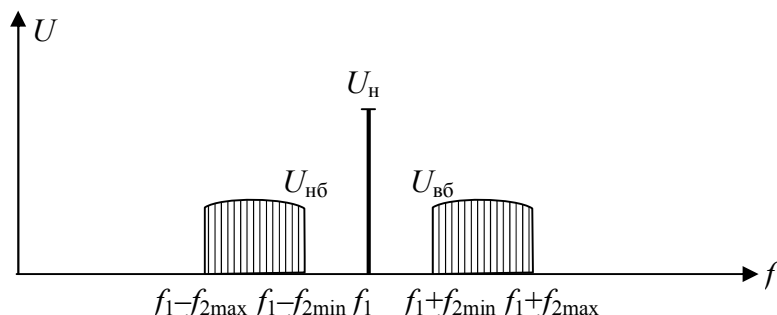


Рисунок 5.6 – Спектр амплітудно-модульованого коливання складним сигналом

5.1.2. Балансний модулятор (БМ)

В амплітудно-модульованому коливанні інформація про модулюючий (первинний) сигнал міститься у бічних смугах: в амплітудах та у відстанях бічних частот від несучої. Несуче коливання ніякої інформації не містить. Тому можна обмежитися передаванням лише двох бічних смуг (ДБС) або однієї (ОБС). Перевагами двосмугової й односмугової систем передавання є можливість використання усієї потужності передавача для передавання корисної інформації, а за ОБС – вдвічі зменшити ширину спектра передаваного сигналу.

Балансний модулятор дозволяє отримати коливання двох бічних смуг. Структурна схема балансного модулятора аналогічна схемі рис. 5.4. На входи перемножувача подаються два гармонічних коливання: несуче – $u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$

й модулююче $u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$ без постійної складової. На виході перемножувача отримаємо коливання

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}}(t) &= k u_1(t) \cdot u_2(t) = k U_1 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t = \\ &= \frac{1}{2} k U_1 U_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Таким чином, вихідний сигнал містить лише два бічних коливання, несуча відсутня. Для отримання ОБС один з двох сигналів виділяють за допомогою відповідного фільтра.

5.1.3. Демодулятор амплітудно-модульованого коливання

Демодуляція є процес відновлення модулюючого сигналу з АМ-коливання. Виконаємо демодулятор на перемножувачі. Структурну схему демодулятора показано на рис. 5.7.

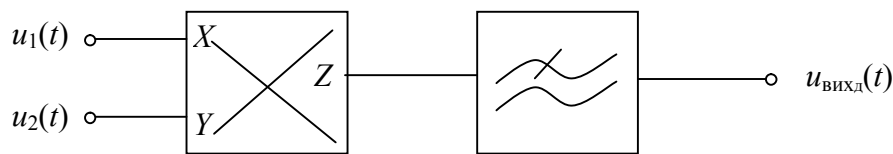


Рисунок 5.7 – Структурна схема демодулятора

На входи перемножувача подаються два коливання: гармонічне опорне з частотою несучого коливання $u_1(t) = U_{\text{н}} \cos \omega_1 t$ на вхід X , амплітудно-модульоване коливання $u_2(t) = U_{\text{н}} \cos \omega_1 t + U_6 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$ на вхід Y .

Після перемноження вхідних напруг з урахуванням масштабного коефіцієнта отримаємо:

$$u_{\text{вихд}}(t) = k u_{\text{вх1}}(t) u_{\text{вх2}}(t) = k U_{\text{н}} \cos \omega_1 t (U_{\text{н}} \cos \omega_1 t + U_6 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]). \quad (5.6)$$

Після перетворень виразу (5.6) отримаємо:

$$\begin{aligned} u_{\text{вихд}}(t) &= k \frac{1}{2} U_{\text{н}}^2 + k U_{\text{н}} U_6 \cos \omega_2 t + k \frac{1}{2} U_{\text{н}}^2 \cos 2\omega_1 t + \\ &+ k \frac{1}{2} U_{\text{н}} U_6 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + k \frac{1}{2} U_{\text{н}} U_6 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Як впливає з виразу (5.7), коливання на виході перемножувача містить кілька спектральних складових:

1) постійну складову з напругою

$$U_{0\text{д}} = k \frac{1}{2} U_{\text{н}}^2;$$

2) складову з частотою модулюючого коливання $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$ й амплітудою

$$U_{2\text{д}} = k U_{\text{н}} U_6;$$

3) високочастотне коливання з подвоєною частотою несучої $2f_1 = \frac{2\omega_1}{2\pi}$ і амплітудою

$$U_{\text{д}}^{(2)} = k \frac{1}{2} U_{\text{н}}^2 = U_0$$

та бічними частотами $(2f_1 - f_2)$ і $(2f_1 + f_2)$ з амплітудами

$$U_{\text{н бд}}^{(2)} = U_{\text{в бд}}^{(2)} = \frac{1}{2} U_{2\text{д}}.$$

Фільтр нижніх частот повинен виділити лише модулюючий сигнал

$$U_{\text{вих д}} = U_{0\text{д}} + U_{2\text{д}} \cos \omega_2 t \quad (5.8)$$

та придушити вищі гармонічні складові.

На рис. 5.8 показано спектр коливання на виході АМ демодулятора (без НЧ фільтра).

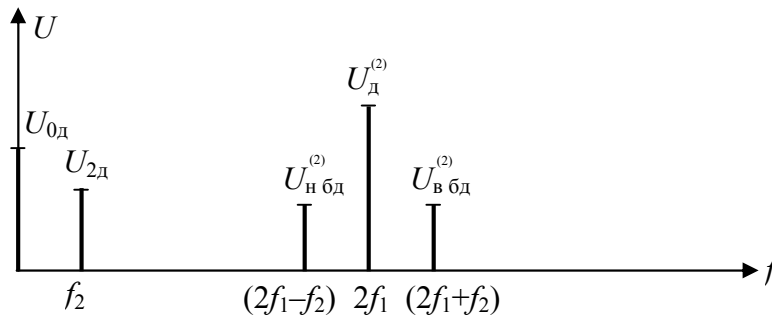


Рисунок 5.8 – Спектр коливання на виході АМ демодулятора (без НЧ фільтра)

Найкращим режимом демодулятора є синхронність і синфазність обох коливань $u_1(t)$ і $u_2(t)$. Ця обставина ставить жорсткі вимоги до пристрою формування опорного коливання.

5.1.4. Демодулятор ОБС-коливання

Структурна схема ОБС демодулятора аналогічна схемі рис. 5.7. На вхід X подається опорна напруга несучого коливання $u_{\text{вх1}}(t) = U_{\text{н}} \cos \omega_1 t$, на вхід Y подається коливання однієї верхньої бічної смуги (ОБС) $u_{\text{вх2}}(t) = U_{\text{б в}} \cos (\omega_1 + \omega_2)t$. На виході перемножувача отримуємо коливання

$$\begin{aligned} u_{\text{вих д}}(t) &= k u_{\text{вх1}}(t) u_{\text{вх2}}(t) = k U_{\text{н}} \cos \omega_1 t U_{\text{б в}} \cos (\omega_1 + \omega_2)t = \\ &= k U_{\text{н}} U_{\text{б в}} [\cos \omega_2 t + \cos (2\omega_1 + \omega_2)t]. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Як впливає з виразу (5.9), коливання на виході демодулятора без НЧ фільтра має дві спектральні складові:

- 1) з частотою модулюючого коливання $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$ й амплітудою

$$U_{2\text{д}} = k U_{\text{н}} U_{\text{б в}};$$

- 2) високочастотне коливання з частотою $2f_1 + f_2 = \frac{2\omega_1}{2\pi} + \frac{\omega_2}{2\pi}$ й амплітудою

$U_{\text{в б}}^{(2)} = U_{2\text{д}}$, дорівнюваною амплітуді модулюючого коливання.

На рис. 5.9 показано спектр ОБС демодулятора (без НЧ фільтра).

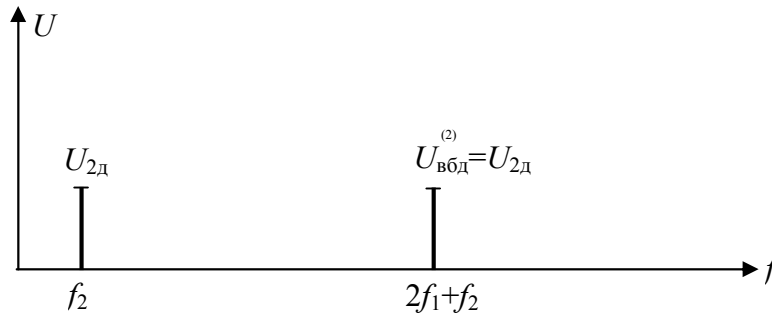


Рисунок 5.9 – Спектр коливання на виході ОБС демодулятора (без НЧ фільтра)

5.2. Розрахунок амплітудного модулятора на перемножувачі

Завдання для розрахунку

1. Наведіть структурну схему модулятора.
2. Розрахуйте амплітуди напруг на виході амплітудного модулятора: несучого коливання й бічних частот.
3. Визначте частоти спектральних складових вихідного сигналу.
4. Накресліть спектри коливань на входах та виході амплітудного модулятора.

Вихідні дані

1. Коливання несучого та модулюючого сигналів гармонічні.
2. Частота несучого коливання

$$f_1 = (100 + 10 \cdot N) \text{ кГц.}$$

3. Частота інформаційного модулюючого коливання

$$f_2 = (10 + M) \text{ кГц.}$$

4. Амплітуда несучого коливання

$$U_1 = \left(5 + \frac{N}{2}\right) \text{ В.}$$

5. Напруга постійної складової модулюючого сигналу

$$U_0 = \left(5 + \frac{N}{2}\right) \text{ В.}$$

6. Коефіцієнт амплітудної модуляції

$$M = 0,5 + \frac{M}{20}.$$

7. Масштабний коефіцієнт перемножувача

$$k = 0,1 \text{ 1/В.}$$

Виконання розрахунку

1. Структурну схему модулятора показано на рис. 5.4.
2. Розраховуємо амплітуду модулюючого коливання

$$U_2 = MU_0.$$

3. Визначаємо амплітуду несучого коливання на виході модулятора

$$U_n = kU_1U_2.$$

4. Знаходимо амплітуди коливань бічних частот

$$U_{н\delta} = U_{в\delta} = \frac{1}{2} M U_{н}.$$

5. Розраховуємо частоти спектральних складових вихідного сигналу модулятора:

1) несучого коливання

$$f_{н} = f_1;$$

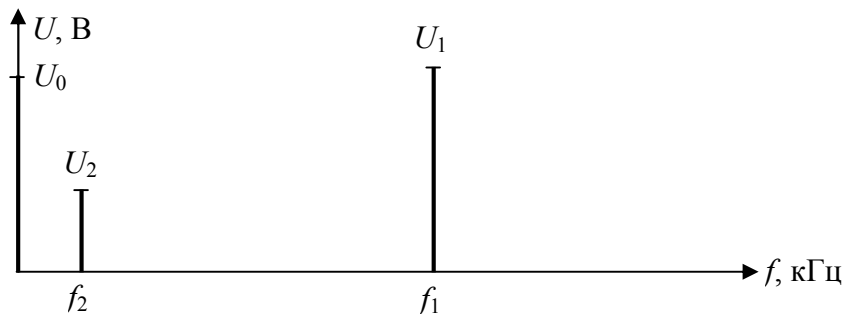
2) верхньої бічної частоти

$$f_{в\delta} = f_1 + f_2;$$

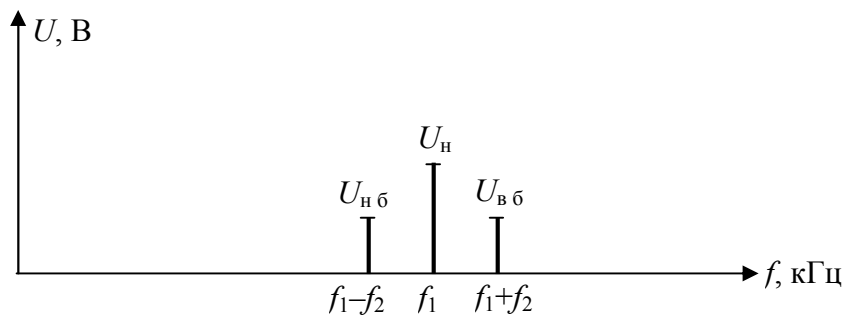
3) нижньої бічної частоти

$$f_{н\delta} = f_1 - f_2.$$

6. Креслимо спектри коливань на входах та виході амплітудного модулятора у масштабі, як показано на рис. 5.10, зазначивши значення напруг та частот.



a)



б)

Рисунок 5.10 – Спектри коливань амплітудного модулятора: а) на входах X і Y ; б) на виході Z

5.3. Розрахунок демодулятора АМ-коливання на перемножувачі

Завдання для розрахунку

1. Наведіть структурну схему демодулятора.
2. Розрахуйте напругу постійної складової й амплітуди коливань на виході демодулятора.
3. Визначте частоти спектральних складових вихідного сигналу.
4. Накресліть спектри коливань на входах та виході амплітудного демодулятора.

Вихідні дані

Вихідні дані беремо з розрахунку амплітудного модулятора, зазначивши їх значення:

1. Амплітуда несучого коливання

$$U_{н} =$$

2. Амплітуди коливань бічних частот

$$U_{нб} = U_{вб} =$$

3. Частота несучого коливання

$$f_n = f_1 =$$

4. Частота модулюючого коливання

$$f_2 =$$

5. Частота верхньої бічної

$$f_{вб} =$$

6. Частота нижньої бічної

$$f_{нб} =$$

Виконання розрахунку

1. Структурну схему модулятора показано на рис. 5.7.

2. Обираємо масштабний коефіцієнт перемножувача з двох умов:

$$k = \frac{20}{U_n^2} \text{ 1/V}; k \geq 1 \text{ 1/V},$$

тобто максимальне значення $k_{\max} = 1$.

3. Розраховуємо напругу постійної складової на виході демодулятора

$$U_{0д} = k \frac{1}{2} U_n^2.$$

4. Визначаємо амплітуду модулюючого інформаційного сигналу на виході демодулятора

$$U_{2д} = k U_n U_{вб}:$$

1) з подвоєною частотою несучої

$$U_{д}^{(2)} = U_{0д};$$

2) верхньої й нижньої бічних частот

$$U_{днб}^{(2)} = U_{двб}^{(2)} = \frac{1}{2} U_{2д}.$$

5. Розраховуємо частоти спектральних складових вихідного сигналу демодулятора:

1) постійна складова

$$f_0 = 0;$$

2) модулюючий інформаційний сигнал

$$f_2 = \quad ;$$

3) високочастотні коливання

$$\begin{aligned} 2f_1 &= \quad , \\ 2f_1 - f_2 &= \quad , \\ 2f_1 + f_2 &= \quad . \end{aligned}$$

6. Креслимо спектри коливань на входах та виході демодулятора у масштабі, як показано на рис. 5.11, зазначивши значення напруг і частот.

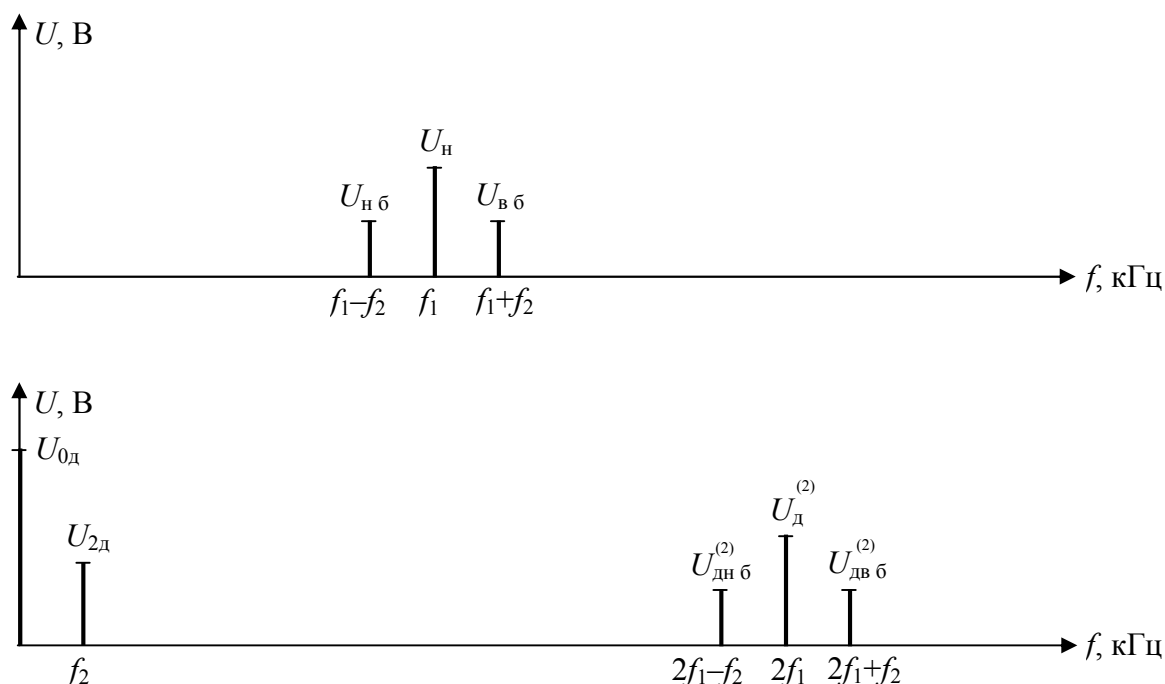


Рисунок 5.11 – Спектры коливань демодулятора: а) на вході Y ; б) на виході Z

Список літератури

1. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник; под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 640 с.
2. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник; под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
3. Москатов Е.А. Справочник по полупроводниковым приборам / Москатов Е.А. – [2-е изд.]. – Таганрог. – 219 с.: <http://moskatov.narod.ru>.
4. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам / Лавриненко В.Ю. – К.: Техніка, 1984. – 424 с.
5. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник; под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.
6. Аналоговые интегральные схемы: Справочник / Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. – Мн.: Беларусь, 1994. – 382 с.
7. Кофлин Р. Операционные усилители и линейные интегральные схемы / Р. Кофлин, Ф. Дрискол.; пер. с англ. Б.Н. Бронина; под ред М.В. Гальперина. – М.: Изд-во «Мир», 1979. – 359 с.
8. Завьялов С.А. Схемотехника усилителей мощности низких частот: учеб. пособ. / С.А. Завьялов, К.Е. Мурасов. – 2010. – 92 с. : <http://depositfiles.com/files>.
9. Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства: учеб. пособ., модуль 1 и 2 / М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнар. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008.
10. Савицька М.П. Аналогові електронні пристрої: навч. посіб., модуль 1 та 2 / М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009.
11. Шарапов А.В. Аналоговая схемотехника: учеб. пособ. / Шарапов А.В. – Томск: ТУСУР, 2006. – 193 с.

ЗМІСТ

Вступ	3
1. Мета та задачі навчальної дисципліни.....	3
2. Вимоги навчально-професійної програми	3
3. Склад змістових модулів та рекомендації для самостійного вивчення основних та додаткових питань	4
Змістовий модуль 1. Технічні показники підсилювача.....	4
Змістовий модуль 2. Зворотний зв'язок	5
Змістовий модуль 3. Електронні підсилювачі	7
Змістовий модуль 4. Пристрої на аналогових ІМС	9
Змістовий модуль 5. Електронні генератори	10
Рекомендована література	10
4. Комплексне завдання	11
1. Розрахунок параметрів підсилювача зі зворотним зв'язком.....	12
1.1. Ключові положення.....	12
1.2. Завдання для розрахунку	20
1.3. Вихідні дані	21
1.4. Виконання розрахунку	21
2. Розрахунок попереднього каскаду широкосмугового підсилювача на біполярному транзисторі.....	24
2.1. Ключові положення.....	24
2.2. Завдання для розрахунку	25
2.3. Вихідні дані	25
2.4. Розрахунок резисторного каскаду зі спільним емітером.....	27
2.5. Розрахунок резисторного каскаду зі спільною базою.....	31
2.6. Розрахунок резисторного каскаду зі спільним колектором (емітерного повторювача).....	34
3. Розрахунок двокаскадного підсилювача потужності низької частоти.....	37
3.1. Ключові положення.....	
3.2. Вихідні дані	37
3.3. Вибір транзисторів вихідного каскаду	39
3.4. Розрахунок вихідного каскаду	41
3.5. Вибір операційного підсилювача попереднього каскаду підсилення.....	42
3.6. Розрахунок попереднього каскаду	45
3.7. Розрахунок параметричного стабілізатора напруги	46
4. Розрахунок вимірювального підсилювача	48
4.1. Ключові положення	48
4.2. Завдання для розрахунку.....	50
4.3. Вихідні дані	50
4.4. Виконання розрахунку	50
5. Аналогові перемножувачі. Розрахунок модулятора й демодулятора на перемножувачі.....	51
5.1. Ключові положення	51
5.1.1. Амплітудний модулятор	53

5.1.2. Балансний модулятор	56
5.1.3. Демодулятор амплітудно-модульованого коливання	56
5.1.4. Демодулятор ОБС-коливання.....	57
5.2. Розрахунок амплітудного модулятора на перемножувачі.....	58
5.3. Розрахунок демодулятора АМ-коливання на перемножувачі	59
Список літератури.....	63

Навчально-методичне видання

Олена Михайлівна Воробйова,
Маргарита Павлівна Савицька,
Юрій Вікторович Флейта

Методичний посібник
для самостійної роботи студентів
та виконання комплексного завдання
з дисципліни «Аналогові електронні пристрої»