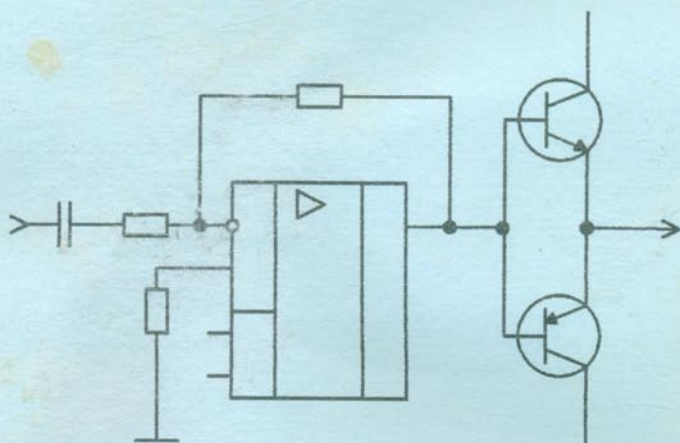


РУДИК В.Д., ШУТИЛО М.А.

ОСНОВИ

СХЕМОТЕХНІКИ



**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

В.Д. РУДИК , М.А. ШУТИЛО

ОСНОВИ СХЕМОТЕХНІКИ

Затверджено Вченою радою Вінницького національного технічного університету як лабораторний практикум для студентів напрямку підготовки 0924 – “Телекомунікації”. Протокол № 10 від 27 травня 2004р.

ВІННИЦЯ ВНТУ 2005

Рецензенти:

В.С. Осадчук, доктор технічних наук, професор
С.М. Зленко, доктор технічних наук, професор
Г.І. Гаврилюк, кандидат технічних наук, доцент

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Рудик В.Д., Шутило М.А.

Р 83 **“Основи схемотехніки”** Лабораторний практикум – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 141с.

В практикумі вміщені описи лабораторних робіт та короткі теоретичні відомості з основних тем програми дисципліни.

Практикум розроблений у відповідності з планом кафедри та програмою дисципліни “Основи схемотехніки”.

УДК 621.382 (075)

Зміст

Вказівки до виконання лабораторних робіт в навчальній лабораторії аналогових електронних пристроїв	4
Лабораторна робота №1. Дослідження підсилювальних каскадів на уніполярних та біполярних транзисторах	9
Лабораторна робота №2. Дослідження властивостей різних видів від'ємного зворотного зв'язку	21
Лабораторна робота №3 Дослідження диференціального каскаду з генератором стабільного струму	37
Лабораторна робота №4. Дослідження методів корекції частотних та перехідних характеристик	51
Лабораторна робота №5. Дослідження параметрів і характеристик діапазонних резонансних підсилювачів	65
Лабораторна робота №6. Дослідження параметрів і характеристик смугових підсилювачів	78
Лабораторна робота №7. Дослідження параметрів і характеристик каскаду кінцевого підсилення	90
Лабораторна робота №8. Дослідження підсилювача на мікросхемі К174УН7	101
Лабораторна робота №9. Дослідження підсилювачів на операційних підсилювачах	109
Лабораторна робота №10. Дослідження логарифмуючих, антилогарифмуючих підсилювачів та аналогових перемножувачів сигналів	118
Лабораторна робота №11. Дослідження активних частотних фільтрів і фазообертача на основі операційних підсилювачів (ОП).....	127
ЛІТЕРАТУРА	141

ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ В НАВЧАЛЬНІЙ ЛАБОРАТОРІЇ АНАЛОГОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Загальні положення

В процесі виконання лабораторних робіт студенти повинні засвоїти основні положення теорії і отримати необхідний обсяг практичних навичок в роботі з аналоговими електронними пристроями, їх вузлами, вимірювальною апаратурою і методикою вимірів.

На лабораторних заняттях студенти повинні навчитися правильно оцінювати результати досліджень, свідомо встановлювати границі застосування теоретичних положень і розуміти причини можливих розходжень результатів експерименту і теорії.

Для допуску до виконання лабораторної роботи студент повинен:

- розуміти фізику явищ, що вивчається в лабораторній роботі;
- знати схему макета і вимірювальної установки, за допомогою якої проводяться дослідження;
- вміти користуватися відповідною вимірювальною апаратурою;
- уявляти очікувані результати дослідів, вміти їх пояснювати.

Перед виконанням роботи викладач перевіряє знання студентів і їх підготовленість до роботи.

Порядок виконання робіт

Лабораторну роботу виконує бригада студентів у складі 2-3 осіб.

Кожний член бригади повинен приймати активну участь у проведенні експериментальних досліджень (встановлювати режими, керувати елементами вимірювальної установки, фіксувати покази приладів і т.д.).

Перед початком досліджень слід перевірити з'єднання приладів,

макетів і джерел.

Вмикати живлення тільки після дозволу викладача. Студентам забороняється самостійно розбирати макети і вимірювальну апаратуру.

У випадку виявлення несправності слід звернутися до викладача і під його наглядом знайти і ліквідувати пошкодження. Складні пошкодження, які потребують демонтажу, ліквідує персонал лабораторії.

Чернетки записів дослідів необхідно вести в спеціальних зошитах і супроводжувати їх відповідними таблицями і графіками. Обов'язково фіксувати всі необхідні дані про проведення експериментів (рівні сигналів, завод і шумів, частоти і т.п.), вказувати типи і заводські номери приладів і стендів.

По закінченню роботи викладач перевіряє і візує записи, після чого робить запис в журналі про виконання лабораторної роботи.

Загальні методичні вказівки до виконання експериментальних досліджень

Після ввімкнення живлення і встановлення рекомендованих режимів роботи слід прослідкувати по приладах загальний хід залежностей, що досліджуються і переконатися у їх відповідності до теорії. Це дозволить встановити доцільні границі вимірів незалежної змінної і функції, а також інтервали між відліками.

При дослідженні кривих відліки слід здійснювати не менше, ніж для 8 - 10 точок в обраному діапазоні зміни незалежної змінної. Отримані відліки повинні забезпечити однозначну побудову графіків залежності, що досліджується. На ділянках перегину функції необхідно збільшувати кількість відліків, тобто інтервали між відліками повинні бути менші, ніж на ділянках монотонної зміни функції.

З цієї ж причини зняття відліків функції через рівні інтервали надходження аргументу, як правило, не є оптимальним. Запис показів слід

виконувати з максимальною точністю.

Оскільки лабораторні макети вміщують вузли, які працюють в діапазоні рівнів і частот реальних сигналів, стають можливі прояви власних шумів, фона і завад. При завищених рівнях вхідних сигналів можливе перевантаження каскадів. Результати вимірів в таких випадках будуть мати значні помилки (промахи). Виходячи з цього, рівні вхідних сигналів в процесі експериментальних досліджень необхідно вибирати такими, щоб мінімальний відліковий рівень сигналу на виході перевищував рівень шумів (фона, завад) не менше, ніж в 3-5 разів. Максимальний рівень сигналу повинен складати 80-90% граничного його значення, при якому спотворення форми вихідного сигналу можуть бути зафіксовані на екрані осцилографа. Отже, починаючи дослідження слід попередньо визначити рівень фона і шумів макета і максимальну неспотворену вихідну напругу.

Загальні вимоги до змісту і форми звіту

Звіт повинен дати повне уявлення про зміст і результати виконаних досліджень і надати можливість зробити заключення про досягнення мети роботи. Цьому сприяє стислість і наглядність оформлення текстового і графічного матеріалу, правильність рубрикацій, виконання вимог відповідних стандартів, взаємний зв'язок окремих розділів.

Звіт про виконання лабораторної роботи повинен вміщувати:

- титульний лист з назвою і номером роботи, групу, прізвище та ініціали студента, дату виконання роботи;
- мету виконання роботи;
- перелік апаратури та обладнання;
- схему електричну принципову макета;
- результати виконання домашнього завдання;
- програму експериментальних досліджень;

- результати досліджень та їх обробку;
- висновки по кожному пункту досліджень.

На графіках повинно бути вказано до якого досліджуваного він належить, а також початкові умови експерименту. Величини, що вимірюються, повинні відкладатися в зручних для порівняння масштабах. У випадку зміни величини більше чим в 10 раз доцільно використовувати логарифмічний масштаб. Графіки досліджених залежностей слід виконувати таким чином, щоб на них були присутні отримані в результаті експерименту точки.

Звіт повинен містити розділи, підрозділи, пункти, а у випадку необхідності і підпункти. Розділи і підрозділи повинні мати назви.

У висновках повинно бути:

- об'єктивна оцінка отриманих залежностей і пояснення впливу елементів схеми на їх хід;
- критичне співставлення результатів експерименту і теоретичних положень, у випадку їх розбіжності - пояснення причин.

Захист звіту

Оформлений звіт про виконану лабораторну роботу студент по закінченню роботи або перед виконанням наступної подає викладачу для перевірки, а потім, для отримання заліку, захищає його.

У відповідності з встановленим на кафедрі порядком захист може відбуватися або в кінці заняття, на якому виконувалась робота, або протягом наступного лабораторного заняття.

Студент, який не захистив звіт більше, ніж з однієї лабораторної роботи, до виконання наступної не допускається.

При захисті оформленого і перевіреного звіту студент повинен показати, що основна мета цієї лабораторної роботи досягнута. Студент зобов'язаний:

- пояснити принципи дії пристрою, що досліджується;
- знати призначення і взаємодію елементів і вузлів, які входять в досліджуваний пристрій;
- базуючись на знаннях теорії, аналізувати характер досліджуваних залежностей, а також узагальнювати отримані дані і робити вірні висновки;
- давати відповіді на будь-яке питання, що стосується процесу експериментальних досліджень, а також контрольні питання до роботи.

Лабораторна робота № 1

ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ КАСКАДІВ НА УНІПОЛЯРНИХ ТА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Мета роботи - експериментально дослідити параметри та характеристики підсилювальних каскадів на уніполярних та біполярних транзисторах. Вивчити вплив основних елементів каскадів на їх основні параметри та характеристики.

Теоретичні відомості

В залежності від вигляду прохідної характеристики $I_C = f(U_{ЗВ})$ уніполярного транзистора (УТ), схеми живлення затворного кола підсилювального каскаду різні. Якщо прохідна характеристика має вигляд, зображений на рис.1.1,а, що відповідає польовому транзистору з р-п переходом, то положення робочої точки (р.т.) задається схемою автоматичного зміщення (рис.1.2,а). При цьому $U_{ЗВ} = U_3 - U_B$, падіння напруги U_3 , що виникає на R_3 , за рахунок дії струму I_3 , можна вважати рівним нулю внаслідок малого I_3 .

В такому випадку $U_{ЗВ} = -U_B$ при $U_3=0$. В свою, чергу для наведеної схеми $U_B = I_B \times R_B$, а $U_{ЗВ} = -I_B \times R_B$. Цю схему використовують для встановлення положення робочої точки при незбіжності знаків напруг на затворі та стоці транзистора.

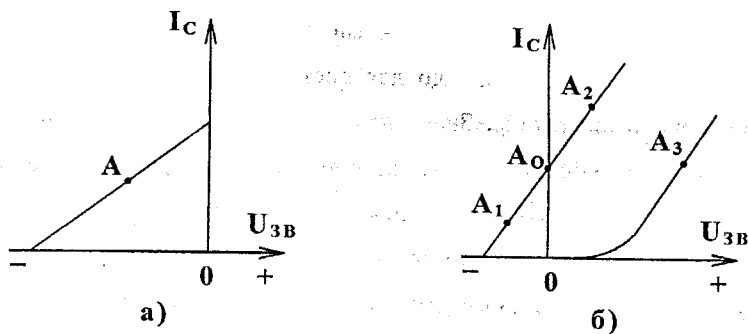


Рисунок 1.1 - Положення робочої точки

Для транзисторів з вмонтованим та індукованим каналом (рис.1.1,б), використовують схему з подільником в затворному колі (рис. 1.2,б). В даному випадку $U_{зв} = U_3 - U_B$, але $U_3 = I_{под} \times R_2$, де $I_{под} = E / (R_1 + R_2)$. Очевидно, що схема дозволяє забезпечити $U_3 > U_B$.

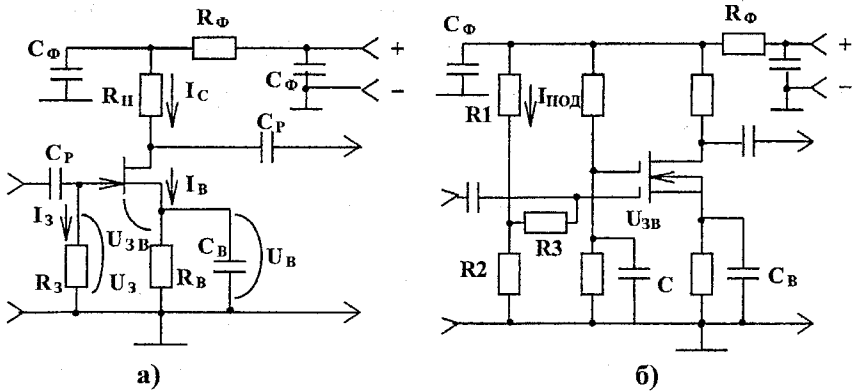


Рисунок 1.2 - Підсилювальний каскад
спільний витік

Для МДН - транзистора з вмонтованим каналом, що працює в режимі збіднення (р.т. A_1), оптимальною буде перша схема, як схема з мінімальною кількістю елементів, яка також рекомендована для використання при положенні р.т. A_0 , а друга - при р.т. A_2, A_3 . Застосування другої схеми можливе лише у випадку коли знаки напруг в затворному та стоковому колах транзистора збігаються (р.т. A_2, A_3).

Зв'язок між підсилювальними каскадами виконується через конденсатор C_P . Відомо, що для постійної складової C_P забезпечує нескінченно великий опір. Значення ємності конденсатора C_P вибирається так, щоб його опір був незначним порівняно з опором R_3 (рис. 1.2, а). Конденсатор C_B , необхідний для фільтрування змінної напруги та усунення від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ), послідовного за змінним струмом. Для усунення шунтуючої дії подільника R_1, R_2 в схемі,

зображеній на рис. 1.2,б, в середню точку подільника під'єднують додатково резистор R_3 . Живлення кола другого затвора виконується аналогічно першому, при цьому напруга $U_{3в} = U_{з2} - U_{в}$ задається у відповідності до вимог для даного типу транзистора. Конденсатор C , під'єднаний до другого затвору, усуває зв'язок виходу підсилювального каскаду з входом через міжелектродні ємності транзистора.

Фільтр в стоковому колі необхідний для підвищення стійкості підсилювача до самозбудження. В багатокаскадному підсилювачі з спільним джерелом живлення через його внутрішній опір протікає сумарний струм усіх каскадів. Очевидно, що падіння напруги на опорі навантаження останнього каскаду найбільше, цей каскад має найбільшу амплітуду вихідного струму. Частина цієї напруги через коло живлення підсилювача може бути прикладеною до вхідних каскадів через опір джерела живлення.

Коефіцієнт підсилення підсилювального каскаду (ПК) в області середніх частот (СЧ) дорівнює

$$K_0 = \frac{\mu}{R_i} R_{\Sigma} = S R_{\Sigma},$$

де μ , S , R_i - відповідно статичний коефіцієнт підсилення, крутість та внутрішній опір польового транзистора;

R_{Σ} - паралельне з'єднання опорів R_H, R_1, R_3 .

З еквівалентної схеми і виразу для коефіцієнта підсилення за напругою K_0 відомо, що в області СЧ коефіцієнт підсилення не залежить від частоти сигналу.

Залежність коефіцієнта підсилення K_0 каскаду від зміни опорів навантаження (або коефіцієнта навантаження $\alpha = R_H / R_i$) зображено на рис. 1.3,а.

Легко довести, що при $R_H \rightarrow \infty$ теоретично можна досягти значення $K_0 = \mu$ (рис. 1.3,а). Однак на практиці, в зв'язку із збільшенням R_H ,

одночасно зменшується значення постійної складової струму стоку I_{c0} і напруги U_{c0} , що призводить до зміщення р.т. каскаду.

Для малого R_H має місце динамічна характеристика 1 (амплітуда $U_{вх}$ незмінна і дорівнює, наприклад, 0,5 В), форма вихідної напруги ($U_{вих1}$) синусоїдальна (рис. 1.3,б).

При збільшенні R_H (динамічна характеристика 2) струм I_{c0} і напруга U_{c0} зменшуються, вихідна напруга збільшується ($U_{вих2}$), що пояснює появу лінійної ділянки навантажувальної залежності $K_0 = f(R_H)$. Подальше збільшення R_H (динамічна характеристика 3) призводить до зміщення р.т. А в область насичення, зменшення амплітуди вихідного сигналу, появи нелінійних спотворень ($U_{вих3}$) і зменшення значення K_0 .

Амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики каскада визначаються параметрами еквівалентної схеми підсилювача, зокрема сталими часу в областях низьких і високих частот (НЧ, ВЧ). Фазочастотна характеристика показана на рис. 1.4.

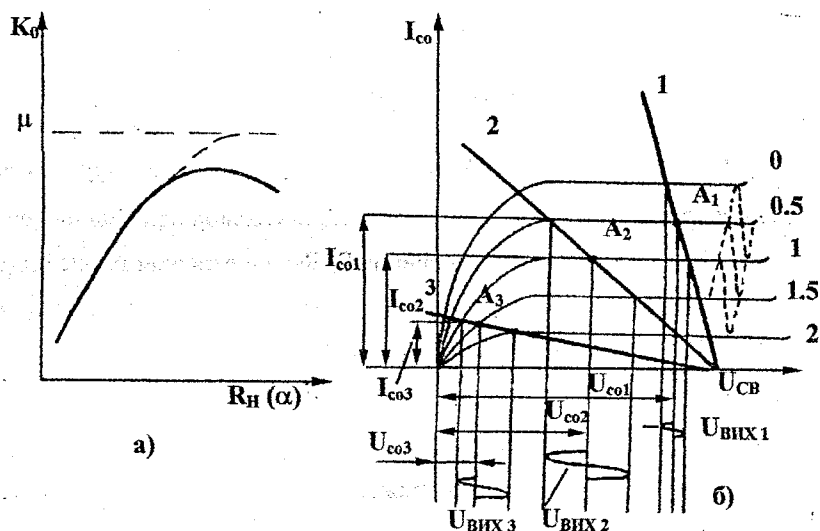


Рисунок 1.3 - Характеристики підсилювального каскаду

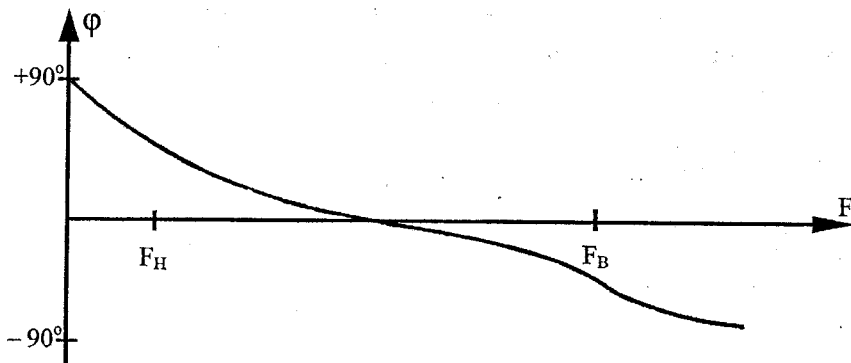


Рисунок 1.4 – Фазочастотна характеристика

Оскільки в області СЧ коефіцієнт підсилення практично не залежить від частоти, фазовий зсув тут близький до нуля. Максимальне значення фазового зсуву в області низьких і високих частот не перевищує 90° .

Відмінністю біполярного транзистора (БТ) від УТ є залежність його параметрів і характеристик від температури і частоти. Температурна нестабільність БТ визначається зміною некерованого струму $I_{КБ0}$, температурним зміщенням характеристик БТ.

Струми БТ зв'язанні співвідношенням

$$I_E = I_K + I_B, \quad I_K = h_{21Б} \times I_E + I_{КБ0}.$$

Очевидно, що колекторний струм БТ змінюється при зміні $h_{21Б}$, I_E або $I_{КБ0}$.

Режим каскаду на БТ стабілізується схемою емітерної стабілізації (рис. 1.5,а).

При збільшенні температури зростає струм $I_{КБ0}$, а також і струм I_K в р.т. Можна вважати, що $I_E \approx I_K$, а це призводить до збільшення падіння напруги U_E на R_E і, як наслідок, до зменшення U_{BE} , так як $U_{BE} = U_B - U_E$.

Стабільність опорної напруги U_B забезпечується подільниками R_B' і R_B'' . Резистори подільника вибрані таким чином, щоб $I_{Под} \gg I_B$. Тоді зміна

струму бази I_B практично не впливає на U_B . Збільшення колекторного струму компенсується зменшенням напруги зміщення U_{BE} або, що є теж саме, струму бази I_B і струму колектора I_K (рис.1.5,б).

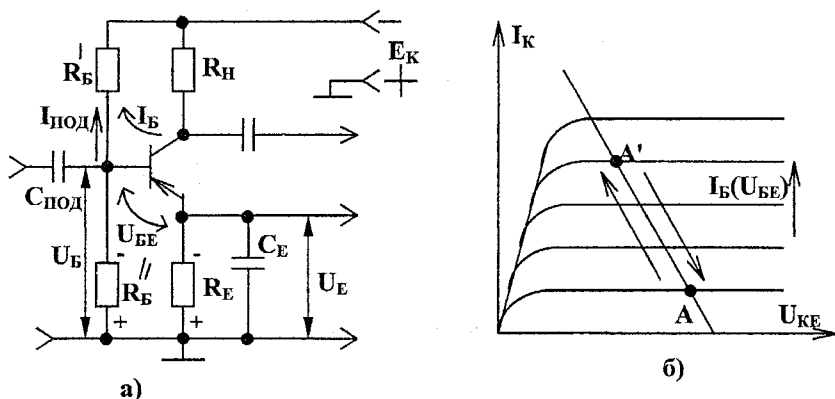


Рисунок 1.5 - Підсилювальний каскад - спільний емітер і його вихідна динамічна характеристика

Призначення інших елементів каскаду на БТ, а також принцип його роботи аналогічний каскаду на УТ.

Фазочастотна характеристика каскаду на БТ має такий же вигляд, що і для каскаду на УТ, але відрізняється значеннями фазового зсуву в області ВЧ, що пов'язано з комплексним значенням крутості БТ і обумовлює значне запізнення вихідної напруги відносно вхідної (при нескінченному збільшенні частоти сигналу фазове зміщення в БТ може досягати 180°).

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет являє собою два двокаскадних аперіодичних підсилювача (рис.1.6). Двокаскадний підсилювач на уніполярних транзисторах VT1 та VT2, КП306 і КП303, та біполярних VT3, VT4, КТ315А. Підсилювачі мають спільний вхід та вихід, які комутуються перемикачами S1, S6. Опір навантаження підсилювальних каскадів VT1 і

VT3 може змінюватися перемикачами S7 та S8. Конденсатори C5 та C6 в колі послідовного ВЗЗ за змінним струмом під'єднуються перемикачем S2. Зв'язок між каскадами здійснюється розділовими конденсаторами C7, C8, C9, C10, котрі можуть змінюватися перемикачем S3. Перемикач S4 дозволяє виконати перехресне включення каскадів УТ - БТ та БТ - УТ.

Резистори R17 та R27 дозволяють змінювати положення робочої точки транзисторів. Перемикачем S5 під'єднується конденсатор C11 для дослідження впливу емнісної складової навантаження. Виходи каскадів навантажені на кола, що імітують вхід наступного каскаду - R29, R34 та C12, C14. Живлення схеми здійснюється від джерела напругою +15 В.

Домашнє завдання

1. Ознайомитись з теоретичними положеннями та лекційним матеріалом з даної теми.
2. Ознайомитись зі схемою лабораторного макету та системою комутації кіл макету.
3. Розрахувати очікуване значення коефіцієнтів підсилення каскадів на VT1 та VT3 в області СЧ для номіналів, вказаних на схемі (рис. 1.6.).
4. Ознайомитись з приладами та обладнанням, необхідним для проведення досліджень.
5. Розробити методику дослідження основних показників та характеристик у відповідності з програмою експериментальних досліджень.
6. Визначити внутрішній опір транзистора КПЗ06Б при нормальному положенні робочої точки; напруга джерела живлення +15 В, опір навантаження 5,1 кОм.

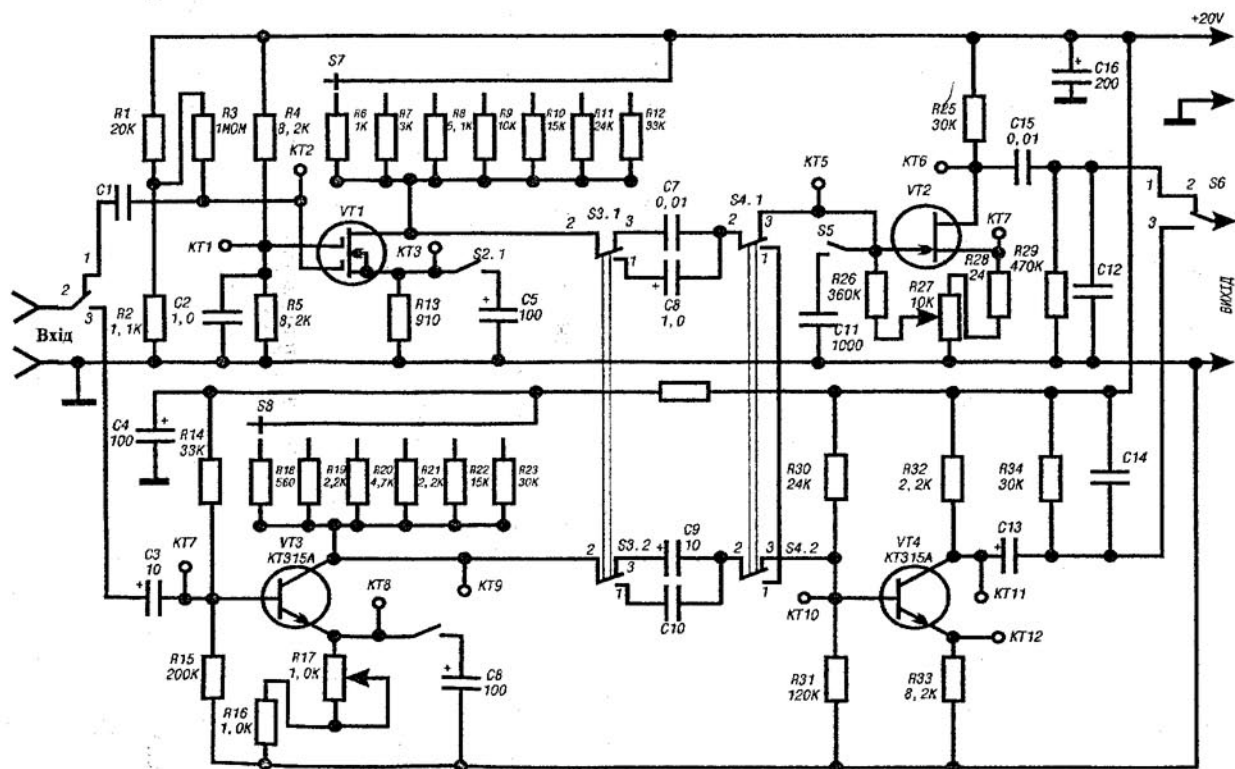


Рисунок. 1.6 – Лабораторний макет

Програма експериментальних досліджень

1. Підключити схему підсилювача на уніполярних транзисторах.
2. Визначити режими транзисторів за постійним струмом (U_c , U_b , U_{z1} , U_{z2} , $U_{zв}$). Встановити оптимальне положення робочої точки VT2, виходячи з мінімальних спотворень форми сигналу.
3. Визначити коефіцієнти підсилення напруги кожного з каскадів. Виміри провести при $R_n = 10 \text{ кОм}$, $U_{вх} = 50 \text{ мВ}$, $F = 1 \text{ кГц}$. Дослідити дію конденсатора C5 на коефіцієнт підсилення.
4. Встановити залежність коефіцієнта підсилення від коефіцієнта навантаження $\alpha = R_n/R_i$. Дослідження провести при параметрах сигналу згідно п.3 та зміни опору навантаження в межах $1...33 \text{ кОм}$.
5. Дослідити амплітудну характеристику підсилювача при опорах навантаження $3...10 \text{ кОм}$. Частоту сигналу встановити рівною 1 кГц , значення рівня вхідного сигналу змінювати в межах $0...200 \text{ мВ}$. Визначити лінійні та нелінійні ділянки амплітудної характеристики та динамічний діапазон сигналу підсилювача.
6. Дослідити амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача при опорах навантаження 1 кОм ; $5,1 \text{ кОм}$; 10 кОм . Орієнтовний рівень вхідного сигналу 50 мВ . Можна використовувати інші значення рівня у випадку значних спотворень форми вихідного сигналу. Частоту сигналу змінювати в межах $20 \text{ Гц} - 1000 \text{ кГц}$. Визначити області НЧ, СЧ, ВЧ.
7. Дослідити АЧХ підсилювача при різних значеннях ємності розділового конденсатора. Досліди провести при опорі навантаження 10 кОм .
8. Визначити частотні спотворення підсилювача M_n та M_b на частотах 50 Гц та 50 кГц і смугу пропускання на рівні 3 дБ для всіх використаних значень опорів навантаження і ємностей розділового конденсатора.

9. Дослідити фазочастотну характеристику (ФЧХ) підсилювача при опорах навантаження 1кОм та 10кОм . Використати для визначення фазового зсуву між вхідною та вихідною напругою фазометр.

10. Підключити підсилювач на біполярних транзисторах.

11. Визначити режими транзисторів за постійним струмом (U_k, U_e, U_b, U_{be}). Виставити оптимальне положення робочої точки VT3 (по формі вихідного сигналу).

12. Визначити коефіцієнти підсилення напруги кожного з каскадів VT3, VT4. Виміри провести при $R_n = 4,7\text{кОм}$, $U_{вх} = 5\text{мВ}$, $F = 1\text{кГц}$. Дослідити дію конденсатора C_6 та шунтуючу дію наступного каскаду.

13. Встановити залежність коефіцієнта підсилення від опору навантаження. Дослід проводити при параметрах сигналу згідно п.12 та зміни опору навантаження в межах $0,5...30\text{кОм}$.

14. Дослідити амплітудну характеристику підсилювача при опорах навантаження $2,2\text{кОм}$ і 1кОм на частоті 1кГц , вхідний сигнал змінювати в межах $0...200\text{мВ}$. Далі згідно п.5.

15. Дослідити АЧХ підсилювача при трьох значеннях опору навантаження $0,5\text{кОм}$; $4,7\text{кОм}$; 15кОм . Орієнтовний рівень вхідного сигналу 5мВ . Частоту сигналу змінювати в межах $20\text{Гц} - 1000\text{кГц}$.

16. Дослідити АЧХ підсилювача при різних значеннях ємності розділового конденсатора. Дослід провести при опорі навантаження $4,7\text{кОм}$.

17. Відповідно з п.8.

18. Дослідити ФЧХ підсилювача при опорах навантаження $0,5\text{кОм}$ та $4,7\text{кОм}$.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.

2. Джерело живлення.

3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102
4. Генератор сигналів високочастотний Г4-102
5. Вольтметр цифровий В7-27А
6. Мілівольтметр В3-38 або В3-39, В3-40.
7. Осцилограф С1-67 або С1-86.
8. Фазометр Ф2-28.

Короткі методичні вказівки до розрахунку

Для розрахунку внутрішнього опору транзистора в р.т. необхідно використовувати його вихідні характеристики, взяті з довідника

$$R_i = \Delta U_{CB} / \Delta I_C$$

Частотні спотворення M_H та M_B обчислити в дБ за виразом $M_{H(B)} = 20 \lg K_0 \cdot K_{H(B)}$, визначивши за частотними характеристиками області СЧ, K_0 і, відповідно, K_H та K_B . Смугу пропускання підсилювача визначити як різницю частот F_B, F_H ($\Delta F = F_B - F_H$) на рівні 3дБ ($0, 707K_0$).

Оформлення звіту

Особливістю даної роботи є значна кількість частотних характеристик, які при побудові необхідно раціонально згрупувати. При використанні логарифмічного масштабу вказати на осі не значення логарифму, а вимірювану величину. В іншому випадку - використовувати вимоги вступної частини.

Контрольні запитання

1. Пояснити призначення елементів схеми підсилювального каскаду на БТ та УТ.
2. Як вибрати ємність розділового конденсатора?

3. Пояснити зростаючий і спадаючий проміжок залежності коефіцієнта підсилення від коефіцієнта навантаження.

4. Пояснити хід амплітудної характеристики підсилювального каскаду.

5. Чим зумовлений спад АЧХ в області ВЧ та НЧ?

6. Як залежить смуга пропускання підсилювача від коефіцієнта підсилення?

7. Що таке ФЧХ та фазові спотворення?

8. Як вибирається положення робочої точки і чим воно забезпечується в каскаді на УТ та БТ?

9. Які основні відмінності параметрів і характеристик каскадів на УТ та БТ.

10. В чому причина різних значень ємності розділового конденсатора в каскадах на УТ та БТ при однакових значеннях частотних спотворень?

11. Як вибрати значення елементів розв'язувального фільтра в колі живлення?

12. Як вибираються номінали блокувального конденсатора в колі витоку, емітера?

13. В яких випадках використовується схема автоматичного зміщення, в яких схема з подільником?

Лабораторна робота № 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ РІЗНИХ ВИДІВ ВІД'ЄМНОГО ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Мета роботи - дослідити вплив від'ємного зворотного зв'язку на основні показники аналогових пристроїв

Короткі теоретичні відомості

Під зворотним зв'язком розуміють передачу сигналу з виходу на вхід пристрою. Таку передачу можна здійснити:

- спеціальними колами, коли утворюється шлях для передачі сигналу з виходу на вхід пристрою - зовнішній зворотний зв'язок;

- фізичними властивостями та конструктивними особливостями активних елементів - внутрішній зв'язок;

- невдалим розміщенням кіл пристрою, неякісним монтажем, що сприяє утворенню паразитних ємностей та індуктивностей, через які відбувається передача сигналу з виходу на вхід пристрою - паразитний зв'язок;

- через загальні кола живлення каскадів пристрою - гальванічний зв'язок.

Коло зворотного зв'язку утворює чотириполосник зворотного зв'язку, вхід якого приєднано до виходу пристрою (підсиловача), а вихід до входу пристрою (підсиловача) (рис. 2.1).

Зворотний зв'язок буває як додатним (ДЗЗ) так і від'ємним (ВЗЗ). Додатний зворотний зв'язок - це такий зв'язок, коли підсумковий сигнал на вході підсиловача зростає. ДЗЗ забезпечується при співпаданні фази вхідної напруги і напруги, що надходить з виходу кола зворотного зв'язку. В підсиловачах ДЗЗ викликає самозбудження.

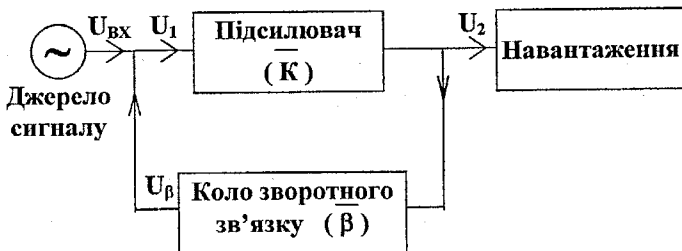


Рисунок 2.1 – Підсилювач з колом зворотного зв'язку

Від'ємний зворотний зв'язок - це такий зв'язок, коли підсумковий сигнал на вході підсилювача зменшується. Це відбувається при протифазності напруг джерела сигналу і кола зворотного зв'язку. ВЗЗ широко застосовується в підсилювачах для зміни їх параметрів.

Розрізняють чотири види схем, за допомогою яких реалізується зовнішній ВЗЗ.

1. Послідовний від'ємний зворотний зв'язок за струмом або зв'язок Z типу (рис.2.2). В цій схемі напруга входу підсилювача \bar{K} і вихідна напруга кола зворотного зв'язку $\bar{\beta}$ ввімкнені послідовно. Навантаження Z_H , вхід β -кола і вихід підсилювача також ввімкнені послідовно. При розриві вихідного кола $Z_H = \infty$, зворотний зв'язок зникає. Застосування ВЗЗ, послідовного за струмом, можна показати в схемі підсилювального каскаду на ПТ або на БТ (рис. 2.3 а,б).

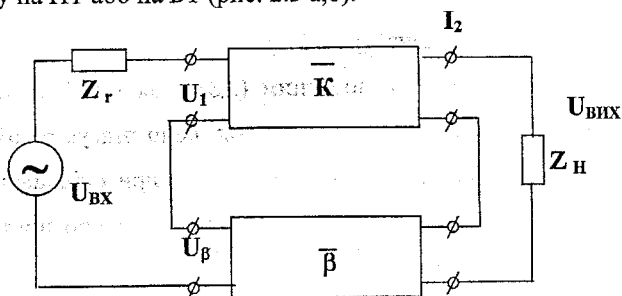


Рисунок 2.2 – Послідовний за струмом зворотний зв'язок

Напруга U_β , що виділяється на резисторі R_β , є напругою послідовного ВЗЗ (виходи чотириполюсника зворотного зв'язку $\bar{\beta}$ і джерело збудження $U_{ВХ}$ відносно зажимів U_1 ввімкнені послідовно) за струмом (вихід чотириполюсника \bar{K} , опір навантаження R_H і вхід кола зворотного зв'язку $\bar{\beta}$ також включені послідовно).

2. Паралельний від'ємний зворотний зв'язок за струмом або зв'язок G типу (рис.2.4). В даній схемі вхідні зажими підсилювача, вихід β - кола з'єднані паралельно і струми I_1 і I_β віднімаються.

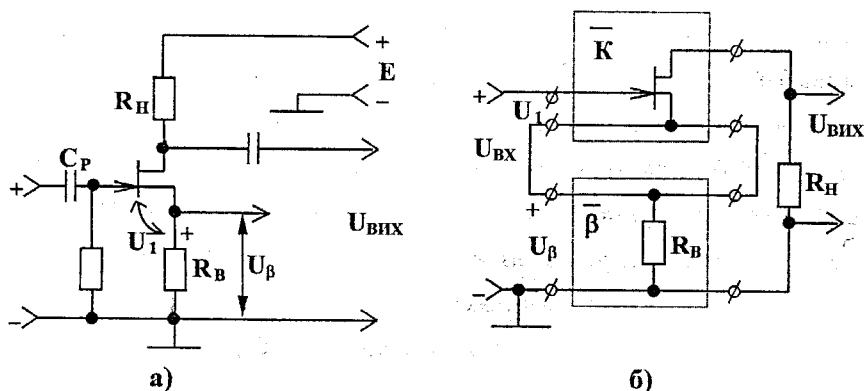


Рисунок 2.3 – Каскад з послідовним струмом ВЗЗ

Вихід підсилювача, вхід β - кола та навантаження ввімкнені послідовно, в цьому колі протікає струм I_2 , яким визначається значення струму I_β .

Застосування ВЗЗ, паралельного за струмом, можна показати на схемі підсилювального каскаду з спільною базою (СБ) і спільним затвором (СЗ) (рис.2.5).

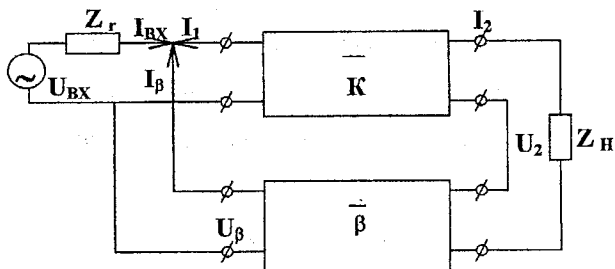


Рисунок 2.4 – Паралельний за струмом зворотний зв'язок

На рис.2.5,а зображена повна схема підсилювального каскаду зі спільною базою. Аналогічна схема без допоміжних елементів для змінної складової струмів зображена на рис.2.5,б. Її можна уявити як схему підсилювального каскаду зі спільним емітером (чотириполюсник K), що охоплений ВЗЗ, паралельним за струмом, рис.2.5,в. Вхід підсилювача без ВЗЗ, джерело збудження і вихід кола зворотного зв'язку ввімкнені паралельно (паралельний зв'язок), а вихід підсилювача без ВЗЗ (ділянка колектор - емітер), опір навантаження і вхід чотириполюсника зворотного зв'язку ввімкнені послідовно (зв'язок за струмом). Струм підсилювача без ВЗЗ I_1 (базовий струм I_{β}) і струм кола зворотного зв'язку I_{β} (колекторний струм I_K) мають зустрічний напрямок, тому такий зв'язок є від'ємним.

Характерна особливість цієї схеми - наявність "пустого" чотириполюсника зворотного зв'язку β . Вихідний струм, що протікає по R_H , прикладається назустріч вхідному, отже існує 100% ВЗЗ, паралельний за струмом. Такий ВЗЗ визначає властивості каскаду зі спільною базою. На рис.2.5,в видно, що вихідна напруга каскаду СБ є сумою вихідної напруги підсилювача без ВЗЗ і вхідної, причому фаза вихідної напруги співпадає з фазою вхідної напруги. Коефіцієнт підсилення за напругою такого каскаду приблизно дорівнює коефіцієнту підсилення каскаду зі спільним емітером ($K_{uCB} = K_{uCE} + 1$), коефіцієнт підсилення за струмом менше одиниці, тобто це повторювач струму.

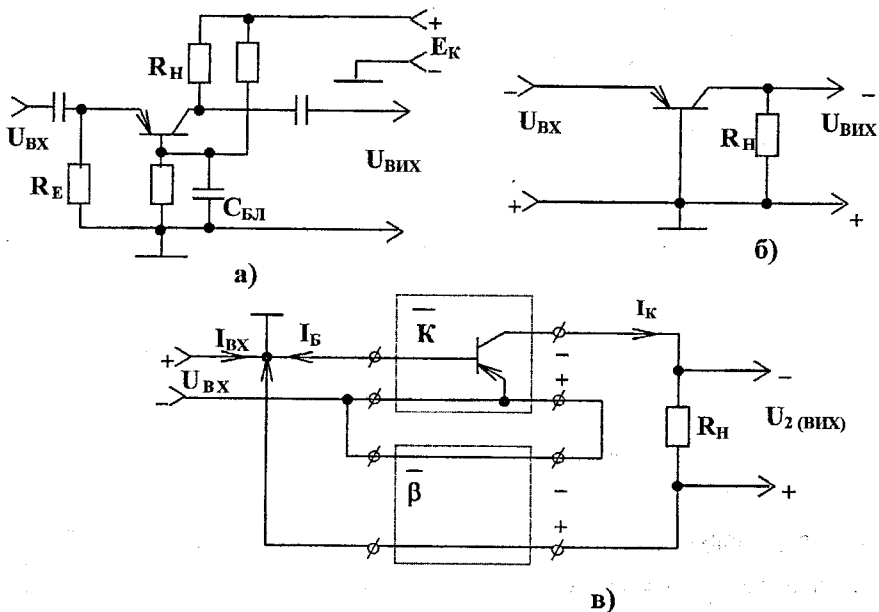


Рисунок 2.5 – Каскад зі спільною базою 100% - паралельний за струмом ВЗЗ

Каскад має малий вхідний опір $R_{вхсб} = 1/S$ (одиниці-десятки Ом) і порівняно високий вихідний опір (одиниці кОм).

3. Послідовний ВЗЗ за напругою або зв'язок h типу (рис.2.6), входи підсилювача і виходи $\bar{\beta}$ -кола та навантаження з'єднуються паралельно. Застосування ВЗЗ послідовного за напругою можна показати на схемі двокаскадного підсилювача (рис.2.7), де напруга з виходу підсилювача через коло зворотного зв'язку подається на вхід.

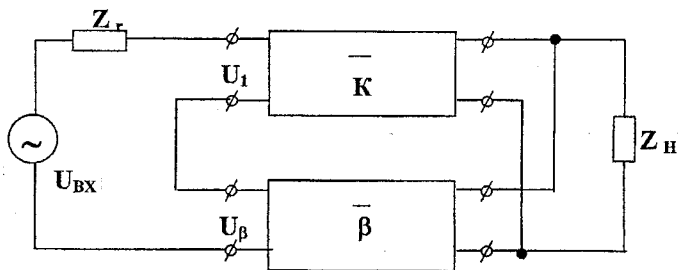


Рисунок 2.6 – Послідовний за напругою зворотний зв'язок

Напруга U_{β} є напругою ВЗЗ і вмикається зустрічно до збуджуючого $U_{ВХ}$, зменшуючи напругу на вході підсилювача U_1 (рис.2.7,б). Відносно U_1 обидві напруги подаються послідовно (послідовний ВЗЗ). Вихід підсилювача (колектор - емітер V_2), навантажувальний резистор R_H і вхід кола зворотного зв'язку з'єднані паралельно (ВЗЗ за напругою).

4. Паралельний від'ємний зворотний зв'язок за напругою, або зв'язок V типу (рис.2.8). При такому зв'язку входи підсилювача і виходи кола зворотного зв'язку з'єднані паралельно. Також паралельно з'єднані виходи підсилювача, входи β -кола та навантаження. Схема підсилювального каскаду, де застосований ВЗЗ зображена на рис.2.9.

Частина вихідної напруги через коло зворотного зв'язку $R_{ЗЗ}$, $C_{ЗЗ}$ подається в протифазі на вхід (рис.2.9,б).

5. Витоковий та емітерний повторювачі. Каскад з витоковим навантаженням (рис.2.10,а) являє собою підсилювач, що охоплений 100% від'ємним послідовним зворотним зв'язком за напругою. За змінним струмом стік транзистора заземлений, що відповідає ввімкненню транзистора за схемою зі спільним стоком (рис.2.10,б).

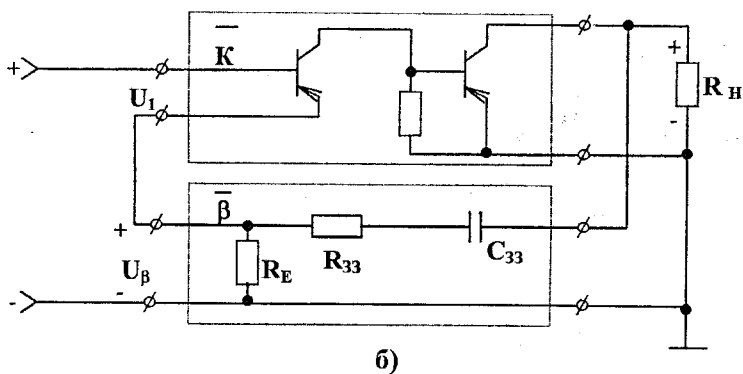
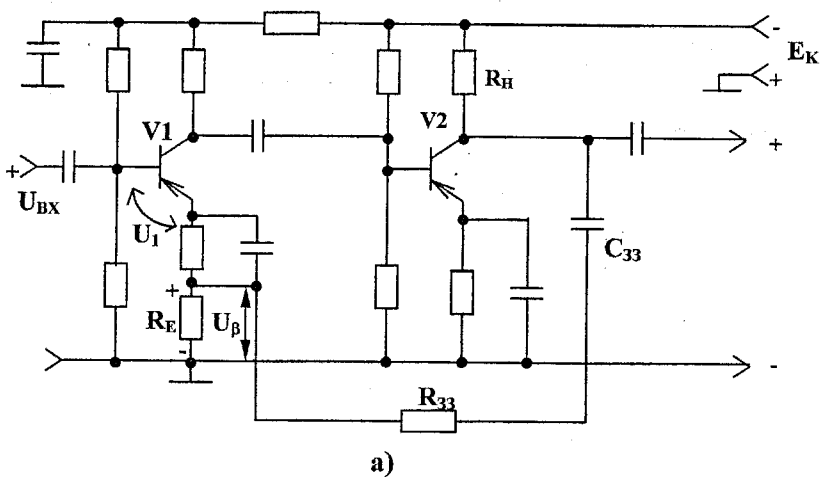


Рисунок 2.7 – Каскад з послідовним за напругою зв'язком

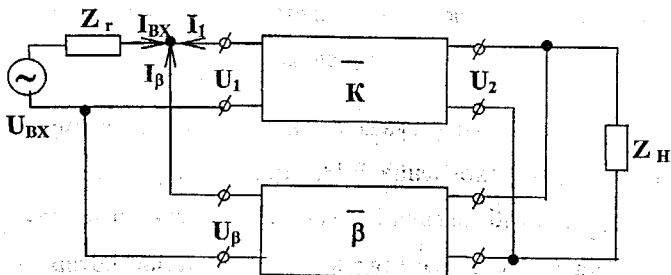


Рисунок 2.8 – Паралельний за напругою зворотний зв'язок

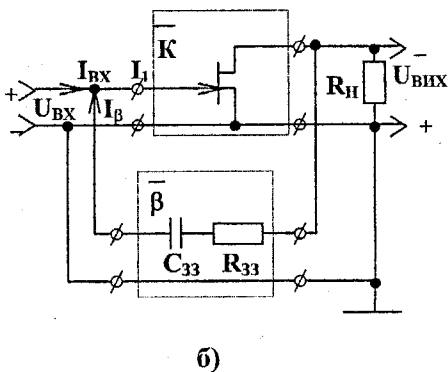
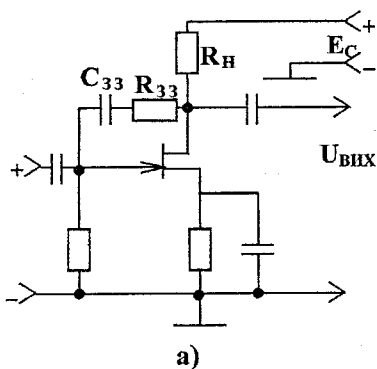
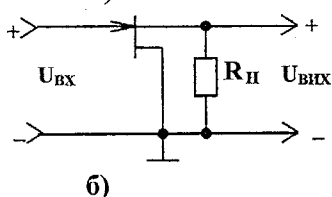
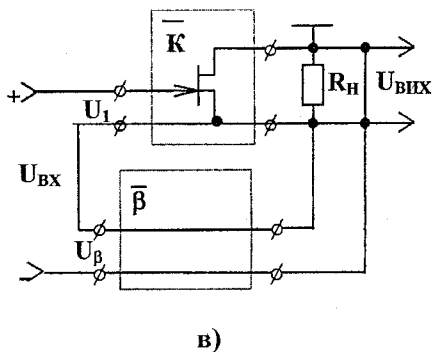
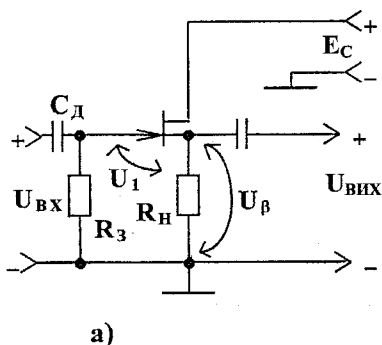


Рисунок 2.9 – Каскад з паралельним за напругою ВЗЗ



б)

Рисунок 2.10 – Каскад спільний стік 100% - послідовний за напругою ВЗЗ

Схему витокового повторювача можна зобразити як схему каскаду зі спільним витком, що охоплений ВЗЗ, послідовним за напругою (вхід підсилювача, джерело збудження і вихід кола зворотного зв'язку з'єднані послідовно). Напруга U_{β} знімається з $R_{н}$ і через "пустий" чотириполюсник повністю прикладається до входу (рис.2.10,в), тому $U_{\beta} = U_{вих}$. Коефіцієнт

передачі кола зворотного зв'язку $\bar{\beta} = 1$, тому коефіцієнт підсилення за напругою такого каскаду $\bar{K}_\beta = \bar{K}/(1+\bar{K})$ і знаходиться на проміжку 0,5...0,8, тобто це повторювач напруги.

Емітерний повторювач (ЕП) характеризується практично аналогічними властивостями, як і витоковий повторювач, (рис.2.11).

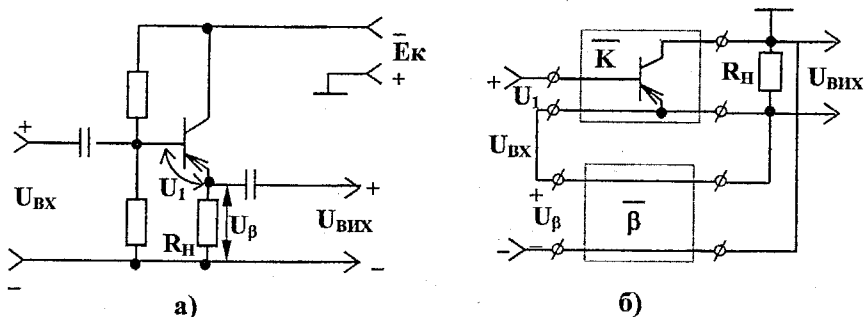


Рисунок 2.11 – Емітерний повторювач

Коефіцієнт передачі за напругою ЕП приблизно дорівнює одиниці (0,95...0,99), внаслідок більшого значення крутості біполярного транзистора.

Однією з основних властивостей витокового та емітерного повторювачів є великий вхідний і малий вихідний опір. Вони використовуються як елемент узгодження високо- та низькоомних кіл (тому їх інколи називають трансформаторами опорів).

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.2.12) містить чотири каскади підсилення на БТ, кожен з яких може бути досліджений окремо. Крім того, в складі макету три змінних резистори (рис.2.13) 470 Ом, 4,7 кОм та 47 кОм. Ці резистори використовуються для виміру вхідних та вихідних опорів підсилювальних каскадів, що охоплені різними видами ВЗЗ.

Перший каскад на транзисторі VT1 використовується для реалізації

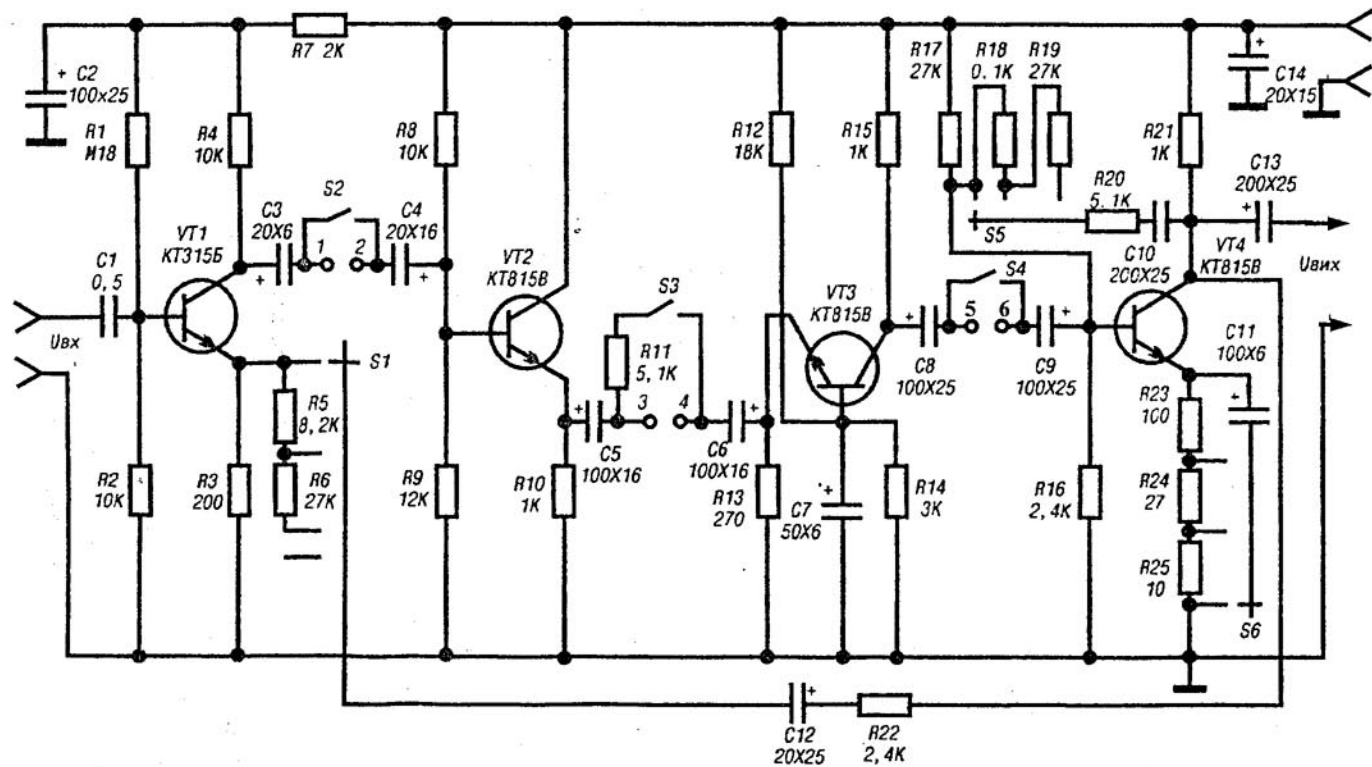


Рисунок 2.12 – Лабораторный макет

послідовного ВЗЗ за напругою. Режим транзистора за постійним струмом обраний з такою умовою, що ВЗЗ за струмом, що має місце на R3, практично не впливає на режим. Для зміни глибини ВЗЗ служить перемикач S1.

Каскади VT2 -VT4 виконані відповідно за схемами СК, СБ, СЕ і працюють в однакових режимах, але різне включення транзисторів визначає різні їх властивості.

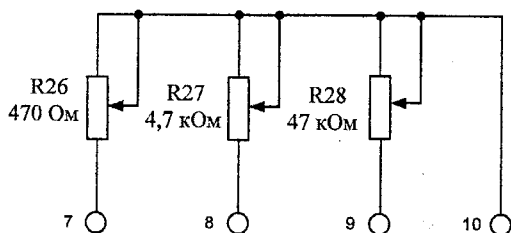


Рисунок 2.13 - Подільник

Каскад на VT2 - емітерний повторювач, його високий вхідний опір узгоджується з опором першого малострумowego каскаду, а низький вихідний опір - з низьким вхідним опором третього каскаду на VT3, зібраного за схемою СБ.

Четвертий каскад на транзисторі VT4 виконаний за схемою СЕ і дозволяє досліджувати два види ВЗЗ - паралельний за напругою (перемикач S5) та послідовний за струмом (перемикач S6).

Для зменшення загального коефіцієнта підсилення використовується опір R11.

Перемикачі S2 - S4 дозволяють здійснити незалежне дослідження окремих каскадів.

Для зняття АЧХ всього підсилювача перемикачі S2 - S4 повинні бути ввімкнені.

Живлення макета здійснюється від джерела з напругою + 20 В.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення та лекційний матеріал з даної теми.
2. Ознайомитись зі схемою лабораторного макету і системою комутації ланок макету.
3. Виявити вплив ВЗЗ різних типів на якісні показники АЕП.
4. Розробити методика експериментального дослідження впливу ВЗЗ на основні параметри та характеристики АЕП.
5. Ознайомитись з приладами та обладнанням, необхідним для проведення досліджень.
6. Розробити методика досліджень основних параметрів пристроїв з різними схемами включення транзистора.

Програма експериментальних досліджень

1. Підключити макет і впевнитись в його працездатності (перемикачі S2 - S4 ввімкнені).
2. Дослідити АЧХ підсилювача:
 - а) без ВЗЗ;
 - б) при наявності ВЗЗ, послідовного за напругою;
 - в) при наявності ВЗЗ, паралельного за напругою;
 - г) при наявності ВЗЗ, послідовного за струмом.

Орієнтовний діапазон досліджуваних частот 20 Гц - 200 кГц, вхідна напруга $U_{вх} = 20-50\text{мВ}$.

Діапазон робочих частот та рівень вхідного сигналу можуть бути змінені з метою оптимізації процесу дослідження.

3. Розрахувати частотні спотворення на частотах 50 Гц та 200 кГц для всіх знятих АЧХ, визначити смугу пропускання підсилювача на рівні 3 дБ без ВЗЗ і при наявності різного типу ВЗЗ.

4. Виміряти коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача без ВЗЗ та при наявності ВЗЗ, послідовного за струмом, паралельного та

послідовною за напругою, на частоті 1 кГц (глибина ВЗЗ максимальна). Рівень вхідного сигналу підібрати.

5. Визначити фазові спотворення підсилювача без ВЗЗ і при наявності всіх видів ВЗЗ на частоті 100 Гц (глибина ВЗЗ максимальна).

6. Визначити коефіцієнт передачі по напрузі, вхідний та вихідний опір емітерного повторювача на транзисторі VT2. Частота вхідного сигналу $F_{вх} = 1$ кГц.

7. Визначити коефіцієнт передачі по напрузі, вхідний та вихідний опір каскаду зі спільною базою на транзисторі VT3. Частота вхідного сигналу $F_{вх} = 1$ кГц.

8. Визначити коефіцієнт передачі по напрузі, вхідний та вихідний опір каскаду зі спільним емітером СЕ на транзисторі VT4 без ВЗЗ і у випадку дії ВЗЗ, паралельної і послідовної по напрузі.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Джерело живлення.
3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102
4. Вимірювач нелінійних спотворень С6-5 або С6-7.
5. Мілівольтметр ВЗ-38 або ВЗ-39, ВЗ-40.
6. Осцилограф С1-67 або С1-86.
7. Фазометр Ф2 - 28.

Короткі методичні вказівки до проведення вимірів та подання їх результатів

1. Нелінійні спотворення необхідно вимірювати при декількох значеннях вхідної напруги сигналу, спостерігаючи при цьому за формою сигналу на вході і виході схеми за допомогою осцилографа.

2. Для визначення вхідного опору підсилювального каскаду

збирається схема рис.2.13. Подаючи з генератора необхідну вхідну напругу, частотою $F = 1$ кГц, за допомогою змінного резистора $R_{\text{пот}}$ забезпечити на вході досліджуваного каскаду $U_{\text{вх}} = U_{\text{ген}}$, режим короткого замикання. Оскільки для вказаної схеми.

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ген}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{пот}} + R_{\text{вх}}},$$

При виконанні умови $R_{\text{вх}} = R_{\text{пот}}$ на вході досліджуваного каскаду буде забезпечена вхідна напруга

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ген}} / 2.$$

Визначивши за допомогою вимірювача опору встановлене значення опору змінного резистора $R_{\text{пот}}$, визначимо вхідний опір каскаду $R_{\text{вх}} = R_{\text{пот}}$.

Резистор 470 Ом використовується для визначення вхідного опору каскадів з СБ; 4,7 кОм та 47 кОм - для визначення $R_{\text{вх}}$ каскадів СК та СЕ, а також при наявності паралельного та послідовного ВЗЗ.

3. З метою уникнення похибки при вимірах через близьке до одиниці значення коефіцієнта передачі, коефіцієнт передачі ЕП по напрузі необхідно вимірювати за допомогою одного вольтметра, підключеного на вхідні або вихідні клеми.

4. При визначенні вихідного опору різних схем підсилювальних каскадів використовується схема рис.2.15. Подаючи на вхід підсилювача сигнал при відключеному опорі потенціометра фіксують значення вихідної напруги. Потім паралельно вихідним клемам під'єднують змінний резистор і встановлюють, змінюючи положення його повзуна, напругу $U_{\text{вих}}/2$. В цьому випадку $R_{\text{вих}} = R_{\text{пот}}$.

Для визначення вихідного опору повторювачів використовують змінний резистор 470 Ом, для інших схем - 4,7 кОм.

5. При визначенні коефіцієнтів підсилення каскадів СК та СБ вхідні напруги вимірювати безпосередньо на входах каскадів, оскільки має місце падіння напруги на резисторі R11.

6. При визначенні коефіцієнтів підсилення каскадів СК та СБ вхідні напруги вимірювати безпосередньо на входах каскадів, оскільки має місце падіння напруги на резисторі R11.

7. Частотні спотворення і смугу пропускання підсилювача необхідно визначати з АЧХ.

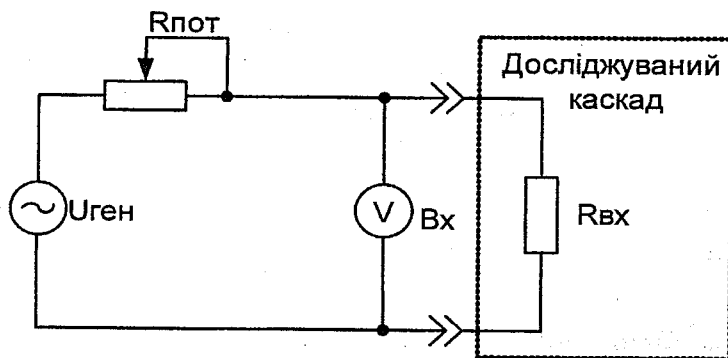


Рисунок 2.14 – Визначення вхідного опору

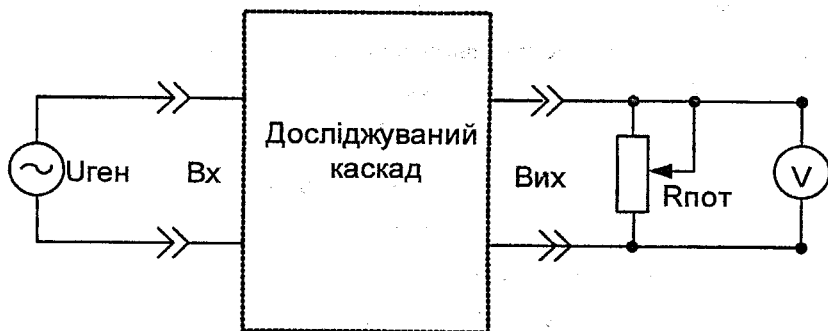


Рисунок 2.15 – Визначення вихідного опору

Оформлення звіту

Оформлення звіту необхідно виконати згідно вимог, викладених у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Пояснити призначення від'ємного зворотного зв'язку в АЕП.
2. Як впливає введення ВЗЗ різного виду на коефіцієнти підсилення, частотні, нелінійні та фазові спотворення?
3. Як змінюється вхідний опір АЕП за рахунок дії послідовного або паралельного ВЗЗ?
4. Як впливає на вихідний опір АЕП введення ВЗЗ за струмом або за напругою?
5. Які властивості емітерного повторювача?
6. Яке призначення емітерного повторювача?
7. Які відмінності параметрів емітерного повторювача та витокового повторювача?
8. Які властивості підсилювача зі спільною базою?
9. При яких умовах виникає самозбудження підсилювача?
10. Як змінюються частотні характеристики підсилювача при різних видах ВЗЗ, введенні в коло ВЗЗ частотнозалежних елементів?
11. При якому ВЗЗ, за струмом чи за напругою, більша зміна напруги на виході при зміні навантаження?
12. Як зміниться вхідний опір пристрою при збільшенні опору джерела сигналу?

ДОСЛІДЖЕННЯ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНОГО КАСКАДУ З ГЕНЕРАТОРОМ СТАБІЛЬНОГО СТРУМУ

Мета роботи – вивчити принципи функціонування та експериментально дослідити параметри диференціального каскаду і генератора стабільного струму.

Короткі теоретичні відомості

Диференціальний каскад (ДК) призначений для підсилення різниці сигналів, що прикладені до його входів, він складається з двох плечей - транзисторів VT1 та VT2 з навантаженнями R_{H1} та R_{H2} (рис.3.1).

Резистори R_{H1} , R_{H2} та транзистори VT1 та VT2 утворюють мостову схему, до вертикальної діагоналі якої під'єднано джерело живлення, а горизонтальна діагональ утворює вихід. У режимі спокою, якщо $U_{ВХ,1} = U_{ВХ,2}$, при повній симетрії плечей, тобто балансу мосту, потенціали колекторів VT1 і VT2 однакові й вихідна напруга дорівнює нулю

$$U_{ВХ} = U_{ВХ,1} - U_{ВХ,2} = 0.$$

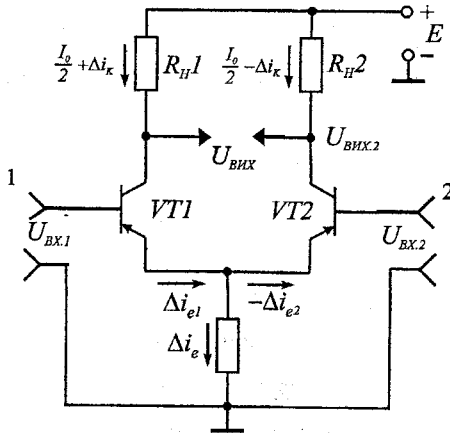


Рисунок 3.1 – Диференціальний каскад

ДК має високу стабільність. Так, наприклад, при зміні напруги джерела живлення чи зміні температури, у випадку симетрії схеми, потенціали колекторів отримують рівний приріст напруги.

Вихідна напруга у цьому випадку не змінюється, оскільки приріст напруги

$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих.1}} - \Delta U_{\text{вих.2}} = 0.$$

Реальна схема ДК завжди має деяку асиметрію плечей, тому має місце зміна вихідної напруги, тобто $\Delta U_{\text{вих}} \neq 0$, але набагато менша від аналогічної нестабільності звичайного каскаду.

Існує кілька схем ввімкнення ДК. Перша - вхідний сигнал прикладається до баз VT1 та VT2. Така схема називається схемою із симетричним входом. Друга - вхідний сигнал прикладається до бази одного з транзисторів, потенціал бази другого транзистора фіксується - несиметричний вхід. Вихідний сигнал також може зніматися чи з колекторів VT1 та VT2, чи з одного з колекторів відносно загальної точки схеми, утворюючи таким чином симетричний чи несиметричний вихід (рис. 3. 2).

У свою чергу, для схеми „симетричний вхід” вхідний сигнал може прокладатись двома способами - двофазним чи синфазним. Якщо ввімкнення двофазне та на обидва входи схеми подаються протифазні сигнали

$$\frac{U_{\text{вх.1}}}{2} = -\frac{U_{\text{вх.2}}}{2},$$

що зумовлює зниження струму на одному з транзисторів і зростання на другому. Зміна колекторних струмів призводить до зміни потенціалів колекторів, внаслідок чого при повній симетрії схеми маємо:

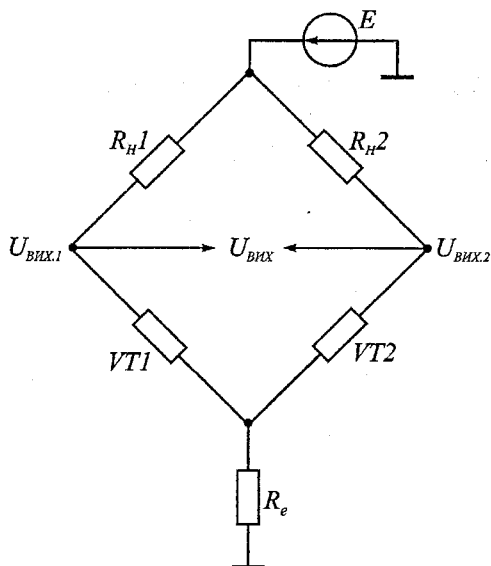


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема ввімкнення ДК

$$|\Delta i_{к.1}| = |\Delta i_{к.2}| \Rightarrow |\Delta U_{к.1}| = |\Delta U_{к.2}|,$$

$$U_{\text{ВИХ}} = \Delta U_{к.1} - (-\Delta U_{к.2}) = 2\Delta U_{к.}$$

Якщо обидва плеча ДК симетричні, то через резистор R_e протікають струми однакової амплітуди, але протифазні. Такі струми взаємно компенсуються і не створюють напруги на резисторі R_e . За таких умов обидва плеча схеми стають незалежними.

Якщо вхідний сигнал подається тільки на одну з баз, тобто має місце несиметричний вхід, то в разі фіксованого потенціалу другої бази вихідна напруга за модулем буде така сама, як і в попередньому випадку. Так, якщо до бази VT1 прикладено сигнал $-U_{\text{ВИХ}}$, то транзистор відкривається, збільшуються його колекторний та емітерний струми, що зменшує потенціал колектора VT1 $\Delta U_{\text{ВИХ}} = \Delta i_{к.} R_{H}$ і збільшує потенціал емітерів

$$VT1 \text{ і } VT2 \Delta U_e = \Delta i_e R_e.$$

Це у свою чергу викликає зміни напруг $\Delta U_{\text{бе.1}}$ і $\Delta U_{\text{бе.2}}$

$$\Delta U_{\text{бе.1}} = -U_{\text{вх}} - (-\Delta U_e) = -U_{\text{вх}} + \Delta U_e,$$

$$\Delta U_{\text{бе.2}} = -U_{\text{вх}} - (-\Delta U_e) = -U_{\text{вх}} + \Delta U_e.$$

За такої зміни потенціалів робоча точка транзистора VT2 зміщується у напрямі напруги відсікання, тобто протилежному зміщенню VT1. При досить великих значеннях R_e можна вважати, що

$$\Delta U_e \approx -\frac{U_{\text{вх}}}{2},$$

що зумовлює

$$\Delta U_{\text{бе.1}} \approx -U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вх}}}{2} = -\frac{U_{\text{вх}}}{2},$$

при цьому

$$\Delta U_{\text{бе.2}} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{2}.$$

Аналіз отриманих виразів показує, що у схемі з несиметричним і симетричним входами напруги $U_{\text{бе}}$ будуть рівними.

Залежно від схеми прикладання вхідної напруги та її зміщення розрізняють плечові і диференціальні коефіцієнти підсилення. Плечові коефіцієнти підсилення дорівнюють:

$$K_{\text{п.1}} = \frac{\Delta U_{\text{вих.1}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = Y_{21e(1)} \frac{R_{\text{н.1}}}{2}.$$

$$K_{\text{п.2}} = \frac{\Delta U_{\text{вих.2}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = Y_{21e(2)} \frac{R_{\text{н.2}}}{2}.$$

Диференціальний коефіцієнт підсилення каскаду незалежно від способу подання вхідного сигналу буде визначатися як

$$K_{\text{Д}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = Y_{21c} R_{\text{н}}.$$

Вказані вирази наведені для ДК підсилювача постійного струму.

Для випадку повної симетрії схеми, виходячи з того, що $\Delta U_{\text{вих.1}} = K_{\text{п.1}} \Delta U_{\text{вх}}$, а $\Delta U_{\text{вих.2}} = K_{\text{п.2}} \Delta U_{\text{вх}}$ і $\Delta U_{\text{вих.1}} = -\Delta U_{\text{вих.2}}$

можна показати, що

$$K_{\text{Д}} = K_{\text{п.1}} + K_{\text{п.2}}.$$

Якщо до входів ДК прикладено синфазний сигнал, то він характеризується коефіцієнтом підсилення (передачі) синфазного сигналу

$$K_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{вих.сф}}}{U_{\text{вх.сф}}} \approx \frac{R_{\text{н}}}{2R_{\text{е}}}.$$

Показником, що об'єднує $K_{\text{Д}}$ та $K_{\text{сф}}$, є коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{\text{пос.сф}} = \frac{K_{\text{Д}}}{K_{\text{сф}}}.$$

Цей показник характеризує симетрію схеми. Симетрія схеми залежить від значення опору $R_{\text{е}}$ для змінного струму. Якщо утворити на вході 1 деякий приріст напруги $\Delta U_{\text{вх.1}}$, а потенціал входу 2 відносно спільної точки лишити без зміни, то цей приріст викличе приріст емітерного струму $\Delta i_{\text{е}}$ транзистора VT1. Але тільки якщо $R_{\text{е}} = \infty$, отримаємо $\Delta i_{\text{е.1}} = -\Delta i_{\text{е.2}}$ і можна вважати, що відгалуженням частини струму $\Delta i_{\text{е}}$ до опору $R_{\text{е}}$ можна знехтувати, тобто має місце повна симетрія схеми.

При дії на вході ДК різницевого сигналу та забезпеченні повної симетрії схеми, струми транзисторів VT1 і VT2 через емітерний опір рівні й протилежні за фазою. Тому при підсиленні різницевого сигналу на опорі

R_e немає змінної напруги, тобто можна вважати, що опір R_e відсутній.

Коефіцієнт підсилення різницевого сигналу одного плеча схеми, тобто плечовий, визначається як

$$K_{пл.1} = \frac{\Delta U_{вих.1}}{\Delta U_{вх}} \approx \frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_{н1}}{h_{11e}}$$

Коефіцієнт $1/2$ з'явився тому, що на вході 1 ДК діє лише половина різницевого сигналу між двома входами.

Загальний коефіцієнт передачі різницевого сигналу двома плечима ДК визначається як

$$K_{Д} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} \approx h_{21e} \frac{R_{н1}}{h_{11e}}$$

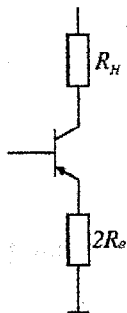


Рисунок 3.3 – Еквівалентна схема ДК для синфазного сигналу

Еквівалентну схему ДК для синфазного сигналу можна розглядати як схему з резистором $2R_e$ у колі зворотного зв'язку (рис.3.3), тому коефіцієнт передачі синфазного сигналу одним плечем схеми

$$K_{сф} \approx \frac{R_{н1}}{R_e}$$

Цей вираз може використовуватись для визначення опору R_e .

Вхідний опір ДК підсилювача постійного струму при несиметричному вході буде дорівнювати

$$R_{вх} = h_{11e} + (1 + h_{21e})R'_e,$$

де $R'_e = R_e \parallel h_{11b}$.

ДК може використовуватись як фазоінверторний каскад, для цього необхідно закоротити за змінним струмом вхід 2, залишивши на ньому тільки напругу зміщення. У цьому випадку одна половина напруги на вході 1 створюється між базою та емітером першого транзистора, а друга - між емітером і спільною точкою. Таким чином, змінні напруги U_{be} першого та другого транзисторів рівні, але протилежні за фазою, відповідно і змінні напруги на колекторах цих транзисторів рівні й протилежні за фазою.

При достатньо великому R_e можна вважати постійною суму емітерних струмів $i_{e,1} - i_{e,2} = I_0$. При цьому їх різниця

$$i_{e,1} - i_{e,2} = -2 \cdot \Delta i_{e,1} = -2 \cdot \Delta i_{e,2}.$$

У свою чергу, відносний приріст вихідного струму

$$\frac{\Delta i_{к,1}}{\Delta i_{к,2}} \approx -\frac{\Delta i_{e,1}}{0,5 \cdot I_0} = \frac{i_{e,1} - i_{e,2}}{i_{e,1} + i_{e,2}}. \quad (3.1)$$

Відомо, що струм емітера є експоненціальною функцією напруги U_{be} :

$$i_e \approx -I_s \exp\left(\frac{U_{be}}{\Phi_T}\right),$$

де I_s - зворотний струм насичення, Φ_T - температурний потенціал

$$/\varphi_T = 0,025 \text{ В}/.$$

Напруга $U_{\text{бе}}$ першого транзистора $U_{\text{бе.1}} = U_{\text{вх.1}} - U_{\text{е}}$, а другого $U_{\text{бе.2}} = U_{\text{вх.2}} - U_{\text{е}}$. У випадку симетрії схеми $U_{\text{бе.1}} = 0,5 \cdot U_{\text{Д}} - U_{\text{е}}$; $U_{\text{бе.2}} = 0,5 \cdot U_{\text{Д}} - U_{\text{е}}$, де $U_{\text{Д}} = U_{\text{вх.1}} - U_{\text{вх.2}}$ - диференціальна різниця напруга.

Підставляючи значення напруг $U_{\text{бе.1}}$ та $U_{\text{бе.2}}$ у вираз для емітерного струму, отримаємо емітерні струми $i_{\text{е.1}}$ та $i_{\text{е.2}}$. Підставляючи їх у вираз (3.1), отримаємо

$$\Delta i_{\text{к.1}} = 0,5 I_0 \operatorname{th} \left(\frac{U_{\text{Д}}}{2\varphi_T} \right). \quad (3.2)$$

При зміні аргументу від $-\infty$ до $+\infty$ гіперболічний тангенс змінюється від -1 до $+1$. Тому $\Delta i_{\text{к.2}}$ змінюється від $-0,5 I_0$ до $+0,5 I_0$, де I_0 - сума емітерних струмів.

Із виразу (3.2) випливає, що диференціальний каскад можна використовувати як амплітудний обмежувач. Наприклад, при

$$U_{\text{Д}} = 4\varphi \approx 0,1 \text{ В},$$

$$\Delta i_{\text{к.1}} = 0,96 \frac{I_0}{2}.$$

Отже, при амплітуді різницевого сигналу, що дорівнює приблизно $0,1 \text{ В}$ і більше має місце обмеження амплітуди вихідного струму. При менших рівнях він працює як лінійний підсилювач.

З виразу (3.2) також випливає, що ДК можна використовувати як регульований каскад, підсилення якого змінюється залежно від струму I_0 .

Як вже зазначалося, збільшення опору резистора $R_{\text{е}}$ необхідне для

покращення симетрії схеми ДК. Але в той же час зрозуміло, що збільшення опору R_e викликає підвищення падіння напруги на ньому за рахунок протікання сталої складової емітерних струмів. Тому замість резистора R_e у схему вмикають транзистор. Така схема має назву генератора стабільного струму (ГСС). Це один з каскадів інтегральної схемотехніки, які широко використовуються. ГСС будуються на біполярних чи польових структурах (рис.3.4) і можуть використовуватись як нелінійні еквівалентні високоомні навантажувальні опори або джерела фіксованих струмів.

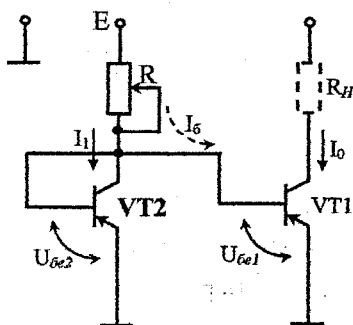


Рисунок 3.4 – Генератор стабільного струму

Заміна у схемі резистора R_e транзистором дозволяє при незмінності опору постійному струму забезпечити для змінного струму опір, більший на 1-2 порядки. Для забезпечення режиму транзистора VT1 служить коло E-R-VT2, при цьому VT2 використовується у діодному ввімкненні. У цьому колі протікає струм I_1 , який викликає падіння напруги на переході база-емітер VT2 у діодному ввімкненні. Якщо знехтувати струмом бази транзистора VT1, то можна вважати, що

$$U_{be.1} = U_{be.2}.$$

У свою чергу, відношення цих напруг визначає співвідношення струмів I_0 та I_1 . У нашому випадку можна вважати, що струм $I_0 = I_1$ і досить точно відображає будь-які його зміни, тобто має місце „дзеркало струмів”. У той же час можна бачити, що в разі зміни $U_{\text{бе,2}}$ за рахунок зміни опору резистора R з’являється можливість змінювати струм I_0 , який у свою чергу задає режими транзисторів ДК і зумовлює підсилення ДК.

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.3.5) являє собою ДК, виконаний на двох п-р-п транзисторах VT1 і VT2, в емітерне коло яких ввімкнено генератор стабільного струму на транзисторах VT3 та VT4. У макеті використані транзистори КТЗІ5Б.

Для зміни напруги на базах VT1 і VT2 та струму ГСС використовуються змінні резистори R6, R4 та R9. Перемикачі S1, S2 та гнізда КТ5 – КТ8 дозволяють під’єднати амперметри, необхідні для дослідження струмів ГСС. Перемикач S3 служить для підключення напруги живлення. Макет дозволяє підключити сигнал у відповідну точку схеми, дослідити його, а також реалізувати певне ввімкнення схеми.

Додатковий макет вміщує пристрій формування двофазної та синфазної вхідної напруги.

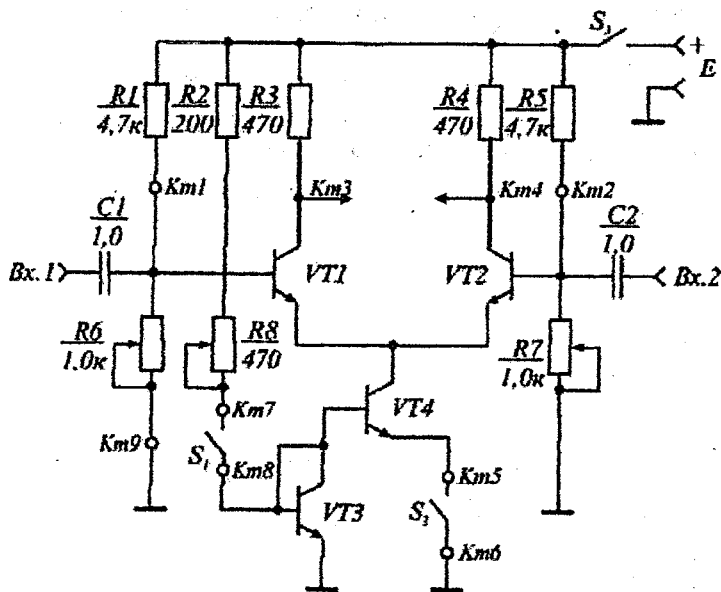


Рисунок 3.5 – Лабораторний макет (VT1–VT4 – КТ315Б)

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення та лекційний матеріал з даної теми.
2. Ознайомитись зі схемою макета.
3. Ознайомитись з приладами й обладнанням, необхідними для проведення досліджень.
4. Розробити методику дослідження основних параметрів ДК.
5. Визначити параметри транзистора КТ315Б.
6. Розрахувати коефіцієнти підсилення для плечового та диференціального ввімкнення.
7. Розрахувати вхідний опір для симетричної та несиметричної схем ввімкнення ДК
8. При $I_{к0} = 1,0\text{мА}$; $U_{кc} = 4\text{В}$ визначити статичний та динамічний

опори для транзистора КТ315Б. ВАХ транзистора отримати з довідника.

Програма експериментальних досліджень

1. Під'єднати макет до джерела живлення.
2. Зняти карту напруг схеми, що відповідає стану балансу ДК при середньому (з можливих) струмі ГСС.
3. Визначити плечовий та диференціальний коефіцієнти підсилення ДК та їх зв'язок.
4. Вивчити вплив струму ГСС на плечовий та диференціальний коефіцієнти підсилення та їх зв'язок.
5. Визначити коефіцієнт підсилення синфазного сигналу та коефіцієнт придушення синфазної напруги, визначити R_e . Дослідити вплив струму ГСС на ці параметри.
6. Дослідити схему амплітудного обмежувача на основі ДК, дослідити його амплітудну характеристику, визначити порогову напругу та напругу обмеження.
7. Вивчити вплив струму ГСС на основні показники амплітудного обмежувача.
8. Дослідити залежність струмів ГСС у керуючому та керованому колах.
9. Порівняти розрахункові та експериментальні результати.

Досліджувальна і вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102.
4. Вольтметр універсальний В7-21А.
5. Мілівольтметр В3-38 або В3-39.
6. Осцилограф СІ-67 або СІ-86.

Короткі методичні вказівки до розрахунків

Вхідний опір ДК у випадку несиметричного входу дорівнює h_{11e} .

Короткі методичні вказівки до проведення вимірювань та опрацювання результатів

Балансування схеми слід проводити без подачі сигналу ВЧ, тобто генератор сигналу повинен бути вимкненим. На колекторах VT1 та VT2 слід встановити напругу, яка приблизно дорівнює половині напруги живлення.

Визначення коефіцієнтів підсилення слід проводити фіксуючи зміни постійних напруг у відповідних точках схеми при заданому розбалансі схеми. При цьому напруга розбалансу на входах схеми не повинна перевищувати 0,02 – 0,03 В. Аналогічні дослідження можна зробити і на змінній напрузі, використовуючи пристій формування протифазного та синфазного сигналу. Для визначення коефіцієнта підсилення синфазного сигналу необхідно працювати із вхідним сигналом 0,1...0,15 В. Значення $K_{сф}$ може бути використано для визначення R_e , тобто опору ГСС змінному струму.

Досліджуючи вплив струму ГСС, при його зміні необхідно знову провести балансування схеми.

Вивчаючи схему амплітудного обмежувача, необхідно дослідити лінійну ділянку його амплітудної характеристики, для цього слід подавати на вхід мінімальну напругу 1...2 мВ на частоті 1 кГц.

Оформлення звіту

Звіт оформляють відповідно до вимог, викладених у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Які засоби застосовуються для підвищення симетрії схеми ДК?
2. Як змінюється вхідний опір схеми ДК при ввімкненні з симетричним та несиметричним входами?
3. Як залежать основні параметри амплітудного обмежувача від значення струму ГСС?
4. Яким чином можна змінювати коефіцієнт підсилення ДК?
5. Які основні напрямки підвищення вхідного опору ДК?

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОРЕКЦІЇ ЧАСТОТНИХ ТА ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Мета роботи – експериментально дослідити властивості широкосмугового підсилювача та методи корекції його частотних та перехідних характеристик.

Короткі теоретичні відомості

Найбільш поширена схема низькочастотної корекції за допомогою кола R_{ϕ}, C_{ϕ} , рис.4.1.

Ємність конденсатора C_{ϕ} обирається так, щоб в області низьких частот (НЧ) виконувалась умова $\frac{1}{\omega_{Н}C_{\phi}} > R_{\phi}$, а для області середніх частот

(СЧ) та високих частот (ВЧ) опір цього конденсатора був незначний, тобто

$$\frac{1}{\omega_{В}C_{\phi}} \ll R_{\phi}.$$

Еквівалентні схеми підсилювальних каскадів для уніполярних транзисторів і біполярних транзисторів з НЧ корекцією зображені на рис.4.2. На рис.4.3,а) показана зміна загального опору навантаження підсилювального каскаду в робочому діапазоні частот та частотна характеристика такого каскаду рис. 4.3,б). НЧ корекція одночасно виконує функції корекції спотворень плоскої вершини імпульсу.

Високочастотна корекція або корекція перехідної характеристики в області малого часу має свої особливості.

При необмеженому зростанні частоти підсилення будь-якого каскаду завжди спадає до нуля. Це викликано впливом міжелектродних та паразитних ємностей і, крім того, в каскадах на БТ збільшення частоти сигналу призводить до зменшення крутості наскрізної характеристики.

В каскадах з емітерною (витоковою) високочастотною корекцією використовується дія частотно-залежного зворотного зв'язку. Елементи зворотного зв'язку $R_{КОР}$, $C_{КОР}$ вводяться в коло емітера (витоку), внаслідок чого каскад в області низьких і середніх частот охоплений глибоким від'ємним зворотним зв'язком за струмом, рис.4.4.

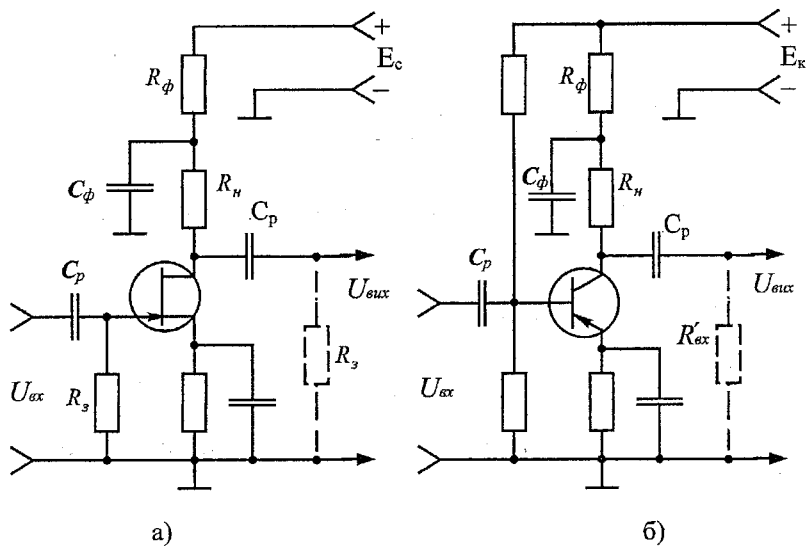


Рисунок 4.1 – Каскади з НЧ корекцією, корекція спотворень плоскої вершини імпульсу

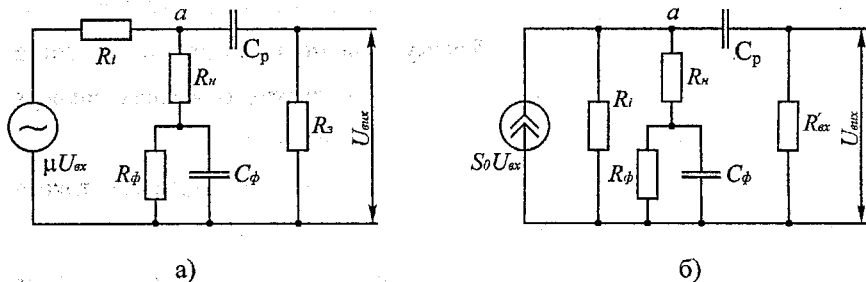


Рисунок 4.2 – Еквівалентні схеми каскадів з НЧ корекцією

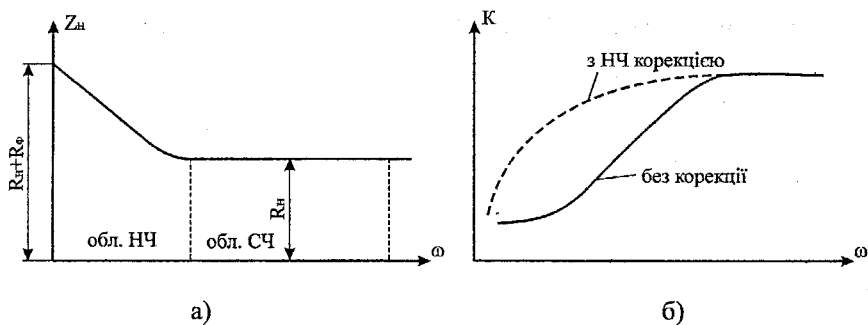


Рисунок 4.3 – Залежності $|Z_{вх}| = f(f)$ та $K(f)$

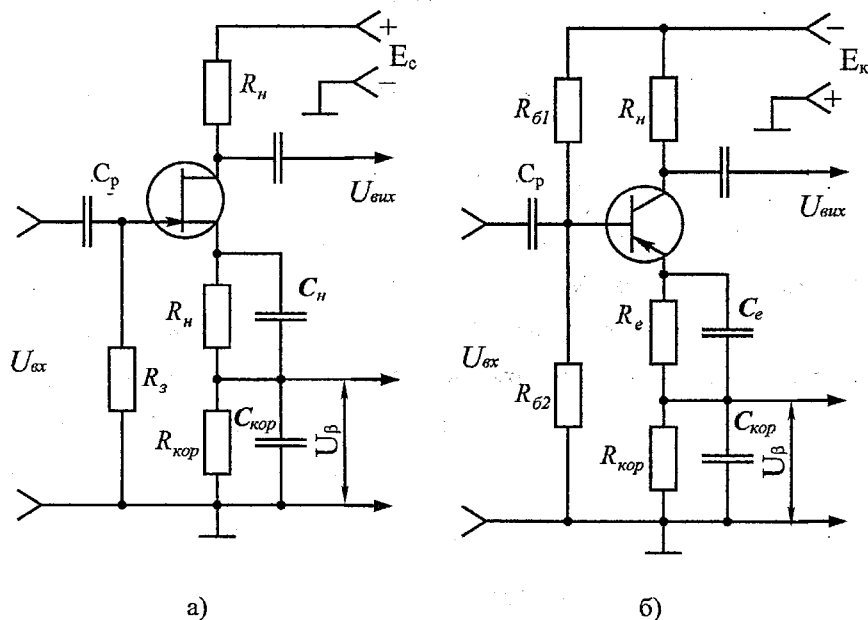


Рисунок 4.4 – Каскад з ВЧ витоковою (емітерною) корекцією, корекція перехідної характеристики в області малого часу.

Ємність конденсатора $C_{кор}$ вибирається такою, щоб його опір в області низьких частот і середніх частот був значно більший за $R_{кор}$, тобто

$$\frac{1}{\omega_0 C_{кор}} \gg R_{кор}. \text{ Напряга зворотного зв'язку } U_{\beta}, \text{ яка виділяється на}$$

паралельному з'єднанні $R_{КОР}$, $C_{КОР}$ в цій області частот, зменшує коефіцієнт підсилення каскаду.

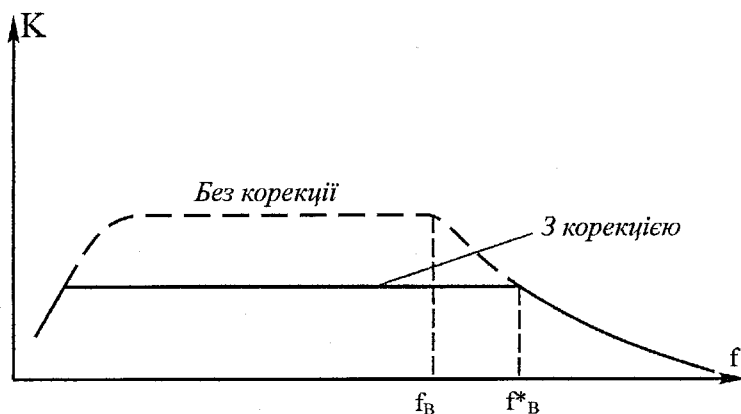


Рисунок 4.5 – АЧХ каскаду з ВЧ корекцією

При збільшенні частоти сигналу (область ВЧ) шунтуючий вплив ємності конденсатора $C_{КОР}$ зменшує напругу U_B , внаслідок чого зростає коефіцієнт підсилення каскаду. Таким чином компенсується зменшення підсилення за рахунок дії міжелектродних і паразитних ємностей C_0 і крутості БТ. Очевидно, що в даному випадку корекція АЧХ досягається зменшенням підсилення каскаду в смузі НЧ та СЧ, коли коефіцієнт підсилення дорівнює $\frac{K_0}{A}$, де $A = 1 + S \cdot R_{КОР}$ – глибина від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) для НЧ і СЧ. Площа підсилення каскаду в такому випадку зберігається без змін, але верхня гранична частота каскаду збільшується $f_B^* \approx f_B \cdot A$, рис.4.5.

Підсилювальні каскади на ПТ і БТ з паралельною індуктивною ВЧ корекцією зображені на рис.4.6(а,б).

Еквівалентні схеми каскадів на ПТ і БТ для області ВЧ зображені на рис.4.7(а, б). В області ВЧ навантаженням каскаду є паралельний контур з резонансною частотою

$$f_{\text{РЕЗ}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_0}}$$

На низьких та середніх частотах навантаження транзистора практично дорівнює R_n .

Частотна характеристика каскаду з паралельною корекцією наведена на рис.4.8. Форма АЧХ такого каскаду залежить від значення коефіцієнта корекції

$m = \frac{L}{C_0 \cdot R_n^2}$. Оптимальна частотна характеристика, що

забезпечує найбільше розширення смуги без підйому частотної характеристики, досягається при $m_{\text{opt}}=0,414$. У випадку коли $m > m_{\text{opt}}$ на

АЧХ виникає підйом. Площа підсилення такого каскаду збільшується

$$\Pi = K_0 \cdot f_B^* = K_0 \cdot f_B \cdot V(m),$$

де $V(m)$ – коефіцієнт, що показує у скільки разів розширюється смуга каскаду з корекцією.

Каскади на БТ і ПТ з послідовною індуктивною ВЧ корекцією та їх еквівалентні схеми зображені на рис. 4.9(а,б,в,г).

Коригувальна котушка індуктивності підключена послідовно до розділового конденсатора C_p . Повна паразитна ємність $C_0 = C_{\text{ВНХ}} + C_{\text{ВХ}} + C_M$ в цьому випадку розділяється на дві ємності $C_{\text{ВНХ}}$ і $C_{\text{ВХ}}$, в результаті чого загальна ємність дорівнює

$$C'_0 = \frac{C'_{\text{ВНХ}} C'_{\text{ВХ}}}{C'_{\text{ВНХ}} + C'_{\text{ВХ}}}$$

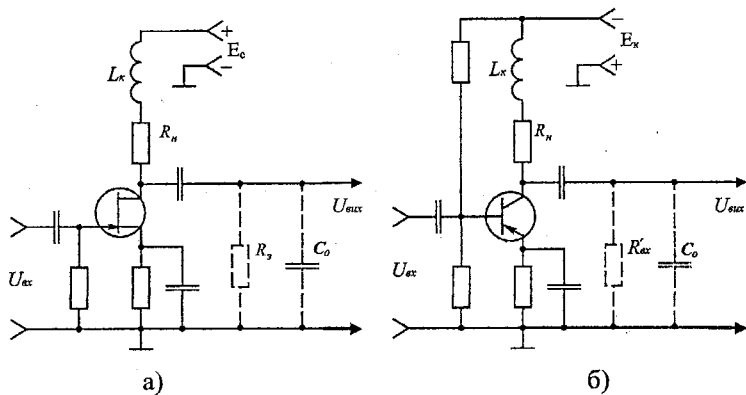


Рисунок 4.6 – Каскады з паралельною індуктивною ВЧ корекцією

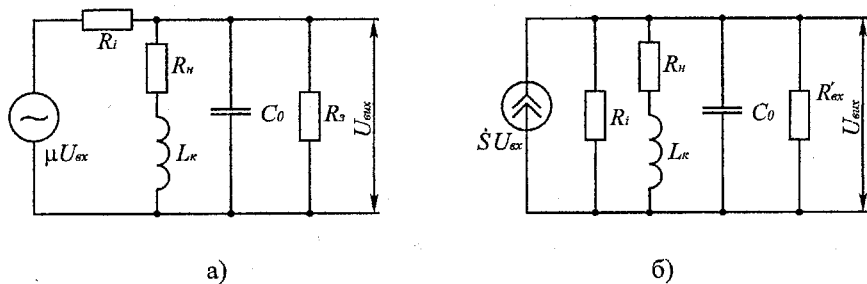


Рисунок 4.7 – Еквівалентні схеми каскадів з паралельною ВЧ корекцією

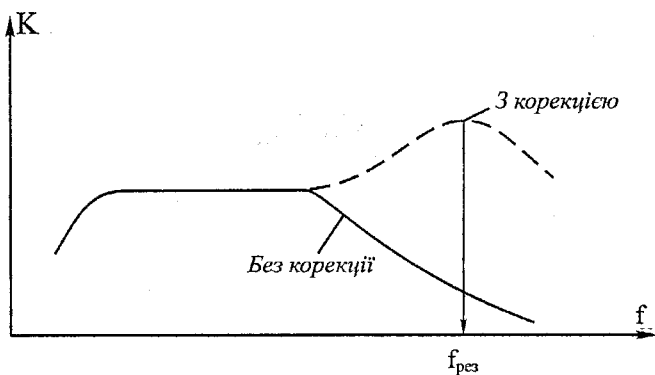


Рисунок 4.8 – АЧХ каскаду з паралельною індуктивною ВЧ корекцією

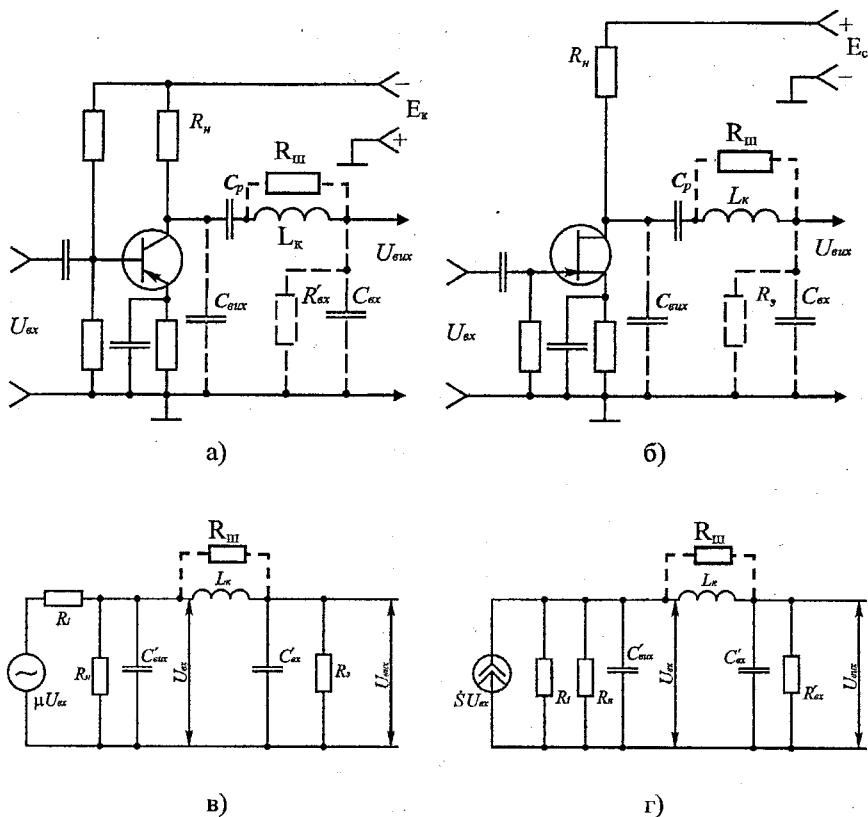


Рисунок 4.9 – Каскади з послідовною індуктивною ВЧ корекцією

Паралельний резонансний контур, утворений L_K і C'_0 , має власну резонансну частоту

$$f'_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C'_0}} > f_{\text{рез}},$$

що більша, ніж у схемі з паралельною ВЧ корекцією (якщо значення L_K однакові). На частоті $\omega'_{\text{рез}}$ навантаження каскаду – паралельний контур III виду, який має еквівалентний опір $R_{\text{ер}}$. Оскільки паралельно частині контуру $L_K C'_0$ підключений резистор R_H , викид частотної

характеристики на частоті паралельного резонансу не спостерігається. Однак викид частотної характеристики може спостерігатися на частоті послідовного резонансу

$$f_{\text{посл}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C'_{\text{вх}}}}$$

Для більш ефективного згладжування частотної характеристики підсилювального каскаду паралельно до коригувальної котушки індуктивності L_K підключається шунтувальний опір $R_{\text{ш}}$. Частотні характеристики каскаду з послідовною індуктивною корекцією наведені на рис.4.10. Застосовуючи одночасно паралельну і послідовну ВЧ корекцію (складна корекція), можна досягти більшої смуги пропускання і рівномірності коефіцієнта підсилення в широкій смузі частот.

Корекція АЧХ у смузі ВЧ призводить до зростання швидкодії пристрою і забезпечує відповідні зміни перехідної характеристики каскаду в області малого часу, в результаті чого фронт і спадання імпульсу стають більш крутими. Максимальна швидкість зростання вихідного сигналу визначається як $V=2\pi f_B \cdot U_{\text{вих}}$. Наявність підйому АЧХ у смузі ВЧ призводить до зростання викиду на ПХ і до додаткових спотворень імпульсу.

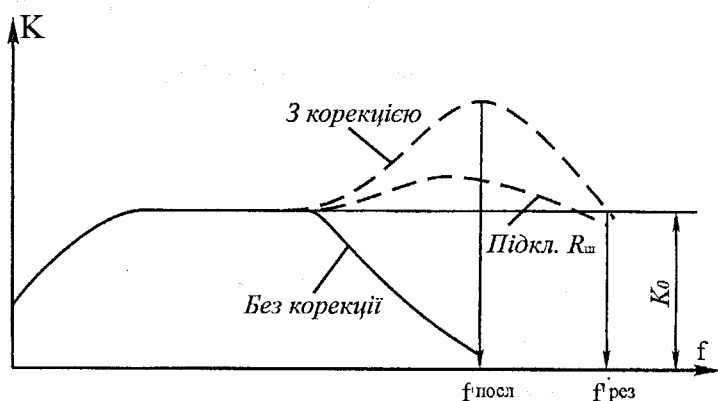


Рисунок 4.10 – АЧХ каскаду з послідовною індуктивною корекцією

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет ширококутового підсилювача з ланками ВЧ і НЧ корекції, рис.4.11, являє собою двокаскадний підсилювач на транзисторах VT1 і VT2. На мікросхемі А1 зібраний формувач прямокутних імпульсів. За допомогою перемикача S1 вхід підсилювача під'єднується до генератора синусоїдальних сигналів або до формувача прямокутних імпульсів.

Перемикач S2 служить для під'єднання ланки НЧ корекції.

Для реалізації в схемі підсилювача емітерної високочастотної корекції служить перемикач S3.

Перемикачі S4 і S5 призначені для під'єднання коригувальних котушок індуктивності L1 і L2 в схемах відповідно паралельної і послідовної високочастотної корекції, а також для під'єднання шунтувальних резисторів. За допомогою перемикача S6 під'єднується додатковий конденсатор C9, який імітує дію конденсатора C₀. Живлення схеми відбувається від джерела напругою +20 В.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення з даної теми.
2. Ознайомитися зі схемою лабораторного макету і системою комутацій кіл макету.
3. Ознайомитися з приладами і обладнанням, необхідним для проведення досліджень.
4. Розробити методику дослідження АЧХ і ПХ ширококутового підсилювача у відповідності з програмою експериментальних досліджень.
5. Визначити значення коефіцієнтів корекції для значень номіналів елементів, наведених на макеті.

Програма експериментальних досліджень

1. Під'єднати макет до джерела живлення і сигналів та переконатися в його працездатності.
2. Дослідити АЧХ підсилювача без корекцій. Діапазон досліджуваних частот 20 Гц – 1 МГц, вхідна напруга $U_{вх} = 100 - 300$ мВ.
3. Дослідити АЧХ підсилювача з корекцією в області НЧ, порівняти її з АЧХ без корекції.
4. Дослідити АЧХ підсилювача з корекцією в області ВЧ, випадок емітерної ВЧ корекції, порівняти її з АЧХ без корекції.
5. Дослідити АЧХ підсилювача з корекцією в області ВЧ, випадок паралельної індуктивної ВЧ корекції, порівняти її з АЧХ без корекції. З'ясувати вплив на форму частотної характеристики шунтувальних опорів.
6. Провести дослідження, аналогічні п.5, для випадку послідовної індуктивної ВЧ корекції.
7. Дослідити перехідну характеристику підсилювача з корекцією спотворень плоскої вершини імпульсу, порівняти її з перехідною характеристикою без корекції. Вхідна напруга $U_{вх} = 4$ В, частота вхідного сигналу $F_{вх} = 50$ Гц. Визначити зниження вершини.
8. Дослідити перехідну характеристику підсилювача з її корекцією в області малого часу за допомогою паралельної і послідовної індуктивної високочастотної корекції. Порівняти її з перехідною характеристикою підсилювача без корекції. З'ясувати вплив на форму перехідної характеристики шунтувальних опорів. Вхідна напруга $U_{вх} = 4$ В, частота вхідного сигналу $F_{вх} = 200$ кГц. Визначити тривалість фронту, параметри викиду, швидкість зростання вихідного сигналу.
9. Провести дослідження, аналогічні п.8 при під'єднанні С9.

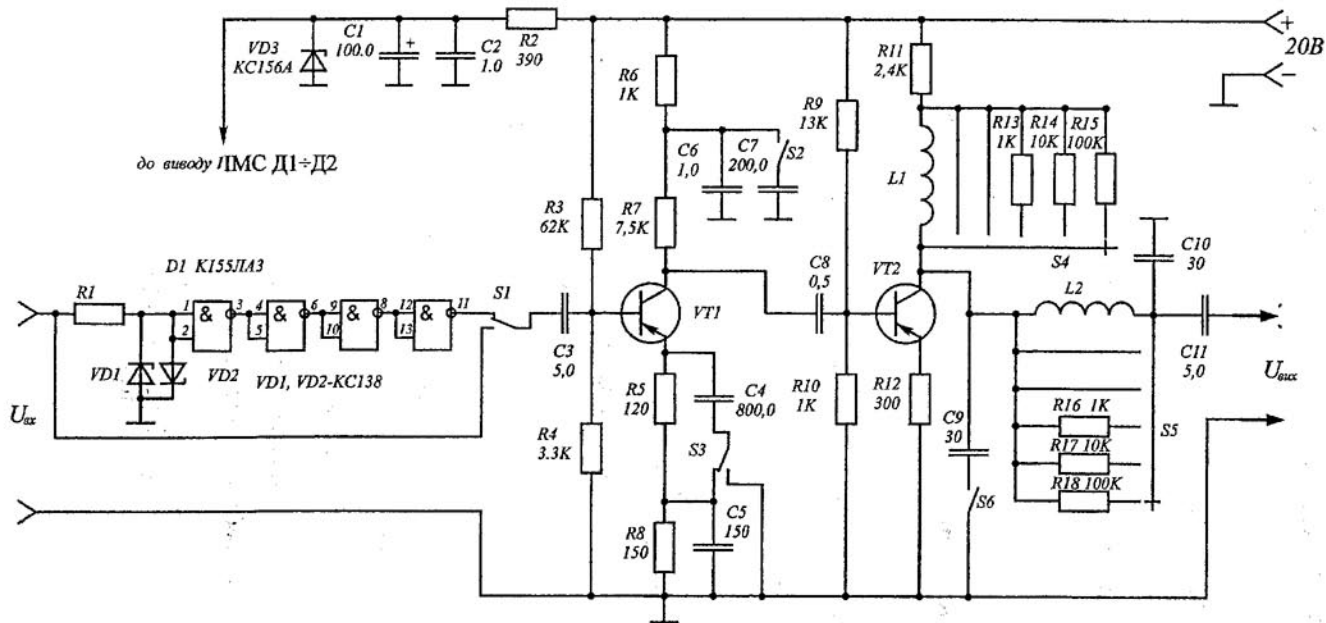


Рисунок 4.11 – Лабораторный макет

Досліджувальна і вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор сигналів низькочастотний Г3 – 102.
4. Генератор сигналів високочастотний Г4 – 106.
5. Мілівольтметр В3 – 38 або В3 – 39, В3 – 40.
6. Осцилограф С1 – 67 або С1 – 86.

Короткі методичні вказівки до вимірювань і опрацювання результатів

1. АЧХ підсилювача з корекцією досліджувати у порівнянні з АЧХ підсилювача без корекції.

2. Діапазон частот і дискретність відліку вибирати відповідно до конкретного виду корекції.

3. Амплітудно-частотна і фазочастотні характеристики дають повну уяву про властивості підсилювача при підсиленні синусоїдальних напруг. Для оцінки властивостей імпульсних підсилювачів користуватися перехідною характеристикою рис. 4.12, яка показує форму вихідного імпульсного сигналу.

Для оцінки властивостей підсилювача за допомогою перехідної характеристики необхідно:

а) виміряти і порівняти тривалість фронту t_f прямокутного імпульсу для випадку дії коректувальних ланок і їх відсутності;

б) розрахувати коефіцієнт спаду вершини імпульсу

$$\Delta = \frac{l(t) - h(t_i)}{l(t)} \cdot 100;$$

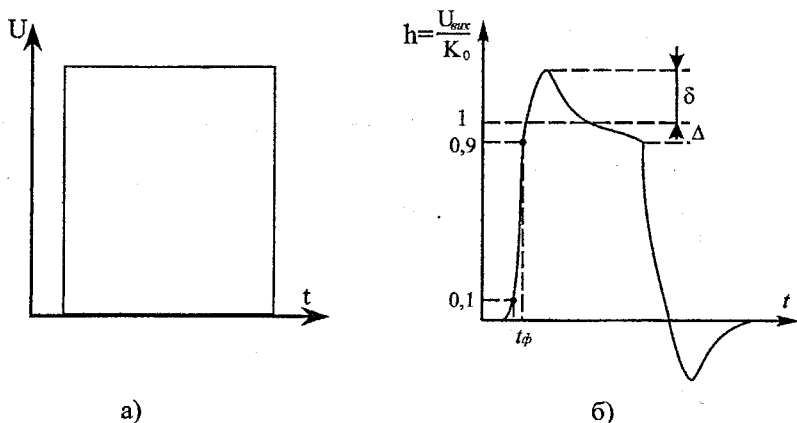


Рисунок 4.12 – Нормована перехідна характеристика

в) розрахувати коефіцієнт викиду вершини імпульсу

$$\delta = \frac{h_{max}(t) - 1(t)}{1(t)} \cdot 100.$$

Оформлення звіту

Звіт оформляється відповідно до вимог, які викладені у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Які причини зміни коефіцієнта підсилення в області НЧ?
2. Як здійснюється корекція частотної характеристики в області НЧ?
3. Як обрати параметри коректувальної ланки НЧ корекції для забезпечення оптимальної частотної характеристики?
4. Які причини зменшення коефіцієнта підсилення в області ВЧ?
5. Як здійснюється корекція АЧХ підсилювача в області ВЧ за допомогою емітерної (витокової) корекції?
6. Як обрати параметри коректувальної ланки ВЧ корекції?

(емітерної та витокової) для забезпечення оптимальної частотної характеристики?

7. Як здійснюється корекція АЧХ підсилювача в області ВЧ за допомогою паралельної, послідовної і складної схем високочастотної корекції? Перелічіть переваги і недоліки кожного з таких видів корекції.
8. Яке призначення шунтувальних опорів і який їх вплив на вид частотної характеристики?
9. Як провести аналіз властивостей імпульсного підсилювача за допомогою його перехідної характеристики? В яких межах повинні знаходитися показники перехідної характеристики?
10. Як визначити швидкість зростання вихідного сигналу?
11. Як змінюється швидкість зростання сигналу при корекції АЧХ?

ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ І ХАРАКТЕРИСТИК ДІАПАЗОННОГО РЕЗОНАНСНОГО ПІДСИЛОВАЧА

Мета роботи – експериментально дослідити властивості діапазонного резонансного підсилювача при різних видах під'єднання навантаження.

Короткі теоретичні відомості

Резонансні підсилювачі розрізняються за способом під'єднання резонансного контуру до підсилювального елемента (ПЕ), а також за схемою включення самого ПЕ (спільний емітер, спільна база, каскодна схема).

Основними параметрами резонансного підсилювача є резонансний коефіцієнт підсилення K_0 , вибірність $S = \frac{K_0}{K_{\Delta f}}$, де $K_{\Delta f}$ – коефіцієнт підсилення при розстроюванні Δf , $\frac{K_{0\max}}{K_{\Delta f \min}}$ – нерівномірність коефіцієнта підсилення в межах діапазону $K_{н.р.}$.

За способом підключення резонансного контуру розрізняють такі різновиди схем:

- з безпосереднім зв'язком контуру із ПЕ;
- з автотрансформаторним зв'язком контуру із ПЕ;
- з трансформаторним зв'язком контуру із ПЕ;
- з комбінованим (індуктивно-ємнісним) зв'язком контуру із ПЕ.

Резонансний підсилювач радіочастоти (ПРЧ) з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ, зображено на рис. 5.1.

Залежність його резонансного коефіцієнта підсилення від частоти (при настроюванні контуру змінною ємністю) визначається виразом

$$K_0(\omega) = SR'_{e.p.} = S\rho Q_e, \quad (5.1)$$

де S – крутість ПЕ в робочій точці;

$R'_{e.p.} = \psi R_{e.p.}$ – еквівалентний резонансний опір контуру з урахуванням шунтування з боку ПЕ;

$Q_e = \psi Q_K$ – еквівалентна добротність контуру;

$\rho = \omega_0 L_K = \frac{1}{\omega_0 C_K}$ – характеристичний опір контуру, де ψ – коефіцієнт

шунтування контуру з боку ПЕ;

$R_{e.p.}, Q_K$ – еквівалентний резонансний опір і добротність нешунтованого контуру;

ω_0 – резонансна частота контуру;

L_K, C_K – відповідно індуктивність та ємність контуру.

Характерним для каскадів ПРЧ при настроюванні контуру конденсатором C_x є підвищення резонансного коефіцієнта підсилення із зростанням частоти (рис.5.2). При розрахунку визначають резонансний коефіцієнт підсилення на максимальній частоті піддіапазону $K_0(\omega_{0max})$, а потім з урахуванням коефіцієнта - перекриття піддіапазону K_f на

мінімальній, де $K_f = \frac{\omega_{0max}}{\omega_{0min}}$ тоді

$$K_0(\omega_{min}) = \frac{K_0(\omega_{0max})}{K_f} \quad (5.2)$$

Перевагою резонансного підсилювача з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ є можливість отримання найбільшого коефіцієнта підсилення.

До його недоліків можна віднести:

- суттєвий вплив на настроювання контуру розкиду або зміни вхідних та вихідних ємностей ПЕ, що проявляється при їх заміні, старінні та використанні режимного регулювання підсилення;

- погіршення добротності резонансного контуру і зниження вибірності підсилювача за рахунок повного ввімкнення вихідної провідності ПЕ паралельно контуру;

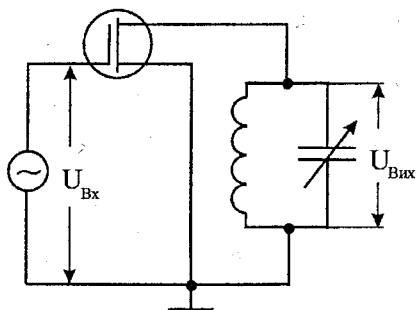


Рисунок 5.1 – Резонансний підсилювач з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ

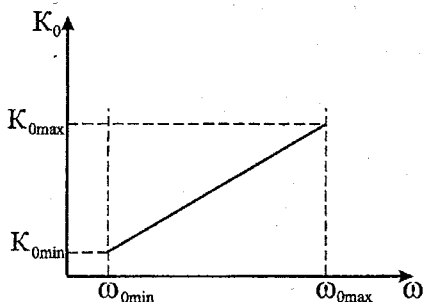


Рисунок 5.2 – Залежність $K_0(\omega_0)$

- меншу, у порівнянні із схемами неповного ввімкнення контуру, стійкість характеристик такого підсилювача;

- більшу нерівномірність коефіцієнта підсилення в діапазоні частот і при роботі в декількох піддіапазонах.

Резонансний підсилювач з автотрансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ (рис. 5.3) використовується для вирівнювання загального коефіцієнта підсилення при перемиканні піддіапазонів.

Значення $K_0(\omega)$ для підсилювача з автотрансформаторним ввімкненням визначається у відповідності з виразом

$$K_0(\omega) = m_1 m_2 |Y_{21e}| R'_{e.p.}, \quad (5.3)$$

де m_1 та m_2 – коефіцієнти ввімкнення контуру з боку ПЕ відповідно до даного та наступного каскадів;

$|Y_{21e}|$ – модуль провідності прямої передачі ПЕ.

Підбираючи коефіцієнти вклучення m_1 та m_2 , можна забезпечувати однаковий коефіцієнт підсилення та характер його зміни в кожному з

піддіапазонів. Автотрансформаторне ввімкнення контуру послаблює його зв'язок з ПЕ, зменшує вплив внутрішнього опору та вихідної ємності ПЕ на добротність та настройку контуру підсилювача. Вказані обставини дозволяють отримати високу вибірність та забезпечити високу робочу частоту підсилювача.

Максимальний коефіцієнт підсилення при припустимому ступені шунтування контуру з боку обох ПЕ може бути досягнуто при коефіцієнтах ввімкнення

$$m_{1_{\text{от}}} = \sqrt{\frac{(1-\psi)R_{22}}{2R'_{e,p}}} \quad \text{та} \quad m_{2_{\text{от}}} = \sqrt{\frac{(1-\psi)R_{\text{вх.оп.}}}{2R'_{e,p}}}, \quad (5.4)$$

де R_{22} – вихідний опір ПЕ даного каскаду;

$R_{\text{вх.оп.}}$ – вхідний опір наступного каскаду.

Для стабільного підсилювача значення коефіцієнта шунтування звичайно складає не менше 0,7...0,8.

Якщо в процесі розрахунку отримане значення будь-якого з коефіцієнтів ввімкнення більше або рівне 1, то відповідний ПЕ може бути під'єднаний до контуру повністю. Нехтуючи, зокрема, $R_{\text{вх.оп}}$ і припускаючи $\psi = 0,8$ на максимальній частоті піддіапазону значення m_1 можна визначити з співвідношення

$$m_1 = 0,5 \sqrt{\frac{R_{22}}{R_{e,p}}},$$

де $R_{22} = R_{e,p} = \rho Q_K$ – визначені на тій самій частоті.

Значна можливість впливу на характер зміни резонансного підсилення в діапазоні робочих частот властива резонансному підсилювачу з трансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ (рис.5.4). Еквівалентна схема такого ввімкнення показана на рис. 5.5.

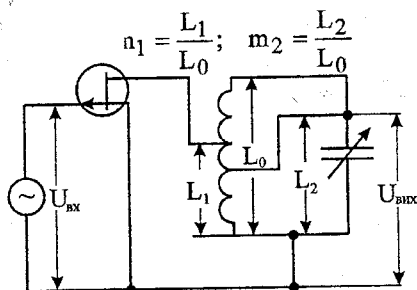


Рисунок 5.3 – Резонансний підсилювач з автотрансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ

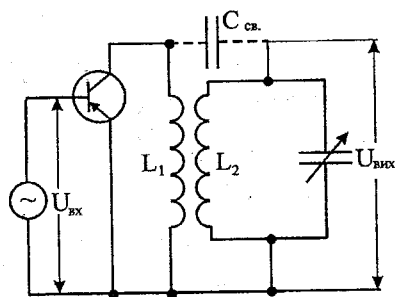


Рисунок 5.4 – Резонансний підсилювач з трансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ

З еквівалентної схеми можна бачити, що каскад має два індуктивно зв'язаних контури з резонансними частотами

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}; \quad (5.5)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}. \quad (5.6)$$

Перший контур створений індуктивністю котушки зв'язку L_1 та ємністю вихідного кола підсилювального елемента, а другий – змінний резонансний контур підсилювача, – елементами L_2, C_2 .

Можливі три випадки відношення частот:

режим “подовженого” вихідного кола ПЕ $\omega_1 < \omega_{2 \min}$;

режим “скороченого” вихідного кола $\omega_1 > \omega_{2 \min}$;

проміжний режим $\omega_{2 \min} \leq \omega_1 \leq \omega_{2 \max}$.

Характер зміни резонансного коефіцієнта підсилення по діапазону відповідає кожному конкретному випадку. Вибираючи співвідношення частот ω_1 та ω_2 , можна забезпечити в такому підсилювачі компенсацію нерівномірності коефіцієнта передачі попередніх каскадів (рис.5.6).

Порівнявши $K_0(\omega_0)$ різних режимів можна спостерігати переваги режиму “скорочення”:

- середній по діапазону резонансний коефіцієнт підсилення більший ніж в режимі “подовженого” поля;
- значення індуктивності котушки зв'язку L_1 в цьому випадку є меншим ніж в інших, що зумовлює конструктивні і технологічні зручності;
- забезпечується можливість компенсації нерівномірності коефіцієнта передачі попереднього каскаду, що працює в режимі “подовження”.

Недоліком режиму зі “скороченням” може бути погіршення вибірності до дзеркального каналу

$$\omega_{д.к.} = \omega_0 \pm 2\omega_{пч},$$

де $\omega_{пч}$ – проміжна частота тракту.

Резонансний підсилювач з комбінованим індуктивно-ємнісним зв'язком (див. рис.5.4, додаткові елементи показані пунктиром) забезпечує практично лінійний характер зміни $K_0(\omega)$ в діапазоні частот (рис.1.6). Це пояснюється додаванням частотних характеристик, зумовлених ємнісним та індуктивним зв'язком (при “подовженні”).

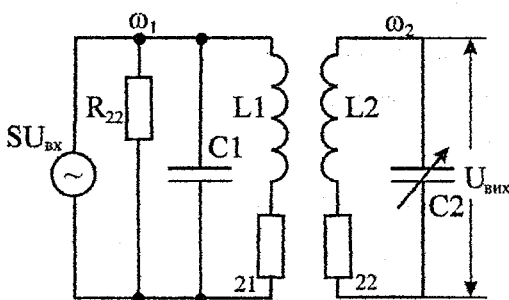


Рисунок 5.5 – Еквівалентна схема каскаду з трансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ

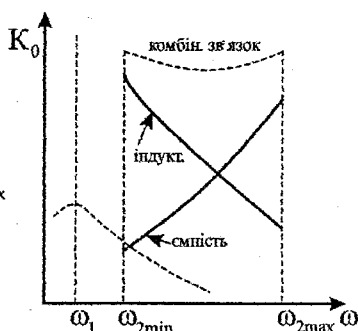


Рисунок 5.6 – Характер зміни $K_0(\omega_0)$

Недоліками такої схеми є погіршення вибірності по відношенню до дзеркальних каналів і зменшення коефіцієнта перекриття по частоті.

Опис лабораторного макету

Електрична принципова схема макета зображена на рис.5.7. Схема містить в собі каскодну підсилювальну комірку VT1 та VT2, що виконана за схемою СВ-СБ (спільний витік – спільна база), а також елементи зв'язку L1 та C13, резонансний контур L2, C9, C11 і емігерний повторювач V13.

Перемикач S1 дозволяє досліджувати різні схеми резонансного підсилювача. В 1-му і 2-му положеннях S1 реалізується безпосереднє і автотрансформаторне ввімкнення, а в 3-му, 4-му та 5-му – трансформаторне. Ефект “подовженого” і “проміжного” кола досягається під'єднанням паралельно котушці зв'язку L1 додаткових ємностей C4 і C5. Комбінований зв'язок реалізується, якщо положення S1 відповідає “подовженому” колу, а S2 замкнений. Номінальний робочий діапазон частот макета – радіомовний середньохвильовий діапазон 525...1605 кГц.

Домашнє завдання

1. Ознайомитися зі схемою і системами комутацій кіл макета. Визначити положення перемикача для різних видів ввімкнення контуру.

2. Розрахувати резонансну частоту колекторного кола в режимах “подовження” і “скорочення”, використовуючи елементи принципової схеми (взаємодуктивним зв'язком можна знехтувати, ємність вихідного кола ПЕ без урахування C4 і C5 прийняти рівною 40 пФ).

3. Визначити можливість повного ввімкнення контуру в колекторне коло транзистора VT2 при значенні допустимого коефіцієнта шунтування 0,8.

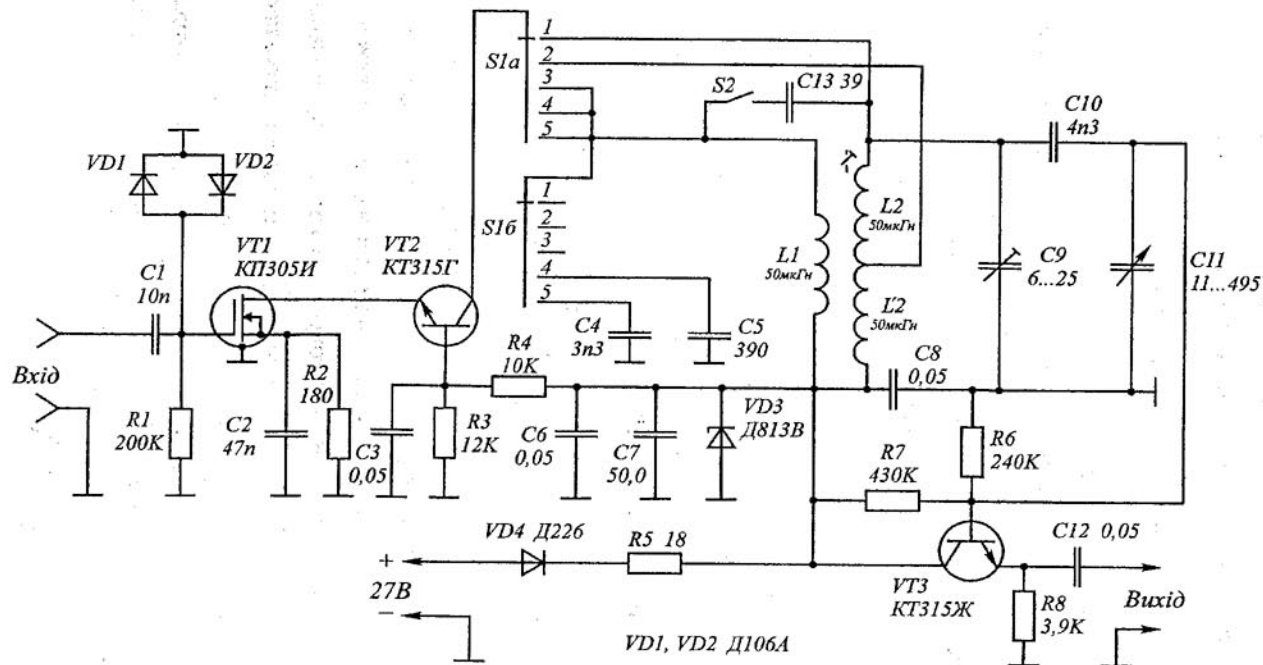


Рисунок 5.7 – Лабораторный макет

4. Використовуючи номінали елементів, що вказані на принциповій схемі, та прийнявши ємність резонансного контуру (без урахування ємності змінного конденсатора) 45 пФ, конструктивну добротність цього контуру 50 і коефіцієнт автотрансформаторного ввімкнення 0,5, розрахувати резонансний коефіцієнт підсилення для двох крайніх точок діапазону і побудувати графік $K_0(\omega_0)$ для випадків повного і автотрансформаторного ввімкнення.

5. Розробити методику дослідження основних показників резонансних підсилювачів у відповідності до програми експериментальних досліджень.

Програма експериментальних досліджень

1. Дослідити залежність $K_0(f_0)$ для таких видів схем підсилювачів:

- а) безпосереднього ввімкнення контуру;
- б) автотрансформаторного.

2. Дослідити залежність $K_0(f_0)$ для таких ввімкнень:

- а) трансформаторного при “скороченому” колі;
- б) трансформаторного при “проміжному” колі;
- в) трансформаторного при “подовженому” колі.

3. Дослідити вплив параметрів підсилювального елемента на настроювання резонансного контуру, для чого зняти і побудувати залежність резонансної частоти контуру від кута повороту змінної ємності при безпосередньому і автотрансформаторному ввімкненні контуру, $f_0 = \gamma(\alpha)$.

4. Визначити коефіцієнт нерівномірності $K_{нр}$ та коефіцієнт перекриття K_f для умов п.1 і п.2.

5. Дослідити залежність смуги пропускання (на заданому викладачем рівні M) і вибірності підсилювача (при заданому викладачем розстроюванні Δf) від частоти настроювання за умов п.1.

6. Дослідити вплив режимів “скорочений” і “подовжений” на вибірність по дзеркальному каналу при $f_{ПЦ}$, заданій викладачем.

Досліджувальна та вимірвальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Регульоване лабораторне джерело живлення 0...30 В.
3. Генератор стандартних сигналів Г4-42 (Г4-18, Г4-102).
4. Мілівольтметр ВЗ-38 (ВЗ-39).
5. Осцилограф С1-67 (С1-72, С1-73).

Короткі методичні вказівки до розрахунків

Для розрахунку частоти ω_1 рекомендується зобразити еквівалентну схему колекторного кола при трансформаторному зв'язку зі скороченим, подовженим і проміжним вихідними колами ПЕ та використати вираз (5.5).

При визначенні можливості повного ввімкнення контуру доцільно скористатись виразом (5.4).

Для розрахунку $K_0(\omega)$ необхідно скористатися виразами (5.1) – (5.3). При цьому необхідно мати на увазі, що максимальній частоті піддіапазону відповідає мінімальна ємність C_K , а мінімальній – максимальна. Додатково необхідно визначити значення Y'_{21} каскодної схеми СВ–СВ. Для цього можна скористатися матрицею провідностей каскодної схеми.

$$\|Y'\| = \begin{vmatrix} Y_{11I} & 0 & Y_{12I} \\ 0 & Y_{22II} & Y_{23II} \\ Y_{21I} & Y_{32II} & Y_3 \end{vmatrix}, \quad (5.7)$$

де $Y_3 = Y_{22I} + Y_{33II}$, позначки I та II відповідають транзисторам VT1 та VT2, а позначки 1, 2, 3 – відповідно електродам транзистора: база,

колектор, емітер або затвор, стік, витік.

Тоді результуюча провідність прямої передачі

$$Y'_{21} = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11,22}}, \quad (5.8)$$

де $\Delta_{12}, \Delta_{11,22}$ – відповідно однократне і двократне алгебраїчні доповнення, отримані із визначника матриці (5.7) шляхом викреслення відповідних рядків та стовпців.

Вихідна провідність, необхідна для виконання розрахунку за п.3 домашнього завдання, може бути визначена із співвідношення

$$Y'_{22} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{11,22}}.$$

Після підстановки алгебраїчних доповнень і спрощення отримуємо

$$Y'_{22} = Y_{22\Pi} - \frac{Y_{32\Pi} Y_{23\Pi}}{Y_3}. \quad (5.9)$$

Але оскільки транзистор VT2 в каскодній комірці працює в режимі, близькому до “холостого ходу” на виході, то в обчисленні Y'_{22} за (5.9) немає необхідності, оскільки у довідниках звичайно наводять саме цю провідність (низькочастотне значення), тобто.

$$Y'_{22HЧ} \approx h_{226}.$$

В даному випадку $f_{0\max} < 0,3f_{Y_{22}}$, тому високочастотне значення активної складової цієї провідності можна визначити із виразу

$$g'_{22} = h_{226} + 2\pi f_{0\max} \tau_K S_0 \frac{f_{0\max}}{f_T},$$

де $f_{0\max}$ – максимальна робоча частота підсилювача;

τ_K – стала часу колекторного кола транзистора;

S_0 – низькочастотне значення крутості;

f_T – гранична частота коефіцієнта передачі базового струму.

Провідності транзистора VT2, які потрібні для визначення Y'_{21} за

(5.8), є відповідними провідностями в схемі зі спільною базою

$$g_{216} = \frac{h_{216}}{h_{116}} \quad \text{та} \quad g_{116} = \frac{1}{h_{116}}.$$

Для розрахунку з довідників не треба брати кращі значення h_{21} і h_{11} . Ця ж вимога поширюється на вибір значень S і g_{22} для VT1. Оскільки для обох транзисторів виконується умова $f_{0\max} \ll Y_{21e}$, при визначенні Δ_{11} та $\Delta_{11,22}$ можна використовувати низькочастотні значення провідностей.

При виконанні розрахунків буде корисним використання електричної схеми підсилювальної комірки СВ–СБ за змінним струмом з нанесенням нумерації електродів відповідно схемі за постійним струмом.

Оформлення звіту

Звіт оформити у відповідності з вимогами, наведеними у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Чому в якості навантаження резонансного підсилювача використовують паралельний коливальний контур, а не послідовний?
2. Як досягається вирівнювання загального коефіцієнта підсилення в підсилювачі з декількома піддіапазонами? Привести можливі рішення і обґрунтувати оптимальний варіант.
3. Виходячи з чого обирається максимальна і мінімальна ємність резонансного контуру?
4. Які елементи схеми впливають на добротність змінного контуру? Які схемні рішення зменшують цей вплив?
5. Чим обумовлюється зростання коефіцієнта підсилення в межах піддіапазону при безпосередньому і автотрансформаторному ввімкненні?

Пояснити можливість непропорційної його зміни.

6. З яких міркувань обирається підсилювальний елемент резонансного підсилювача? Поясніть частотну залежність його параметрів.

7. Які основні параметри характеризують підсилювальний елемент?

8. Як впливає співвідношення опорів резисторів R_3 і R_4 (див. рис. 5.7) на режим живлення транзисторів VT_1 і VT_2 ? Яким елементом заданий їх струм в робочій точці? Навести варіант схеми паралельного живлення транзисторів за постійним струмом. В яких випадках вона буде кращою?

Лабораторна робота № 6

Дослідження параметрів і характеристик смугових підсилювачів

Мета роботи – експериментально дослідити властивості смугових підсилювачів при різних вибірних системах та різних типах підсилювальних комірок.

Короткі теоретичні відомості

Основними параметрами смугового підсилювача (СП) є резонансний коефіцієнт підсилення K_0 , смуга пропускання ΔF , вибірність за сусіднім каналом $S_{ск}$ і коефіцієнт прямокутності K_{Π} , що характеризує форму резонансної характеристики СП.

Останній визначається виразом:

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta F_{\gamma}}{\Delta F_{0,707}}, \quad (6.1)$$

де ΔF_{γ} – смуга пропускання СП при заданому рівні відліку γ (звичайно 0,1 чи 0,01).

Особливістю СП, на відміну від підсилювача радіочастоти, є робота на фіксованій частоті. Резонансний коефіцієнт підсилення одноконтурного СП може бути визначений з виразу:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R'_{e.p} = m_1 m_2 |Y_{21}| \frac{1}{2\pi C_k \Delta F_{0,707}}, \quad (6.2)$$

мінімальне значення ємності C_k контуру одноконтурного СП, припустиме з точки зору стабільності його характеристик, дорівнює:

$$C_{k\min} \geq \frac{1}{2} \Delta C_k \frac{f_{\Pi}}{\Delta f_{\text{доп}}}, \quad (6.3)$$

де $\Delta C_k = \pm \Delta C'_{\text{вих}} \pm \Delta C'_{\text{вх}}$; $\Delta C'_{\text{вих}} = m_1^2 \Delta C_{\text{вих}}$ і $\Delta C'_{\text{вх}} = m_2^2 \Delta C_{\text{вх}}$ – значення розкиду ємностей з виходу даного ПЕ і входу ПЕ наступного каскаду;

$\Delta f_{\text{доп}}$ – припустимий зсув резонансної частоти, зумовлений названим розкидом.

Іншим різновидом каскаду СП є СП із двоконтурним смуговим фільтром (рис.6.1), резонансний коефіцієнт підсилення якого:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R_{\text{с.р}} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}, \quad (6.4)$$

де $\alpha = K_{\text{св}} Q_3$ – фактор (параметр) зв'язку;

$K_{\text{св}}$ – коефіцієнт зв'язку.

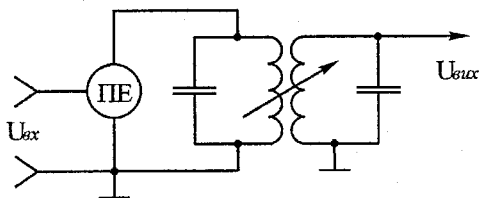


Рисунок 6.1 – Двоконтурний СП

Форма АЧХ такого СП залежить від значення фактора зв'язку (рис.6.2), що широко використовується на практиці для регулювання смуги пропускання. Мінімальна смуга пропускання досягається при зв'язку менше критичного ($K_{\text{св}} < K_{\text{св.кр}}, \alpha < 1$). Визначена на рівні 0,707 смуга складає 0,64 смуги пропускання одиночного контуру з тією ж добротністю. При критичному зв'язку ($\alpha = 1$) вона в $\sqrt{2}$ рази, а при $K_{\text{зв}} = 2,41 K_{\text{зв.кр}} (\alpha = 2,41)$ – у 3,1 рази перевищує смугу пропускання СП з одиночним коливальним контуром, причому в останньому випадку рівень западини також складає 0,707 від максимального. Регулювання смуги пропускання може також здійснюватися зміною добротності контурів фільтра.

Зі збільшенням числа двоконтурних смугових фільтрів в СП крутість схилів результуючої АЧХ зростає, а форма вершини АЧХ змінюється мало. Завдяки поліпшенню прямокутності, нерівномірність АЧХ у смузі

пропускання ($M_{\Delta F}$) зростає значно менше порівняно з підвищенням вибірності $S_{ск}$, тобто з'являється можливість одночасного задоволення суперечливих вимог – реалізації заданих $M_{\Delta F}$ і $S_{ск}$.

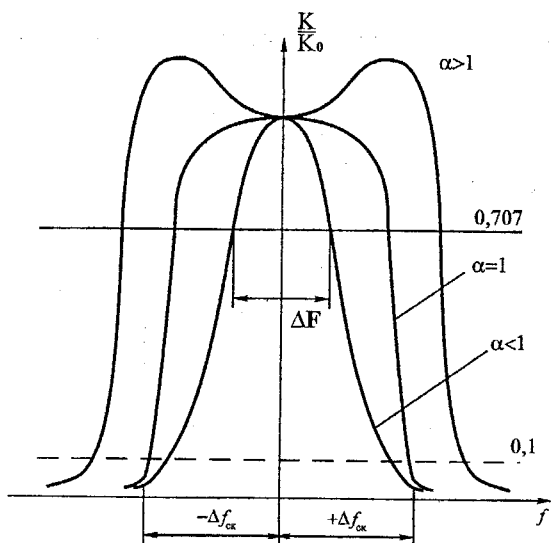


Рисунок 6.2 – АЧХ двоконтурного смугового підсилювача

Перевагами розглянутих СП є відносна простота виготовлення, налаштування і регулювання. До недоліків варто віднести:

- низьку стійкість тракту з декількох таких СП, що призводить до необхідності застосування засобів нейтралізації Y_{12} й зумовлює ускладнення схеми;

- залежність частотних характеристик усього тракту від параметрів ПЕ, що виявляється при їхній заміні.

Розглянуті СП відносяться до пристроїв, що реалізують принцип рівномірного розподілу функції підсилення і вибірності.

СП, що реалізують принцип зосередженого поділу функції підсилення і вибірності, вільні від перелічених недоліків і забезпечують

додаткові можливості:

високий і стійкий коефіцієнт підсилення тракту, за рахунок використання аперіодичних каскадів, що забезпечують основне підсилення;

високу вибірність, що забезпечується використанням ефективних фільтрів зосередженої селекції;

високу завадозахищеність тракту;

можливість мікромініатюризації.

Однієї з різновидів СП, що реалізують другий принцип, є СП із п'єзоелектричним фільтром (рис.6.3).

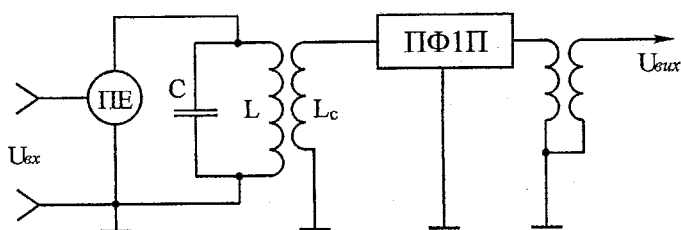


Рисунок 6.3 – СП з п'єзоелектричним фільтром

П'єзоелектричні фільтри випускаються промисловістю серійно. Як приклад можна розглянути параметри і характеристики п'єзоелектричного фільтра типу ПФ1П-2. Резонатори такого фільтра виконані з матеріалів типу КНБС-47 (тверді розчини метанобатів і барію).

Основні параметри фільтра ПФ1П-2:

центральна частота смуги пропускання – $465 \pm_{1,8}^2$ кГц;

ширина смуги пропускання на рівні 6дБ – (8,8...12,5)кГц;

нерівномірність вершини АЧХ – не більш 2дБ;

згасання на центральній частоті смуги пропускання – не більше 8 дБ;

номінальні значення характеристичних опорів:

$$\rho_{\text{вх}} = 1,2 \text{кОм} , \rho_{\text{вих}} = 0,6 \text{кОм} .$$

Особливістю характеристики згасання такого фільтра $d = \gamma(f)$ (рис.6.4) є відсутність монотонно зростаючої характеристики згасання в смузі затримки (суцільна лінія).

Така обставина призводить до того, що цей фільтр при високій вибірності у відношенні сусідніх каналів не забезпечує достатньої фільтрації завад з більшими частотами.

Зазначений недолік п'єзоелектричного фільтра частково може бути усунений ввімкненням послідовно з фільтром резонансного контуру (рис.6.3). Смуга пропускання контуру в 2–3 рази перевищує смугу пропускання п'єзоелектричного фільтра. Характеристика згасання контуру зображена на рис.6.4 (пунктирна лінія). АЧХ об'єднаної системи (паралельний контур – п'єзоелектричний фільтр) є сумою характеристик ланок системи. Одночасно коливальний контур забезпечує узгодження імпедансів п'єзоелектричного фільтра й ПЕ.

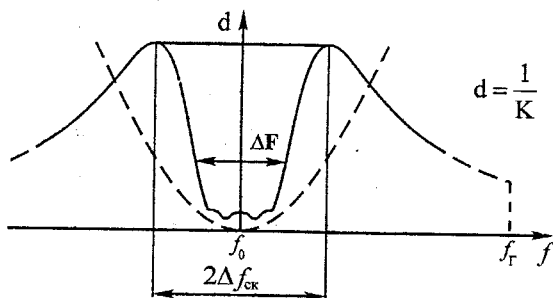


Рисунок 6.4 – Залежність згасання $d = \gamma(f)$ ПФ1П–2

При виконанні узгодження без додаткових коливальних контурів необхідно виконати умови $R_{22} = \rho_{\text{вх}}$, $R_{\text{вх.сл}} = \rho_{\text{вих}}$. Коефіцієнт підсилення такого СП на центральній частоті:

$$K_0 = 0,5|Y_{21}|\rho_{\text{вх}}K_{\phi}, \quad (6.5)$$

де K_{ϕ} – коефіцієнт передачі фільтра на центральній частоті (відповідає внесеному загасанню).

Інший різновид даних СП – підсилювачі з багатоланковими фільтрами, зокрема на основі реактивних LC ланок (рис.6.5).

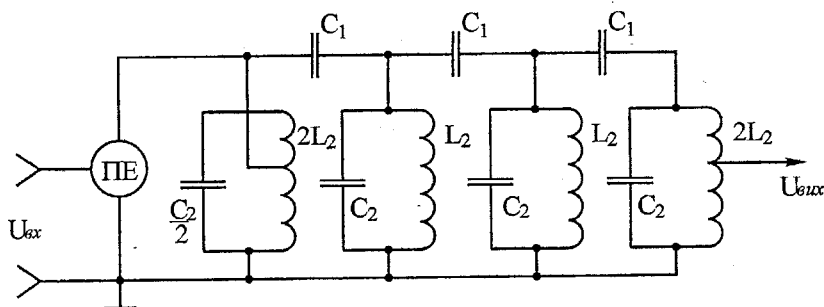


Рисунок 6.5 – СП з багатоланковим LC фільтром

Такі фільтри виконуються з високодобротних L- і C-елементів. Необхідна смуга пропускання фільтра забезпечується відповідним вибором значень L і C і визначається їхнім відношенням. Розрахунок таких фільтрів, як правило, виконується графоаналітичним методом. Резонансний коефіцієнт підсилення СП із таким фільтром визначається з виразу

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| \rho_{\phi} K_{\phi}, \quad (6.6)$$

де ρ_{ϕ} – характеристичний опір фільтра;

K_{ϕ} – коефіцієнт передачі фільтра на центральній частоті.

Опис лабораторного макета

Макет (рис.6.6) містить три підсилювальні комірки, що комутуються перемикачем S1 на нерегулярну каскодну схему, схему підсилювача з динамічним навантаженням VT1 і VT2, каскад на транзисторі VT3 за

схемою СЕ, і мікросхему А1 типу К224УС1 (каскадна схема СЕ–СБ). Дані підсилювальні комірки розрізняються коефіцієнтами підсилення і значеннями вихідного імпедансу.

Комутація різних вибірних систем здійснюється перемикачем S2. Частота їхнього настроювання дорівнює проміжній частоті АМ тракту радіомовного приймача (465кГц).

Перемикач S3 дозволяє отримати узгоджений і неузгоджений режими на виході фільтра ПФ1П–2.

Перемикачами S4 і S5 здійснюється додаткове шунтування контурів двоконтурного смугового фільтра. Зміна зв'язку між контурами здійснюється варикапом VD4 при зміні потенціометром R12 прикладеної до варикапа постійної напруги. При цьому мінімум напруги відповідає максимальному зв'язку. Для унеможливлення впливу вимірювальних приладів, що під'єднуються, використовується буферний каскад (VT5).

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення, ознайомитися зі схемою і системою комутації макета.
2. Використовуючи дані про типи і номінали елементів, зазначені на схемі макета, розрахувати коефіцієнти підсилення каскаду з СЕ із каскадною схемою СЕ–СБ при роботі з кожною із досліджуваних вибірних систем. Параметрами, які не можливо визначити, – задатися.
3. Розробити методики вимірювань і визначення коефіцієнта підсилення, смуги пропускання, коефіцієнта прямокутності.

Програма експериментальних досліджень

1. Увімкнути макет. Переконалися в працездатності всіх підсилювальних комірок і вибірних систем.
2. Дослідити амплітудні характеристики (АХ) $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ при роботі

кожної підсилювальної комірки з різними вибірними системами. Визначити джерела нелінійності.

3. Дослідити АЧХ обраного і погодженого з керівником варіанта СП з одиночним контуром. Визначити смугу пропускання, коефіцієнт прямокутності і вибірність при $\Delta f = \pm 9,0$ кГц.

4. Дослідити АЧХ СП із п'єзоелектричним фільтром при різних навантажувальних опорах. Визначити перераховані в п.3 параметри для випадку погодженого навантаження.

5. Дослідити АЧХ СП із двоконтурним смуговим фільтром при трьох значеннях фактора зв'язку ($\alpha < 1$; $\alpha = 1$; $\alpha > 1$). Визначити для цих випадків перераховані в п.3 параметри.

6. Для критичного зв'язку ($\alpha = 1$), підключити до контурів фільтра шунтувальні резистори і дослідити АЧХ каскаду.

7. Дослідити АЧХ СП із багатоланковим LC фільтром. Визначити перераховані в п.3 параметри.

Досліджувальна і вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Регульоване лабораторне джерело живлення 0...30В.
3. Генератор стандартних сигналів Г4-42(Г4-18, Г4-102).
4. Мілівольтметр В3-38(В3-39).
5. Осцилограф С1-67(С1-72, С1-73).

Короткі методичні вказівки до розрахунків

Розрахунок резонансних коефіцієнтів підсилення можна виконати за виразами (6.2), (6.4), (6.5) і (6.6). Вважати, що коефіцієнт шунтування одиночного контуру і контурів смугового фільтра дорівнює 0,75, вихідна провідність каскаду з СЕ на транзисторі ГТ308В ($h_{116} \leq 25 \text{ Ом}$; $h_{229} \leq 200 \text{ мксм}$; $h_{219} = 80 \dots 200$; $f_T = 120 \text{ МГц}$) визначається лише

Короткі методичні вказівки до проведення вимірювань та подання їх результатів

Дослідженню АЧХ повинно передувати точне настроювання СП з обраної вибіркової системи (ВС) (у режимі малого сигналу). При дослідженні амплітудної характеристики необхідно виявити і зняти три основних ділянки характеристики: ділянку лінійного підсилення, ділянку зламу і ділянку обмеження сигналу. Якщо на ділянці зламу виникають і далі зростають нелінійні спотворення вихідного сигналу, тоді джерелом нелінійності є аперіодичний буферний каскад. Знаючи АХ, можна забезпечити лінійний режим СП для дослідження його АЧХ.

При дослідженні СП із п'єзоелектричним фільтром для випадку узгодженого і неузгодженого навантаження слід звернути увагу на форму АЧХ, наявність зламів характеристики у вершині і на схилах. Особливі складнощі викликає різке послаблення підсилення при розстроюванні. Якщо забезпечити відсутність перевантаження СП у випадку точного настроювання, тоді рівень сигналу, що підлягає вимірюванню, при розстроюванні може зменшитися на 50 і більш децибел ($S_{с.к} \geq 40\text{дБ}$), причому він повинен у 3–5 разів перевищувати рівень шумів (фону). При дослідженні АЧХ СП із двоконтурним смуговим фільтром при факторах зв'язку $\alpha < 1$ і $\alpha > 1$ ручку потенціометра «Зв'язок» встановлювати в протилежних крайніх положеннях. Значення підібрати експериментально за формою резонансної характеристики.

Несиметрія резонансних характеристик більшості ВС при вимірюваннях вибіркової і смути пропускання вимагає спеціальних навичок. Названий фактор, як і сплюснення АЧХ або наявність декількох екстремумів біля «резонансу» унеможливають отримання рівних ординат при однакових розстроюваннях з обох сторін від резонансної частоти.

Тому, наприклад, для вимірювання вибіркової по сусідньому каналу може бути рекомендована така методика. Якщо на схилах АЧХ

при однакових розстроюваннях з обох сторін від резонансної частоти.

Тому, наприклад, для вимірювання вибірності по сусідньому каналу може бути рекомендована така методика. Якщо на схилах АЧХ зафіксувати дві точки, що мають рівні ординати і рознесені на подвійне задане розстроювання по сусідньому каналу, тоді відношення коефіцієнтів передачі (загасань), розрахованих на вершині АЧХ і на рівні названих точок, складе шукану вибірковість. Аналогічно визначається і нерівномірність АЧХ у заданій смузі частот, при $\alpha = 1$

Оформлення звіту

Звіт оформити у відповідності з вимогами які наведені у вступній частині даного посібника.

Контрольні питання

1. У чому переваги і недоліки принципу розподіленої вибірності і підсилення (зосередженого підсилення і вибірності)?
2. Як визначити коефіцієнт підсилення для нерегулярної каскодної схеми?
3. Як забезпечити режим узгодження для п'єзоелектричного і реактивного LC фільтрів?
4. Що таке напівланки у схемі фільтрів зосередженої селекції (ФЗС) на LC реактивних ланках? Як вибираються їх елементи?
5. Як змінюється фактор зв'язку в двоконтурному смуговому фільтрі при додатковому шунтуванні контурів?
6. Яким чином і в яких межах можливе регулювання смуги пропускання двоконтурного фільтра?

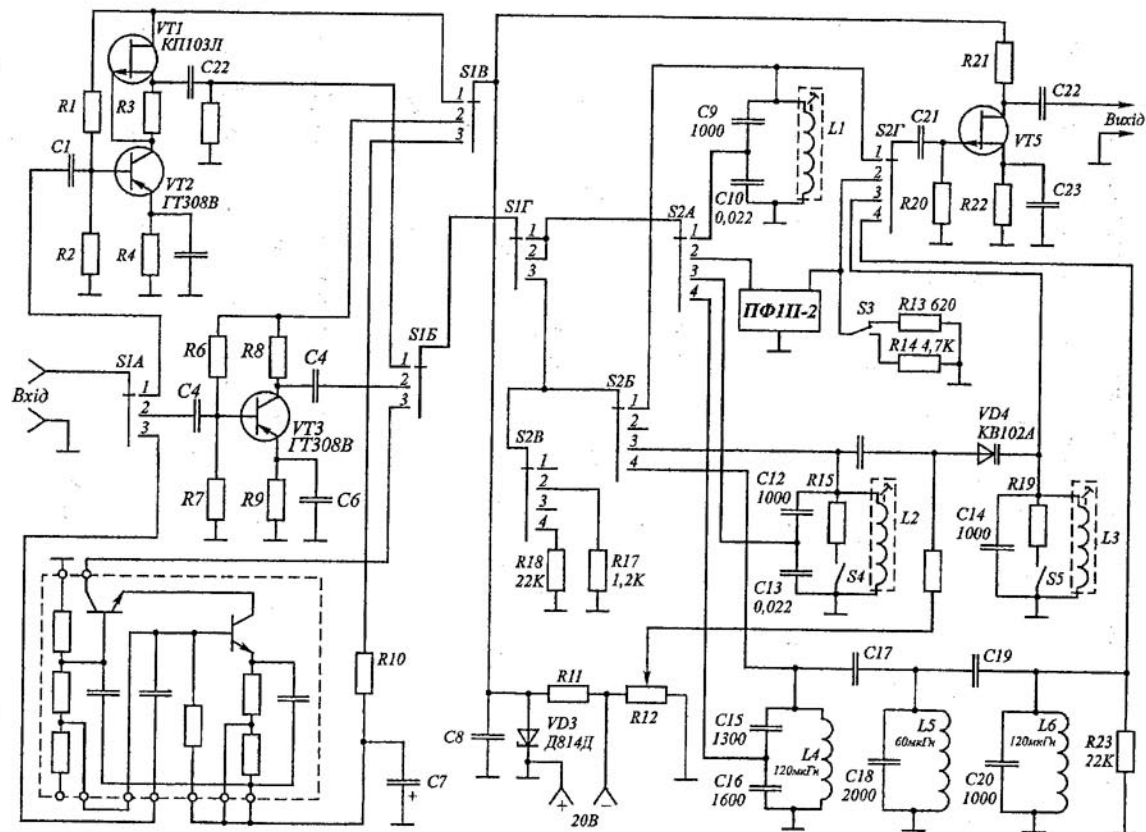


Рисунок 6.6 – Лабораторный макет

7. В чому недоліки фільтра ПФІП-2 і як вони можуть бути усунені?

8. Назвіть і прокоментуйте основний недолік СП з одиночним контуром.

9. Чому з ростом числа вибірних систем поліпшується прямокутність АЧХ тракту?

10. Яку з двох наведених у макеті каскодних схем доцільно використовувати при роботі з фільтром ПФІП-2?

11. Поясніть особливості АЧХ п'єзофільтра ПФІП-2 при роботі у неузгодженому режимі.

12. Чи відрізняються вихідні провідності каскадної схеми СЕ-СБ і каскаду з СБ на однотипному транзисторі?

ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ І ХАРАКТЕРИСТИК КАСКАДУ КІНЦЕВОГО ПІДСИЛЕННЯ

Мета роботи - дослідити основні параметри та характеристики двотактного безтрансформаторного каскаду кінцевого підсилення, що працює в режимах різних класів.

Короткі теоретичні відомості

Напруги та струми каскадів кінцевого підсилення (ККП), як правило, мають значно більші значення, ніж в каскадах попереднього підсилення. В зв'язку з цим, в ККП прагнуть використовувати всю динамічну характеристику, в тому числі і нелінійні області, що призводить до зростання нелінійних спотворень сигналу. Для ККП основними параметрами є коефіцієнт підсилення по потужності, корисної дії та нелінійних спотворень.

В ККП можуть бути реалізовані різні класи режиму роботи підсилювального елемента: А, В, АВ, С, Д.

Робоча точка підсилювального елемента в режимі класу А вибирається на середині лінійного проміжку динамічної характеристики. В такому випадку вихідний струм підсилювального елемента протікає протягом усього періоду вхідного сигналу (рис.7.1). Амплітуда змінної складової вихідного струму I_m не може бути більшою за струм спокою I_0 , середнє значення вихідного струму практично не змінюється при зміні вхідного сигналу.

В режимі класу В робоча точка вибирається в нижньому проміжку динамічної характеристики, струм спокою практично дорівнює нулю, а кут відтину вихідного струму дорівнює 90° (рис.7.2).

В режимі класу АВ струм спокою складає 10...15% максимального

значення вихідного струму, кут відтину більше 90° (рис.7.3).

Режими перелічених класів характеризуються різними значеннями вихідної потужності, ККД, коефіцієнта нелінійних спотворень. Найбільший ККД має режим класу В, найменший - класу А. Найменшим значенням коефіцієнта нелінійних спотворень характеризується режим класу А.

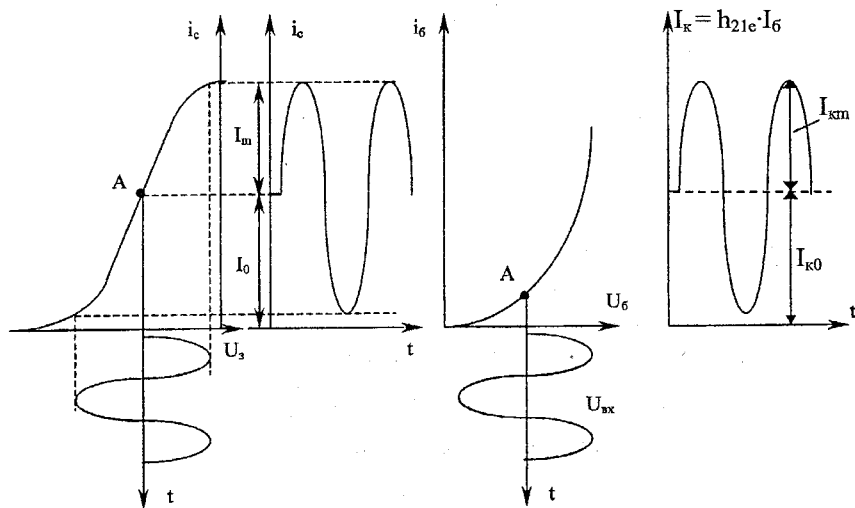


Рисунок 7.1 – Режим класу “А”

Вихідна потужність (коливальна) $P_{\omega} = 0,5I_m \times U_m$, де U_m – амплітуда вихідної напруги, та коефіцієнт нелінійних спотворень ККП залежать від опору навантаження. З вихідних характеристик підсилювального елемента коливальна потужність може бути визначена площею прямокутного трикутника з катетами I_m і U_m (рис.7.4,а). При незмінному вхідному сигналі для малого опору навантаження (динамічна характеристика 1) площа трикутника, і, відповідно, коливальна потужність - малі.

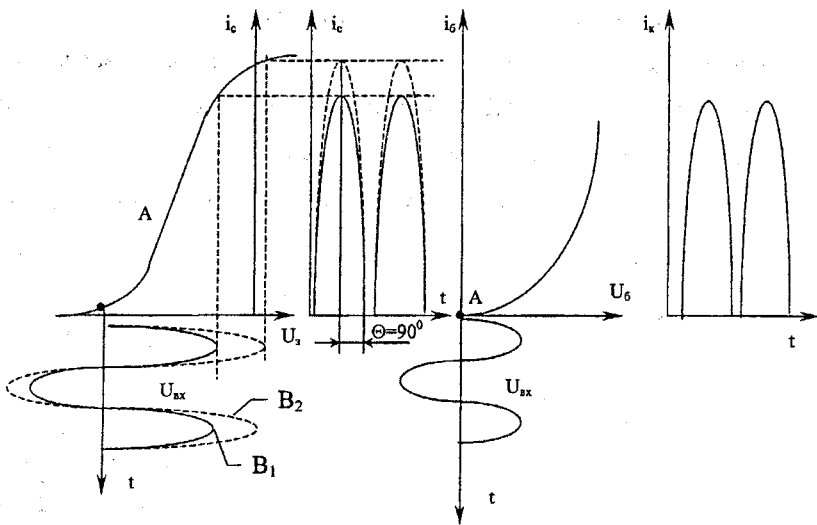


Рисунок 7.2 – Режим класу “В”

При збільшенні навантаження (динамічна характеристика 2) площа трикутника і коливальна потужність зростають. Однак при значному збільшенні опору навантаження (динамічна характеристика 3) коливальна потужність зменшується. Графік залежності $P_{\text{в}} = f(R_{\text{н}})$ має максимальне значення при оптимальному навантаженні, $R_{\text{н}} = R_{\text{вих}}$ (рис.7.4,в).

Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень від опору навантаження $K_{\text{н}} = f(R_{\text{н}})$ можна прослідкувати за зміною форми вихідного сигналу при зміні $R_{\text{н}}$ (рис.7.4,в). Коли опір навантаження малий (динамічна характеристика 1), напівперіоди вихідного сигналу відмінні за амплітудою (рис.7.4,б), що свідчить про значні нелінійні спотворення сигналу. Відрізки динамічної характеристики АВ і АС не рівні. Збільшення опору навантаження (динамічна характеристика 2) призводить до зменшення нелінійних спотворень, відрізки АВ і АС практично рівні. Однак при подальшому збільшенні навантаження рівність відрізків АВ і АС порушується, що визначає зростання нелінійних спотворень.

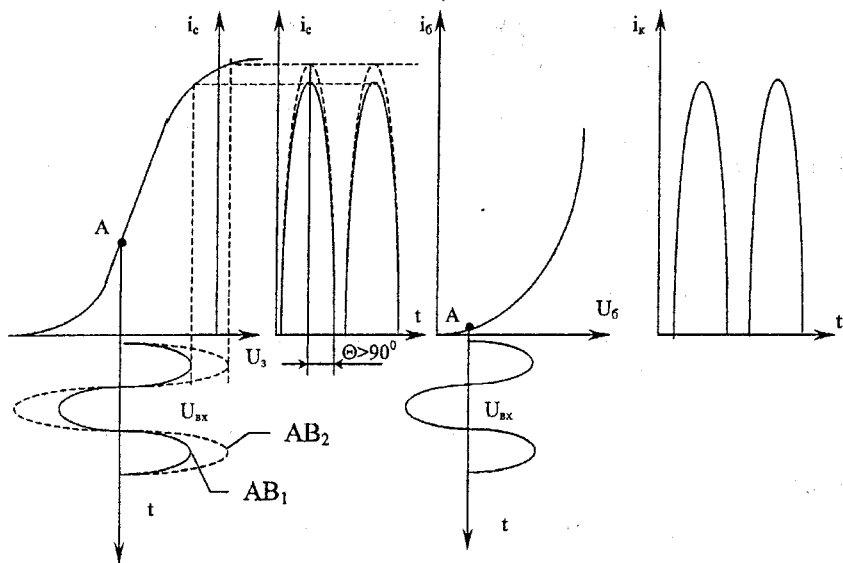


Рисунок 7.3 – Режим класса “AB”

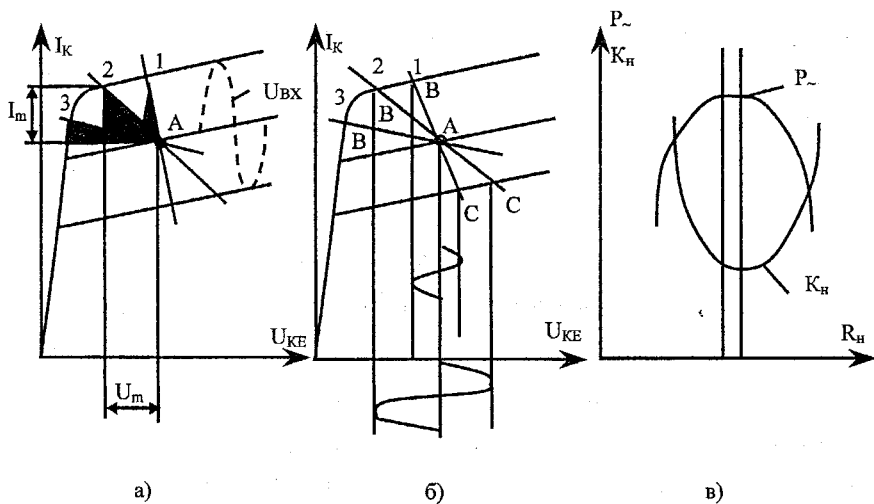


Рисунок 7.4 – Характеристики ККП

Максимум вихідної потужності не співпадає з мінімумом нелінійних спотворень при зміні навантаження.

В ККП на біполярних транзисторах, при роботі їх в режимі класу В, вибір положення робочої точки проводиться так, щоб уникнути появи додаткових нелінійних спотворень типу “сходінка”. Можливість появи таких спотворень зумовлена тим, що подача синусоїдального сигналу на вхід ККП, при малих значеннях крутості прохідної характеристики транзистора в області малих напруг (0,2...0,3 В), призводить до спотворень синусоїди (рис.7.5) (р.т.А). Для усунення таких спотворень на біполярних транзисторах вибір робочої точки здійснюється в точці різкого зростання вихідного струму (р.т. А₁).

Особливість безтрансформаторного ККП на транзисторах різної провідності - відсутність фазоінверсних каскадів. Різні характеристики транзисторів в плечах ККП дозволяють отримати у навантаженні різні напрямки струмів сталої складової і парних гармонік. Розрізняють безтрансформаторні ККП з одним і двома джерелами живлення (рис.7.6). ККП з двома джерелами живлення дозволяє прислати опір навантаження без розділового конденсатора, оскільки потенціал середньої точки, при відсутності сигналу, дорівнює нулю (рис.7.6,б). Розділовий конденсатор С одночасно є додатковим джерелом живлення для нижнього плеча схеми. Режими живлення пліч схеми підбираються таким чином, щоб опори верхнього та нижнього плеча були рівні. В такому разі, при відсутності сигналу, конденсатор С заряджається до напруги $E_k / 2$, котра є напругою живлення нижнього плеча схеми. Для зменшення частотних спотворень значення розділового конденсатора вибирають з умови $1 / \omega_n C \ll R$. З урахуванням цих вимог, при навантаженні одиниці Ом, ємність конденсатора С лежить в межах 1000...2000 мкФ. При таких значеннях С напруга заряду конденсатора практично не змінюється з зміною амплітуди вихідного сигналу.

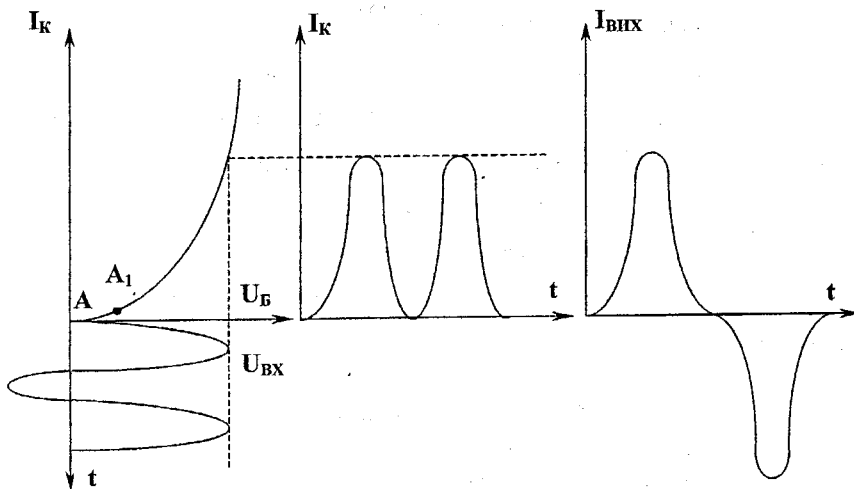


Рисунок 7.5 – Виникнення “сходинок”

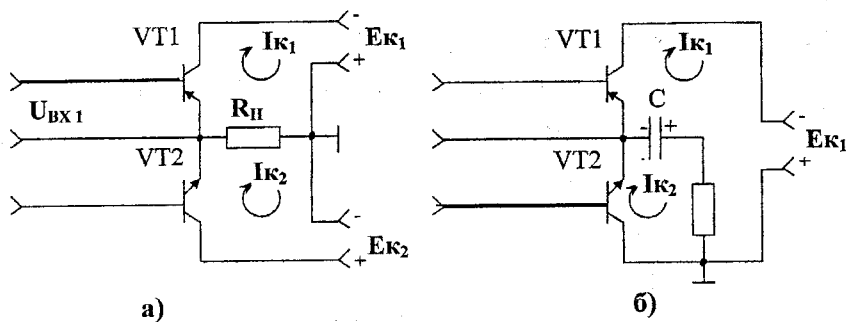


Рисунок 7.6 – Двотактні ККП

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.7.7) є безтрансформаторним двотактним ККП на транзисторах VT3 і VT4 типу КТ816Г та КТ817Г з симетричним джерелом живлення. Передкінцевий каскад - емітерні повторювачі на аналогічних транзисторах, а каскад попереднього підсилення виконаний на

операційному підсилювачі К140УД1Б в схемі інвертуючого включення. Додаткове балансування нуля операційного підсилювача здійснюється резистором R3. В макеті передбачено забезпечення різних режимів роботи ККП шляхом зміни напруги зміщення транзисторів VT3 і VT4 перемикачем S1. Можливість підключення в характерних точках схеми дозволяє досліджувати режими каскадів за постійним струмом та знімати осцилограми напруг. ККП працює з різними опорами навантаження R_n . Перемикач S2 дозволяє досліджувати вплив навантаження на параметри та характеристики ККП.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення, ознайомитись зі схемою та системою комутації макету.
2. Ознайомитись з параметрами та характеристиками транзисторів КТ817Г і КТ816Г, підібрати орієнтовне значення напруги зміщення, що забезпечить режими різних класів (А, АВ, В).
3. Розробити методика визначення споживаної потужності, вихідної потужності, потужності втрат, ККД, коефіцієнта нелінійних спотворень, коефіцієнта підсилення за напругою.
4. Визначити $P_{вих\ max}$ для параметрів і елементів, наведених на рис. 7.7.

Програма експериментальних досліджень

1. При відсутності вхідного сигналу дослідити режими ККП за постійним струмом при роботі в режимах різних класів.
2. Дослідити вплив навантаження на значення вихідної потужності підсилювача при роботі в режимах різних класів.
3. Для оптимального опору навантаження, для режимів різних класів визначити потужності: вихідну, споживану, втрат на транзисторах кожного з пліч, а також ККД.

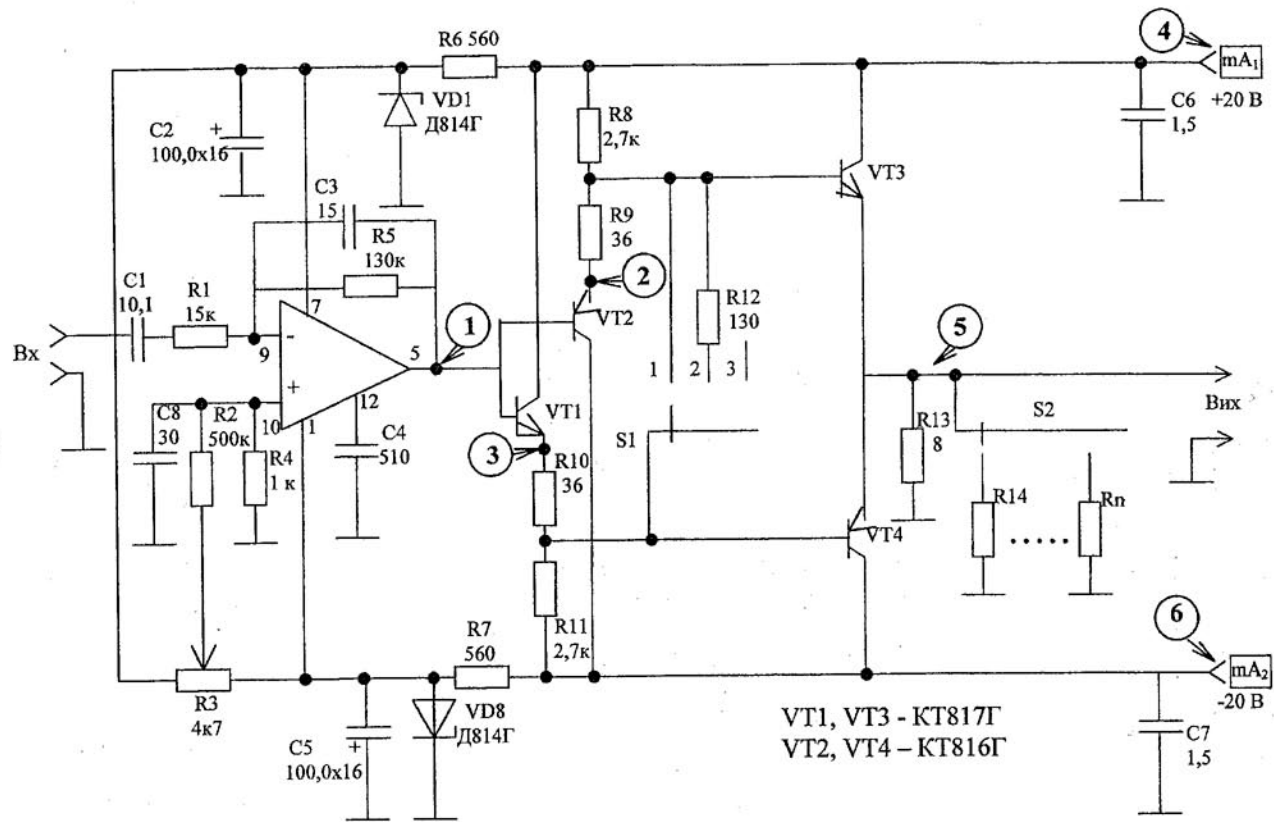


Рисунок 7.7 – Лабораторный макет

4. Зафіксувати осцилограми сигналів в характерних точках схеми, що відповідають режимам різних класів.

5. Дослідити вплив навантаження на нелінійні спотворення сигналу при роботі в режимах різних класів.

6. Дослідити АЧХ підсилювача.

7. Провести необхідні розрахунки, побудувати графіки, таблиці, зробити висновки.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.

2. Джерело живлення.

3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102.

4. Мілівольтметр ВЗ-38 або ВЗ-39, ВЗ-40.

5. Осцилограф С1-67 або С1-86.

6. Вимірювач нелінійних спотворень С6-5 або С6-7.

Короткі методичні вказівки до проведення вимірів та подання результатів

Споживаний макетом струм вимірювати з урахуванням струму кожного з джерел. Вихідну та споживану потужність визначати з виразів

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_{\text{н}}}, \quad P_0 = E \times I_0.$$

При визначенні ККД вихідного каскаду враховувати тільки струм даного каскаду, він визначається як різниця струмів - спожитого всією схемою та струму попередніх каскадів. Потужність втрат на колекторі транзистора визначити з виразу

$$P_{\text{к}} = 0,5(P_0 - P_{\text{вих}}).$$

При проведенні досліджень рівень вхідного сигналу макета встановити в межах $U_{вх} = 250 - 300$ мВ. Вихідний сигнал при цьому не повинен мати помітних нелінійних спотворень (при роботі в режимі класу А), а вихідна напруга повинна бути максимально можливою (на межі обмеження). Частоту вхідного сигналу встановити рівною 1кГц. АЧХ досліджувати в діапазоні частот 20 Гц - 50 кГц.

При дослідженні режимів різних класів особливу увагу звернути на залежність споживаного струму від рівня вхідного сигналу, встановити основні закономірності.

Для визначення $P_{вих,мах}$ (див. дом. завдання) $U_{вих,мах}$ визначити як $U_{вих,мах} = E - U_{заг}$, де $U_{заг}$ – визначити з довідника для конкретного типу транзистора.

Оформлення звіту

Оформлення звіту необхідно виконати згідно вимог, викладених у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. В чому полягає відмінність каскадів кінцевого та попереднього підсилення?
2. Чим викликане обмеження вихідної потужності підсилювача в режимі класу А при заданому коефіцієнті нелінійних спотворень?
3. Як забезпечити реалізацію режимів різних класів?
4. Яка залежність вихідної потужності ККП від опору навантаження?
5. Яка залежність коефіцієнта нелінійних спотворень ККП від опору навантаження?
6. Чому в двотактному каскаді відбувається збільшення вихідної потужності та зменшення коефіцієнта нелінійних спотворень у порівнянні з однотактною?

7. Які основні показники двотактних ККП (споживаний струм, споживана потужність, коефіцієнт нелінійних спотворень, потужність втрат, вихідна потужність) в режимах різних класів (А, В, АВ)?

8. В чому полягають причини появи додаткових спотворень типу “сходінка”?

9. Яку умову необхідно забезпечити в ККП для його роботи в режимі максимальної вихідної потужності без використання вихідного узгоджувального трансформатора?

Лабораторна робота №8

Дослідження підсилювача на мікросхемі K174УН7

Мета роботи – експериментально дослідити параметри і характеристики підсилювача на МС – K174УН7 з елементами регулювання підсилення форми АЧХ.

Короткі теоретичні відомості

ІМС K174УН7 являє собою підсилювач потужності низької частоти, номінальної вихідної потужності 4,5 Вт, яка може бути отримана на навантаженні 4 Ом, рис.8.1.

Вхідний каскад ІМС виконаний на складеному транзисторі VT1, VT2, навантаженням якого служить транзистор VT3, що ввімкнений як ГСС. Передкінцевий каскад містить транзистори VT7, VT8, VT10. З метою зменшення навантаження на вхідний каскад транзистор VT7 ввімкнено за схемою зі спільним колектором. Навантаженням транзистора VT10 є генератор струму на VT9. Потужний вихідний каскад на транзисторах VT14, VT16, VT11, VT17 забезпечує вихідний струм до 1 А. Транзистор VT15 виконує функції термостабілізації вихідного струму.

Типова схема ввімкнення даної ІМС зображена на рис.8.2. Номінальна напруга живлення 16 В. Допустиме відхилення напруги джерела живлення $\pm 10\%$. Електричні параметри ІМС при номінальній напрузі живлення і опорі навантаження 4 Ом наведені в табл.8.1

Не допускається застосування ІМС без додаткового тепловідводу при потужності в навантаженні більше 0,27 Вт. Тепловий опір від переходу до навколишнього середовища $R_{\text{пер.-навк.с}} = 100^\circ\text{C/Вт}$, тепловий опір від переходу до корпусу $R_{\text{пер.-корп}} = 20^\circ\text{C/Вт}$. ІМС працює стійко від джерела сигналу з внутрішнім опором не більше 15 кОм. При виникненні паразитної генерації рекомендується підібрати ємності конденсаторів С4,

С5, рис.8.2. Допускається експлуатація ІМС К174УН7 при напрузі живлення менше 15В.

Таблиця 8.1 – Параметри ІМС К174УН7

Параметри ІМС	Значення параметрів	Т, °С	Режим вимірювання
$I_{охк}$, мА $K_{Г}$, %	5...20 2	+25	$U_{Вх} = 0$ $U_{Вих} = 0,45$ В, $P_{Вих} = 0,05$ Вт $U_{Вих} = 3,16$ В, $P_{Вих} = 2,5$ Вт
	10 12	+25, +55 +60	$U_{Вих} = 4,25$ В, $P_{Вих} = 4,5$ Вт, $F = 1$ кГц
$U_{Вих}$, В	0,6 ... 5,5	- 10...+60	
$F_{Н}$, Гц	40	+25	
$F_{В}$, кГц	20		
$R_{Вх}$, кОм	50		$F = 1$ кГц
η , %	50		$P_{Вих} = 4,5$ Вт, $F = 1,0$ кГц

При зменшенні напруги живлення відповідно зменшується вихідна потужність. При використанні ІМС з опором навантаження більшим 4 Ом вихідна потужність зменшується. Графік залежності коефіцієнта частотних спотворень від частоти $M = \gamma(f)$, для типової схеми включення ІМС, наведений на рис.8.3. Графіки залежностей коефіцієнта гармонік від вихідної потужності, $K_{Г} = \gamma(P_{Вих})$, і від частоти вхідного сигналу, $K_{Г} = \gamma(f)$, зображені відповідно на рис.8.4,а) та 8.4,б).

Опис лабораторної установки

Лабораторний макет є підсилювачем потужності на основі ІМС К174УН7 рис.8.5, в макеті забезпечена можливість здійснення регулювання форми АЧХ в області верхніх і нижніх частот за допомогою резисторів R11 і R12. Регулювання рівня вхідного сигналу здійснюється резистором R1. Перемикач S1 дозволяє вмикати різні значення опорів навантаження R13 і R14. Регулятор форми АЧХ реалізує принципи зміни

АЧХ за рахунок дії частотно-залежного зворотного зв'язку, який утворюється конденсаторами С8, С9.

Домашнє завдання

1. Вивчити схему ІМС К174УН7, її параметри, типову схему ввімкнення і схему лабораторного макета.
2. Розробити методику визначення вихідної потужності $P_{\text{Вих}}$, споживаної P_0 , ККД.
3. Розробити методику визначення глибини регулювання підсилення і форми АЧХ.
4. Визначити коефіцієнт частотних спотворень M_n для $F_n = 30$ Гц. Розрахунки виконати для номіналів елементів, наведених на типовій схемі ввімкнення ІМС К17447.
5. Визначити шляхом розрахунку M_B для $F_B = 12$ кГц. Вихідні дані - за п.4.

Програма експериментальних досліджень

1. Ввімкнути макет і перекошатися в його працездатності.
2. Дослідити амплітудну характеристику підсилювача.
3. Визначити динамічний діапазон сигналу і підсилювача, максимальні і мінімальні рівні вхідних і вихідних сигналів.
4. Дослідити залежність вихідної напруги від опору навантаження. Дослідити залежність коефіцієнта нелінійних спотворень.
5. Визначити номінальну вихідну потужність, яка відповідає мінімальному коефіцієнту нелінійних спотворень. Визначити споживану потужність, ККД і коефіцієнт підсилення за напругою при різних опорах навантаження.
6. Визначити залежність вихідної потужності від частоти $P_{\text{Вих}} = \gamma(F)$. На основі отриманих результатів визначити смугу пропускання підсилювача на рівні 3 дБ.

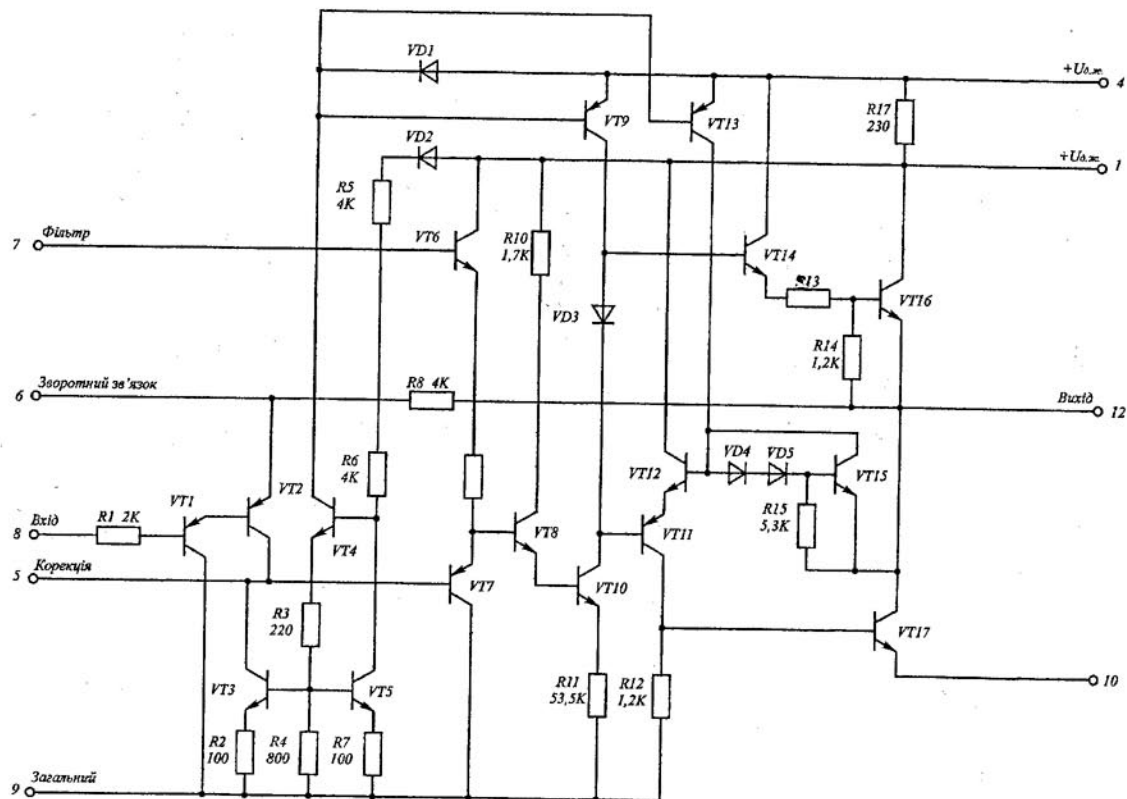


Рисунок 8.1 – ІМС К174УН7

7. Дослідити ефективність регулювання форми АЧХ в НЧ і ВЧ областях і регулювання підсилення. Визначити глибину регулювання.

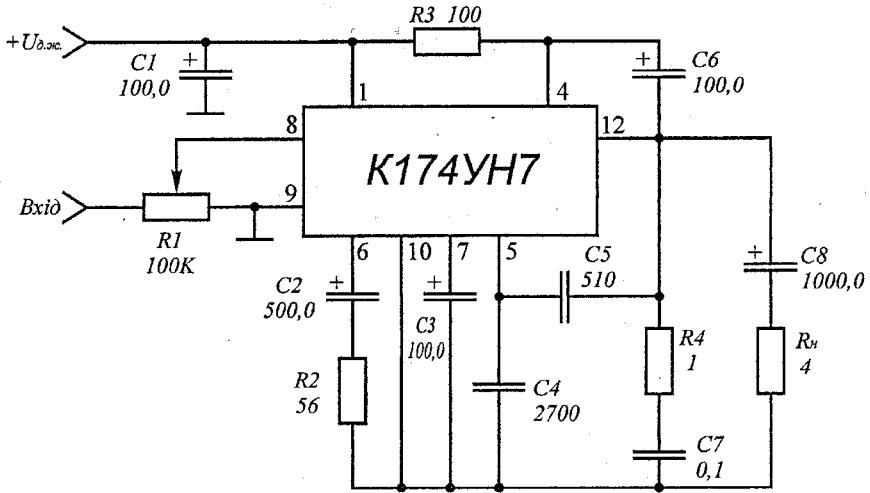


Рисунок 8.2 – Типове ввімкнення ІМС К174УН7

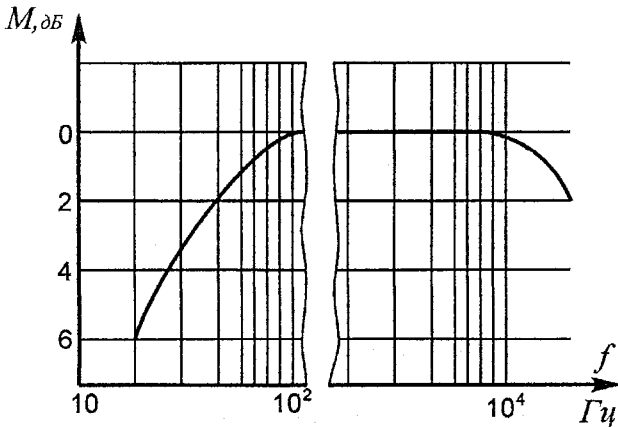


Рисунок 8.3 – Залежність $M = \gamma(f)$ ІМС К174УН7

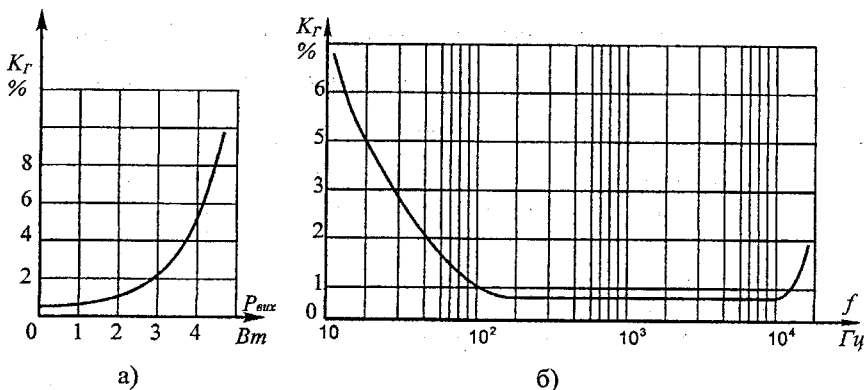


Рисунок 8.4. – Графіки залежностей $K_{\Gamma} = \gamma(P_{\text{Вих}})$ і $K_{\Gamma} = \gamma(f)$ ІМС

К174УН7

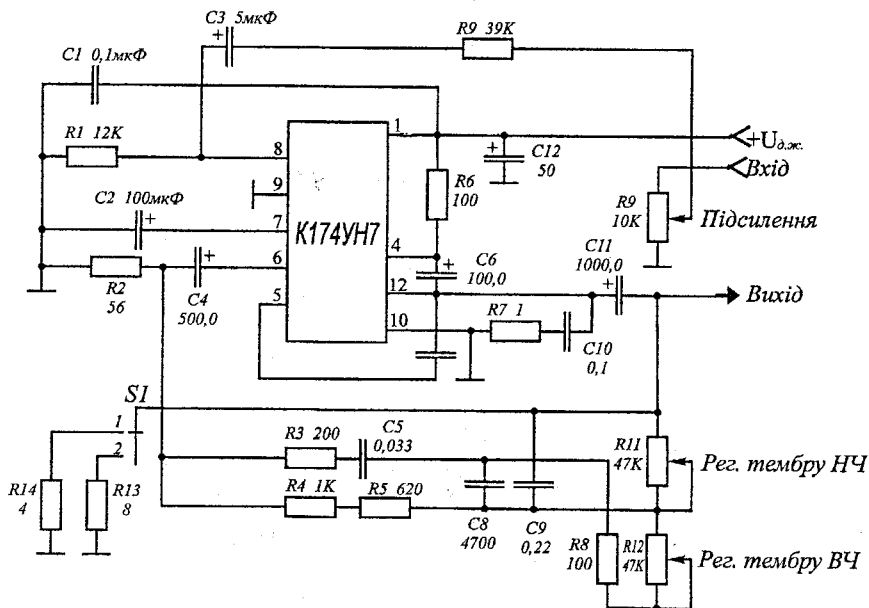


Рисунок 8.5 – Лабораторний макет

Досліджувальна і вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.

2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102.
4. Вольтметр цифровий В7-27А.
5. Мілівольтметр ВЗ-38 або ВЗ-39, ВЗ-40.
6. Осцилограф С1-67 або С1-86.
7. Вимірювач нелінійних спотворень С6-5 або С6-7.

Короткі методичні вказівки до вимірювань і розрахунків

Вихідну (коливальну) потужність визначити з виразу $P_{\text{Вих}} = \frac{U^2_{\text{Вих}}}{R_{\text{Н}}}$;

споживану потужність - з виразу $P_0 = EI_0$, де I_0 - струм, що споживається макетом. Струм I_0 вимірюється амперметром лабораторного джерела живлення, ККД визначити з виразу $\eta = \frac{P_{\text{Вих}}}{P_0} \cdot 100\%$.

При проведенні вимірювань параметри сигналів обирають у відповідності до запропонованих в табл.8.1. Отримані результати порівняти із значеннями в табл. 8.1.

При проведенні вимірювань параметри сигналів обирають у відповідності до запропонованих в табл.8.1. Отримані результати порівняти із значеннями в табл. 8.1.

Оформлення звіту

Оформлюють звіт у відповідності до вимог, викладених у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Яким чином забезпечена симетрія плечей в вихідному каскаді ІМС К174УН7?
2. Який принцип регулювання підсилення в лабораторному макеті?
3. Який принцип регулювання форм АЧХ в лабораторному макеті?
4. Яке призначення елементів в типовій схемі ввімкнення ІМС К174УН7?

5. Як визначити глибину регулювання підсилення для типової схеми ввімкнення ІМС, якщо $R_{\text{min}} = 0,1 \text{ кОм}$?

6. Як визначити частотні спотворення $M_{\text{в}}$ каскаду на ІМС, якщо відомі граничні частоти?

7. Чому дорівнює максимальна амплітудне значення струму у навантаженні ІМС К174УН7?

8. Яке максимальне значення вхідної напруги (амплітудне) ІМС К174УН7?

9. Яка допустима температура корпусу ІМС?

10. Чому дорівнює максимальне вихідна потужність ІМС К174УН7 при її використанні без радіатора?

Лабораторна робота № 9

ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ НА ІНТЕГРАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Мета роботи - вивчити та експериментально дослідити різні схеми ввімкнення операційних підсилювачів, їх параметри і характеристики. Розробити експериментальні методики такого дослідження.

Короткі теоретичні відомості

Операційний підсилювач (ОП) - це підсилювач, що виконується на базі диференціального підсилювача постійного струму і відповідає таким вимогам:

- великий вхідний опір (ідеальний ОП - $R_{вх} \rightarrow \infty$);
- малий вхідний опір (ідеальний ОП - $R_{вх} \rightarrow 0$);
- великий коефіцієнт підсилення (10^{15} - 10^6 в смузі підсилення: нуль - одиниці МГц);
- підсилення як з інверсією сигналу, так і без інверсії;
- малий дрейф нуля.

Перша вимога дозволяє під'єднати ОП до будь якого кола, не порушуючи його роботи. Друга вимога гарантує виконання ОП його функцій, не зважаючи на величину і характер навантаження. Четверта - забезпечує охоплення ОП зворотним зв'язком будь - якого виду (додатний чи від'ємний).

При виконанні усіх вказаних умов передаточна характеристика усієї системи з великою точністю відповідає передаточній характеристиці кола зворотного зв'язку і практично не залежить від параметрів ОП.

Сучасна промисловість випускає багато типів інтегральних ОП, які мають малі габарити і масу, відповідно дешеві і доступні. ОП використовуються в різних схемах ввімкнення.

Інвертувальний підсилювач на ОП, або інвертувальне ввімкнення ОП, реалізує паралельний ВЗЗ за напругою, (рис.9.1).

Для інвертувальної схеми включення ідеального ОП коефіцієнт підсилення за напругою дорівнює

$$K_U \approx \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta}, \quad (9.1)$$

де β - коефіцієнт зворотного зв'язку.

Вихідна напруга має полярність, зворотну вхідній напрузі.

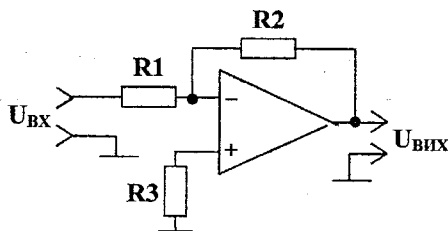


Рисунок 9.1 – Інвертувальний підсилювач

Вхідний опір зі сторони джерела сигналу визначається $R_{вх} \approx R_1$.

Вихідний опір такої схеми визначається зворотним зв'язком

$$R_{вх}^* = \frac{U_{вх_{кз}}}{U_{вх_{кз}}} = \frac{R_{вх}}{1 + K_0}, \quad (9.2)$$

де $R_{вх}$ - вихідний опір ОП без ЗЗ; K_0 - середнє значення коефіцієнта підсилення ОП при розімкненому колі ВЗЗ.

Вплив $R_{вх}$ і K_0 на вихідну напругу визначається співвідношенням

$$U_{вх} = -U_{вх} \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{2R_3}{R_{вх}} \right)}, \quad (9.3)$$

де $R_{вх}$ - вхідний опір ОП без ЗЗ.

Вираз (9.3) показує, що коефіцієнт передачі реального ОП зі

зворотним зв'язком менше ідеального значення R_2 / R_1 . Похибка зростає при зменшенні K_0 і $R_{ВХ}$.

Для зменшення зміщення нуля від дії вхідного струму під'єднують резистор R_3 . Резистор R_3 вибирається з умови :

$$R_3 = \frac{R_2 \times R_1}{R_2 + R_1}$$

Неінвертувальний підсилювач - це включення ОП з послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис.9.2).

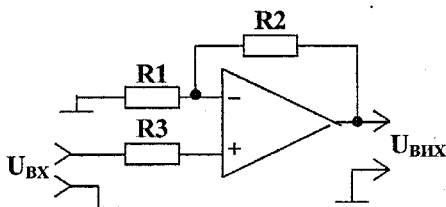


Рисунок 9.2 – Неінвертувальний підсилювач

Коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача з ідеальним ОП дорівнює

$$K_U^* = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{1}{\beta}$$

Вхідний опір підсилювача

$$R_{ВХ}^* = R_{ВХ}(1 + \beta K_0),$$

$$R_{ВХ}^* = R_{ВХ} \frac{K_0}{K_U^*}.$$

Вихідний опір підсилювача

$$R_{ВІХ}^* = \frac{R_{ВІХ}}{(1 + \beta K_0)}$$

Похибка неінвертувального підсилювача визначається виразом (9.3),

якщо в ньому замість $U_{вх} \times \frac{R2}{R1}$ підставити $U_{вх} \times \frac{R1+R2}{R1}$.

Такий підсилювач має ще одну похибку, яка виникає за рахунок кінцевого значення коефіцієнта послаблення синфазної напруги

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{R1+R2}{R1} \left(1 + \frac{1}{K_{пос.сф}} \right),$$

де $K_{пос.сф}$ - коефіцієнт послаблення синфазної напруги.

У випадку $\beta = 1$ підсилювач забезпечує $K_u = 1$ і використовується в якості електричного буфера, тобто це повторювач напруги на ОП (рис.9.3).

Диференціальна схема ввімкнення ОП (рис.9.4) є поєднанням інвертувальної та неінвертувальної схеми. Для пояснення принципу дії цієї схеми треба мати на увазі, що різниця напруг між входами ОП приблизно дорівнює нулю.

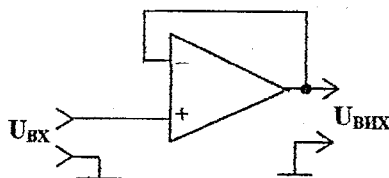


Рисунок 9.3 – Повторювач напруги

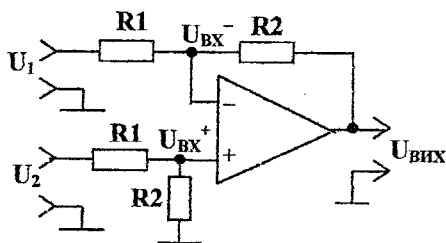


Рисунок 9.4 – Диференціальний підсилювач

В такому випадку $U_{вих}$ буде дорівнювати

$$U_{вих} = (U_2 - U_1) \frac{R2}{R1}.$$

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.9.5) - це підсилювач на основі ОП, що

дозволяє досліджувати його основні параметри, характеристики та схеми включення.

Перемикач S1 забезпечує інвертувальне (положення 1) та неінвертувальне (положення 2) ввімкнення ОП. Перемикач S2, в положенні 2, забезпечує дослідження амплітудної характеристики без подачі сигналу від генератора. Перемикач S3 призначений для зміни параметрів кола зворотного зв'язку, S4 - параметрів коректуючого кола, S5 - опору навантаження. Резистори R5 та R15 дозволяють визначити вхідний та вихідний опір схеми. Резистор R11 забезпечує подачу на входи ОП постійної напруги, необхідної для дослідження амплітудної характеристики. Входи X1 та X2 призначені для прикладання вхідного сигналу та дослідження вхідного опору; X3, X6 - для виміру вихідної напруги та вихідного опору; X4, X5 та X3, X4 - для виміру вхідної та вихідної напруги при дослідженні амплітудної характеристики; X7, X6 - для під'єднання напруги живлення.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення, ознайомитись зі схемою та системою комутації ланок макету.
2. Розрахувати значення коефіцієнтів підсилення для інвертувального та неінвертувального ввімкнення ОП при значеннях номіналів, вказаних на схемі для різних положень S3.
3. Розробити методику експериментального дослідження основних параметрів підсилювачів на основі ОП.
4. Розробити методику проведення обчислювального експеримента по визначенню основних параметрів підсилювачів на ОП. Підготувати дані для вводу в ПЕОМ (використовуючи програми Micro-Cap та Work Banch).
5. Визначити частотні спотворення (M_b) інвертувального та неінвертувального підсилювачів на основі ІМС K5534Д1А на частоті

Програма експериментальних досліджень

1. Дослідити амплітудну характеристику ОП на постійній напрузі при різних опорах навантаження. Визначити за амплітудною характеристикою коефіцієнт підсилення.

2. Дослідити АЧХ при інвертувальному ввімкненні ОП та різній глибині ВЗЗ. Оцінити розрахункове значення коефіцієнтів підсилення та фактично отримане.

3. Дослідити АЧХ при неінвертувальному ввімкненні ОП та різній глибині ВЗЗ. Оцінити розрахункове значення коефіцієнтів підсилення та фактично отримане.

4. Для випадків пп.2,3 визначити смугу пропускання, крутість нахилу АЧХ в перехідній області (ВЧ та НЧ), вхідний та вихідний опори. Опори для інвертувального та неінвертувального ввімкнення визначити для гранично близької глибини зворотного зв'язку.

5. Дослідити вплив коректуючого кола та визначити смугу пропускання для різних сталих часу коректуючого кола, форму АЧХ в перехідній області та її нахил. Змоделювати фазочастотну характеристику підсилювача, що відповідає отриманій АЧХ.

6. Дослідити фазочастотну характеристику підсилювача. Проаналізувати ступінь стійкості підсилювача в різних частотних областях та різних значеннях коректуючого кола.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Джерело живлення.
3. Генератор сигналів низькочастотний ГЗ-102.
4. Генератор сигналів високочастотний Г4-102
5. Вольтметр цифровий В7-27А.
6. Мілівольтметр ВЗ-38 або ВЗ-39, ВЗ-40.

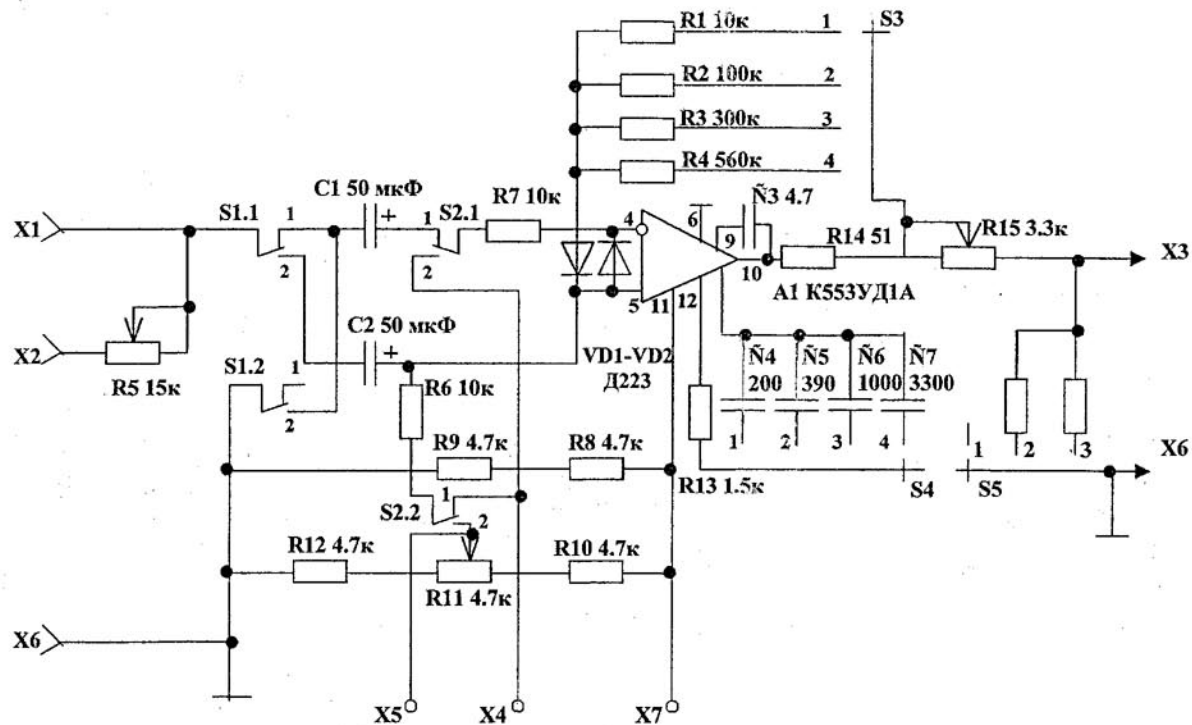


Рисунок 9.5 – Лабораторний макет

7. Осцилограф С1-67 або С1-86.

8. Вимірювач нелінійних спотворень С6-5 або С6-7.

Короткі методичні вказівки до проведення вимірів та подання їх результатів

1. Для дослідження амплітудної характеристики необхідно S2 встановити в положення 2 (рис.9:5), а рівень вхідної постійної напруги змінювати резистором R11. Рівень вхідної напруги і її полярність вимірювати на входах X4, X5 цифровим вольтметром постійного струму. Звернути увагу на характер зміни вихідної напруги при різних опорах навантаження S5. Визначити за амплітудною характеристикою коефіцієнт підсилення схеми. Зафіксувати значення постійної вихідної напруги при $U_{вх} = 0$.

2. При дослідженні АЧХ рівень вхідного сигналу необхідно вибирати таким, щоб були відсутні помітні спотворення вихідного сигналу. Перемикач S4 встановити в положення, яке відповідає мінімальній коректуючій ємності. Резистори R5 і R15 закоротити. Побудову АЧХ проводити в логарифмічному масштабі.

3. Вхідний і вихідний опір визначити на частоті сигналу 1кГц за допомогою резисторів R5 та R15 за методикою, яка викладена в лабораторній роботі № 2. Номінал резистора R5 при подачі сигналу від генератора на вхід X2 підібрати таким чином, щоб сигнал на вході X1 був в два рази менший за сигнал, який подається з генератора, у цьому випадку $R_{вх} = R5$. При визначенні $R_{вх}$ попередньо виміряти вихідну напругу при відімкненому навантаженні. Потім підключити навантаження і змінюючи R15 домогтись значення вихідної напруги, що дорівнює $0,5U_{вх}$ без навантаження. Очевидно, що в такому випадку буде виконуватись умова:

$$R_{вх\beta} + R14 + R15 = R_n ; R_{вх\beta} = R_n - R14 - R15.$$

Опори резисторів R5 та R15 виміряти омметром.

Вихідний опір ($R_{вх\beta}$) можна також визначити при закороченому

R15. В цьому випадку

$$R_{\text{вих}\beta} = R_n \frac{U_{\text{вих}}^* - U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}^*} - R_{14},$$

де $U_{\text{вих}}^*$ - вихідна напруга при відключеному R4 (S5 в положенні 1),

$U_{\text{вих}}$ - вихідна напруга при підключенні R4.

Оформлення звіту

Оформлення звіту необхідно виконати згідно вимог, викладених у вступній частині даного посібника.

Контрольні запитання

1. Наведіть значення основних параметрів ОП, використаного в макеті ($R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вих}}$, K_0 , $F_{\text{од}}$).
2. Наведіть розрахункові вирази коефіцієнтів підсилення для інвертувального та неінвертувального ввімкнення ОП, а також їх конкретні значення для номіналів, вказаних на макеті при різній глибині від'ємного зворотного зв'язку.
3. Наведіть амплітудну характеристику ОП при живленні однополярним джерелом.
4. Яке призначення елементів R6, R8, R9?
5. Яке призначення діодів VD1, VD2?
6. Яке призначення резистора R14?
7. Яка форма АЧХ та ФЧХ некоректованого ОП?
8. Поясніть, у чому полягає принцип корекції АЧХ ОП коректуючою RC - ланкою?
9. Як змінюється вхідний опір схеми при інвертувальному та неінвертувальному ввімкненні?
10. Чому ОП рідко використовується як підсилювач сигналів при розімкненому колі ЗЗ?

ДОСЛІДЖЕННЯ ЛОГАРИФМУЮЧИХ, АНТИЛОГАРИФМУЮЧИХ ПІДСИЛОВАЧІВ ТА АНАЛОГОВИХ ПРИМНОЖУВАЧІВ СИГНАЛІВ

Мета роботи – вивчити методику визначення основних параметрів, експериментально дослідити характеристики логарифмуючого (логарифматор), антилогарифмуючого (антилогарифматор) підсилювачів та аналогових перемножувачів сигналів.

Короткі теоретичні відомості

Аналогові перемножувачі є основою таких перетворювачів сигналів, як балансні, амплітудні та односмугові модулятори; АМ-, ЧМ-, ФМ-демодулятори, помножувачі та подільники частоти; квадратичні детектори тощо.

У лабораторному макеті реалізується такий спосіб множення сигналів (рис 10.1). Співмножники у вигляді напруг U_x , U_y надходять до входів логарифматорів ЛП1, ЛП2. Вихідні напруги $\ln U_x$, $\ln U_y$ складаються (суматор Σ) та надходять до антилогарифматора Ан.ЛП. Вихідна напруга підсилювача Ан.ЛП прямо пропорційний добутку $U_x \cdot U_y$.

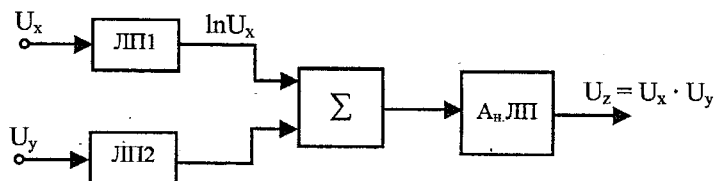


Рисунок 10.1 – Перемножувач сигналів

Основні структурні ланки перемножувача (рис. 10.1) – це логарифматор та антилогарифматор.

У колі 33 ОП логарифматора (рис. 10.2) застосовані нелінійні елементи з логарифмічною ВАХ.

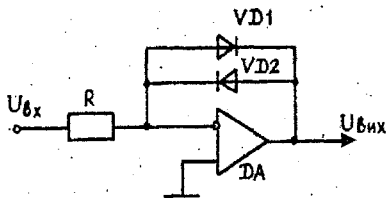


Рисунок 10.2 - Логарифматор

Відомо, що струм I_D і напруга U_g напівпровідникового діода пов'язані такими співвідношеннями:

$$I_g \approx I_0 e^{\frac{U_g}{\varphi_T}},$$

де I_0 – зворотний струм закритого р-п переходу; φ_T – температурний потенціал ($\varphi_T = 26$ мВ при 25°C).

Якщо напруга $U_{вх}$ має позитивний знак, відкривається діод VD1, якщо $U_{вх}$ має негативний знак – діод VD2.

В обох випадках струм через діоди

$$I_g \approx \frac{U_{вх}}{R},$$

напруга на діодах

$$U_g \approx U_{вих}.$$

Отже,

$$\frac{U_{вх}}{R} \approx I_0 e^{\frac{U_g}{\varphi_T}}, \quad U_{вих} \approx \varphi_T \ln \frac{U_{вх}}{RI_0}.$$

Антилогарифмічну ланку можна побудувати, якщо резистор R та діоди VD1, VD2 у схемі (рис .10.2) поміняти місцями. У підсилювачі (рис. 10.3) при надходженні позитивної за знаком напруги $U_{вх}$ відкривається діод VD1, негативної – VD2. Провівши аналіз так, як це зроблено вище, приходимо до висновку, що вихідна і вхідна напруга в антилогарифматорі пов'язані співвідношенням:

$$U_{вих} \approx R I_0 e^{\frac{U_g}{\varphi_T}}.$$

Підсилювачі, які використовуються в роботі, мають недоліки: порівняно велику похибку перетворення, малий динамічний діапазон вхідної напруги, температурну залежність вихідної напруги. Більш складні схеми позбавлені цих вад.

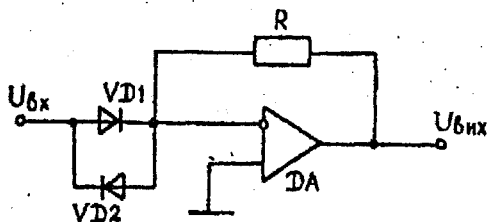


Рисунок 10.3 - Антилогарифматор

Логарифматори та антилогарифматори, крім аналогових перемножувачів, застосовуються також у пристроях компресії та декомпресії сигналів, інших нелінійних перетворювачах.

Для зменшення похибки множення застосовують спеціалізовані ІМС. У лабораторному макеті використана одна з подібних ІМС – КІ40МА1.

Балансні модулятори (рис. 10.4), які побудовані на ідеальному перемножувачі, мають вхідні напруги:

$$U_x = U_x \cos 2\pi f_1 t,$$

$$U_y = U_y \cos 2\pi f_2 t.$$

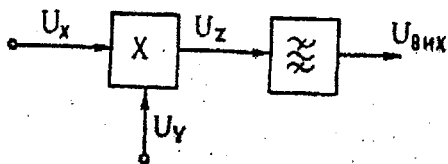


Рисунок 10.4 – Аналоговий перемножувач

Тоді вихідна напруга

$$U_z = kU_x U_y = 0,5kU_x U_y [\cos 2\pi(f_2 - f_1)t + \cos 2\pi(f_2 + f_1)t].$$

З останнього бачимо, що напруга U_z – сума двох гармонічних

складових з сумарною та різницевою частотами. У випадку частотно-залежного навантаження (коливальний ІС – контур, RC - коло) одна з гармонічних складових може бути подавлена.

У режимі квадратора (рис.10.5) реалізується широкосмугове подвоєння частоти. Дійсно,

$$U_x = U_y = U \cos 2\pi f t; \quad U_z = k U_x U_y = 0,5k U^2 [1 + \cos 4\pi f t].$$

Після фільтрації постійної складової

$$U_{\text{вих}} = 0,5k U^2 \cos 2\pi f_{\text{вих}} t; \quad f_{\text{вих}} = 2f.$$

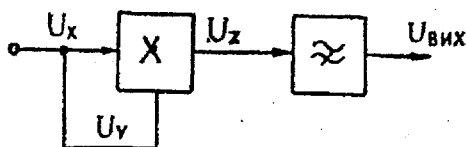


Рисунок 10.5 - Квадратор

Важливою перевагою ідеального аналогового перемножувача є його здатність подавляти на виході сигнали прямого проходження, тобто сигнали з частотами напруг U_x , U_y .

Перемножувач на ІМС КІ40МАІ за своїми властивостями наближається до ідеального. Його недоліком є малий динамічний діапазон вхідних напруг.

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.10.6) складається з двох логарифматорів (зібрані на ІМС DA1, DA2), суматора (DA4) та антилогарифматора (DA3). Окремо на макеті зібраний аналоговий перемножувач на ІМС КІ40МАІ.

Переводячи у відповідне положення тумблери SA1...SA5 окремо досліджують нелінійні підсилювачі та суматор. За допомогою потенціометричних подільників на резисторах R2, R5 на входи підсилювачів можна подати постійні напруги обох полярностей. Резистори

R9, R10 балансують підсилювачі при відсутності вхідних сигналів.

Резистором R15 виконується балансування аналогового перемножувача на ІМС К140МАІ. Тумблером SA8 до його виходу підключається конденсатор С5.

Напруги живлення $\pm 15\text{В}$ на нелінійні підсилювачі та суматори подається за допомогою тумблера SA6, на аналоговий суматор на ІМС – SA7.

Вимірювальна апаратура підключається до макета через контрольні точки КТ1 КТ14.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення, повторити лекційний матеріал з даної теми.

2. Ознайомитись зі схемою лабораторного макета, призначенням органів управління. Ознайомитись з приладами та обладнанням, які необхідні для роботи.

3. Розробити методику визначення основних показників та характеристик вузлів макета згідно з програмою експериментальних досліджень.

Програма експериментальних досліджень

1. Підключити лабораторний макет до джерела живлення $\pm 15\text{ В}$. Подати живлення на нелінійні підсилювачі та суматор.

2. Дослідити логарифматор.

2.1. Виконати балансування підсилювача.

2.2. Подати від ГНЧ на вхід логарифматора сигнал частотою 1 кГц та амплітудою 150 мВ; 500 мВ; 1,5 В; 5 В. Зарисувати осцилограми вихідної напруги та вказати її значення.

2.3. Подати на вхід логарифматора постійну напругу. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх}})$.

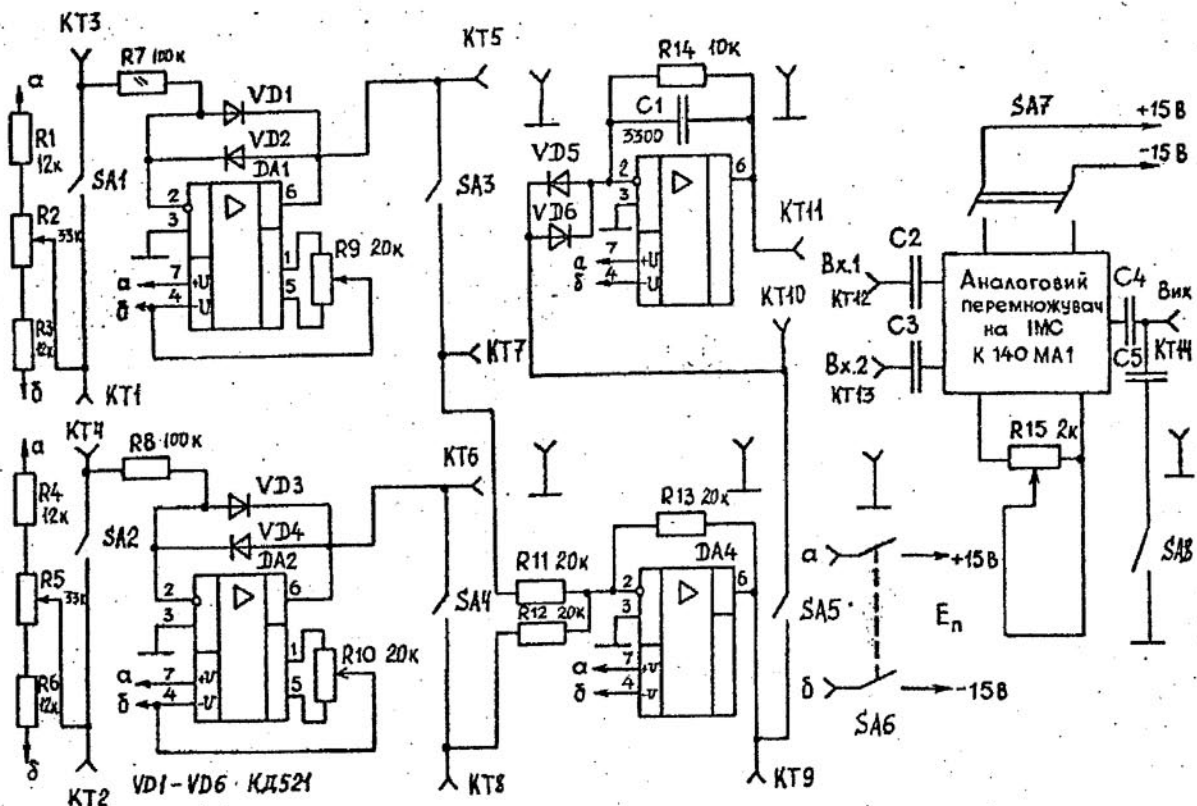


Рисунок 10.6 – Лабораторный макет

3. Дослідити антилогарифматор. Подати від ГНЧ на його вхід сигнал частотою 1 кГц та амплітудою 350 мВ; 500 мВ; 650 мВ; 800 мВ. Зарисувати осцилограми вихідної напруги та вказати її рівень.

4. Дослідити суматор.

4.1. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх1}}) \Big|_{U_{\text{вх2}}=\text{const}}$. Подавати на перший та другий входи постійну напругу. Напругу на другому вході підтримувати такою, що дорівнює +1 В; 0; -1 В.

4.2. Розрахувати коефіцієнти передачі на входах суматора.

5. Дослідити перемножувач на основі логарифматорів та антилогарифматора.

5.1. Комутуючи перемикачами SA1...SA5, зібрати схему перемножувача. Зробити налаштування підсилювачів.

5.2. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх1}}) \Big|_{U_{\text{вх2}}=\text{const}}$. На вхід перемножувача подавати постійні напруги. Напруга $U_{\text{вх2}}$ має дорівнювати - 9 В; - 6 В; - 3 В; 0; 3 В; 6 В; 9 В. Пересвідчитися у наявності ефекту помноження. Визначити масштабні коефіцієнти помноження.

5.3. Перевести перемножувач у режим квадратора, для чого подати на входи логарифматорів постійну напругу від одного з потенціометричних подільників. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх}})$. Пересвідчитись у наявності ефекту підсилення до квадрата.

6. Відключити живлення від нелінійних підсилювачів та суматорів. Ввімкнути перемикач SA7 живлення та дослідити аналоговий перемножувач на ІМС K140МА1.

6.1. Подати на входи перемножувача напруги $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = 50$ мВ із близькими частотами (близько 100 кГц) від двох генераторів. Змінювати частоту одного з генераторів, спостерігати ефект биття. Зарисувати осцилограми вихідної напруги при двох положеннях перемикача SA8. Пояснити отриманий результат.

6.2. Зняти при увімкненому конденсаторі С5 залежність коефіцієнта

перетворення від різниці частот генераторів:

$$K_{\text{гр}} = \psi(\Delta f), \text{ де } \Delta f = f_2 - f_1, f_1 = 100 \text{ кГц}, f_2 = 90 \dots 110 \text{ кГц}$$

$$U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = 50 \text{ мВ.}$$

6.3. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх1}}) \Big|_{U_{\text{вх2}}=\text{const}}$. Напругу $U_{\text{вх1}}$ змінювати до 500 мВ. $U_{\text{вх2}} = 50 \text{ мВ}; 150 \text{ мВ}$. Частота $f_1 = 99 \text{ кГц}, f_2 = 100 \text{ кГц}$. Вимірювання проводити при підключеному конденсаторі С5.

6.4. Зняти залежність $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх2}}) \Big|_{U_{\text{вх1}}=\text{const}}$. Напругу $U_{\text{вх2}}$ змінювати до 500 мВ. $U_{\text{вх1}} = 50 \text{ мВ}; 150 \text{ мВ}$. Решту умов див. у п. 6.3.

6.5. Згідно з результатами пп. 6.3, 6.4 намалювати графіки $K_{\text{гр1}} = \psi(U_{\text{вх1}}) \Big|_{U_{\text{вх2}}=\text{const}}, K_{\text{гр2}} = \psi(U_{\text{вх2}}) \Big|_{U_{\text{вх1}}=\text{const}}$. Виділити на графіках області лінійного режиму роботи та перевантаження перемножувача.

6.6. Дослідити роботу перемножувача у режимі квадратора, для чого подати на обидва входи напругу $U_{\text{вх}}=50 \text{ мВ}; f=1\text{кГц}$. Виконати балансування перемножувача. Зарисувати осцилограми і пояснити отримані результати.

6.7. Вимкнути живлення аналогового перемножувача на ІМС К140МАІ.

Досліджувана та вимірювальна апаратура.

1. Лабораторний макет.
2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор НЧ Г3-102.
4. Генератор ВЧ Г4-102.
5. Мілівольтметр В3-38 (В3-39).
6. Універсальний вольтметр В7-27А.
7. Осцилограф СІ – 85.

Оформлення звіту

Звіт оформити відповідно до вимог, викладених у вступній частині

Контрольні запитання

1. Які способи аналогового перемноження сигналів вам відомі?
2. Поясніть, як працює аналоговий перемножувач на логарифматорах та антилогарифматорах?
3. Що зміниться у роботі логарифматора (див. рис. 10.2), якщо виключити діод VD1?
4. Що станеться з роботою логарифматора (див. рис. 10.3), якщо виключити з нього діод VD2?
5. Чи можливо реалізувати функцію поділення структурами, подібними до зображеної на рис. 10.1? Що треба змінити у схемі?
6. Чому у логарифматорі введені резистори встановлення нуля?
7. Які переваги мають аналогові перемножувачі на спеціалізованих ІМС?
8. Назвіть області використання аналогових перемножувачів на ІМС.

ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНИХ ЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ І ФАЗООБЕРТАЧА НА ОСНОВІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛОВАЧІВ (ОП)

Мета роботи – експериментально дослідити характеристики активних частотних фільтрів і фазообертача на основі ОП, вивчити методику експериментального визначення основних параметрів.

Короткі теоретичні відомості

У більшості випадків фільтр - це частотно-вибірний вузол. Він пропускає сигнали певних частот і затримує, послаблює сигнали інших частот.

Діапазони або смуги частот, в яких проходять сигнали, називаються смугами пропускання і в них нормоване значення АЧХ наближається до одиниці (в ідеальному випадку – постійно). Діапазон частот, в якому сигнали подавляються, утворює смугу затримання, де модуль $|K_H(j\omega)|$ малий, а в ідеальному випадку дорівнює нулю.

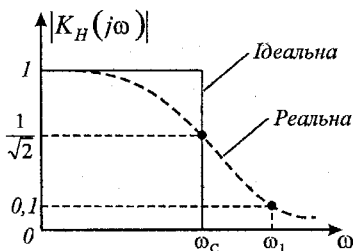


Рисунок 11.1 – АЧХ фільтра нижніх частот

На рис.11.1 зображена АЧХ фільтра нижніх частот (ідеальна – суцільною лінією, реальна – пунктиром).

На практиці неможливо реалізувати ідеальну характеристику,

оскільки треба сформувати дуже вузьку перехідну область (інтервал частот $\omega_1.. \omega_c$, ω_1 – частота, на якій модуль $|K_n(j\omega)|$ зменшується в задане число разів, наприклад, у 10 разів; ω_c – частота зрізу.

Передатна функція реального фільтра являє собою відношення поліномів:

$$K(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}$$

де коефіцієнти a, b – дійсні постійні величини;

$$m = 1, 2, 3, \dots;$$

$$n = 1, 2, 3, \dots;$$

$$m < n \quad ;$$

коефіцієнт n визначає порядок фільтра.

Доведено, що реальні АЧХ близькі до ідеальних для фільтрів більш високого порядку. Однак такі фільтри складні і дорого коштують.

Найбільш поширений спосіб побудови фільтра із заданою передаточною функцією n -го порядку - це з'єднання каскадно окремих ланок 2-го порядку. При цьому важливо, щоб ланки не впливали одна на одну і не змінювали власні передаточні функції.

Найбільш відомі чотири типи фільтрів нижніх частот (ФНЧ) – фільтри Баттерворта, Чебишева, інверсний Чебишева, еліптичний.

Фільтри Баттерворта мають монотонну АЧХ, подібну до зображеної на рис. 11.1, яка описується виразом:

$$|K_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}$$

де $n = 1, 2, 3..$ - порядок фільтра.

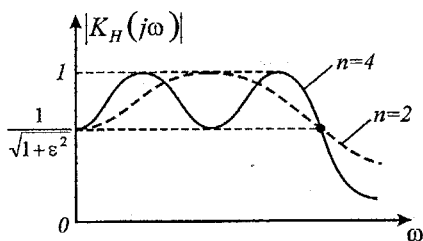


Рисунок 11.2 – АЧХ фільтра Чебишева

АЧХ фільтра Чебишева (рис.11.2) містить пульсації в смузі пропускання та монотонна в смузі затримання. АЧХ описується як

$$|K_H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 c_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}}$$

де ϵ - постійне число, яке визначає нерівномірність АЧХ у смузі пропускання;

$$C_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cos\left(n \cdot \arccos\frac{\omega}{\omega_c}\right) - \text{поліном Чебишева першого роду}$$

степені n ; $n = 1, 2, 3, \dots$

Фільтр Чебишева високого порядку має АЧХ, ближчу до ідеальної, ніж фільтр Баттерворта того самого порядку. Однак фазово-частотна характеристика (ФЧХ) фільтра Баттерворта ближча до лінійної.

ФНЧ Баттерворта та Чебишева різних порядків на ОП можуть бути реалізовані шляхом введення багатопетльового зворотного зв'язку (БЗЗ) або за допомогою формування ДНУН (джерела напруги, яке керується напругою).

Схему ФНЧ з БЗЗ зображено на рис.11.3.

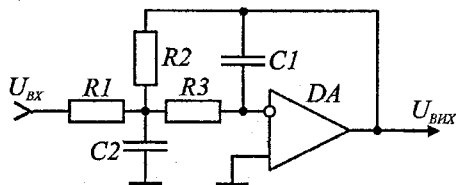


Рисунок 11.3 – ФНЧ з БЗЗ

Елементи схеми можна визначити зі співвідношень:

$$C_2 = \frac{10}{f[\text{Гц}]} [\text{мкФ}] - \text{переважно};$$

$$C_1 = \frac{BC_2}{4C(K+1)};$$

$$R_2 = \frac{2(K+1)}{[BC_2 + \sqrt{B^2C_2^2 - 4CC_1C_2(K+1)}]f_c};$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K},$$

де K – коефіцієнт підсилення на частоті $\omega = 0$; B та C – табличні коефіцієнти.

Через свою відносну простоту фільтр з БЗЗ є одним з найбільш популярних типів фільтрів з інвертувальним коефіцієнтом підсилення.

На рис.11.4 показано схему ФНЧ на ДНУН, яка в смузі пропускання не інвертує фазу сигналу. Елементи схеми визначають з виразів:

$$C_2 = \frac{10}{f_c[\text{Гц}]} [\text{мкФ}] - \text{переважно};$$

$$C_1 = \frac{[B^2 + 4C(K-1)]C_2}{4C};$$

$$R_1 = \frac{2}{[BC_2 + \sqrt{[B^2 - 4C(K-1)]C_2^2 - 4CC_{1C2}}]\omega_c},$$

$$R_2 = \frac{1}{CC_1C_2R_1\omega_c^2};$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1}, \quad K \neq 1; \quad R_4 = K(R_1 + R_2),$$

де K - коефіцієнт підсилення ФНЧ на частоті $\omega = 0$; B, C - табличні коефіцієнти. Резистори R_3 та R_4 задаються таким чином, щоб мінімізувати зміщення за постійним струмом ОП.

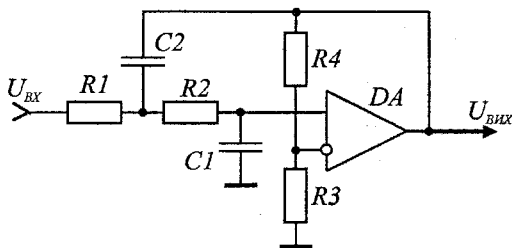


Рисунок 11.4 – ФНЧ на ДНУН

На практиці у ФНЧ на ДНУН обирають $R_3 = \infty$, $R_4 = 0$, тоді $K = 1$.

Для реалізації інверсних фільтрів Чебишева та еліптичних ФНЧ використовують інші схемні вирішення. АЧХ інверсного фільтра Чебишева монотонна в смузі пропускання і не має пульсації у смузі затримання.

Передатну функцію фільтра верхніх частот (ФВЧ) з частотою зрізу можна отримати з переданої функції нормованого ФНЧ ($\omega_c = 1 \text{ рад/с}$),

якщо замість змінної P підставити $\frac{\omega_c}{P}$.

Існують різні класи ФВЧ - за аналогією з класифікацією ФНЧ. Схеми ФВЧ відрізняються від розглянутих ФНЧ тим, що конденсатори та резистори міняються місцями.

Схема ФВЧ першого порядку з коефіцієнтом підсилення $K > 1$ на частоті $\omega \gg \omega_c$ зображена на рис.11.5.

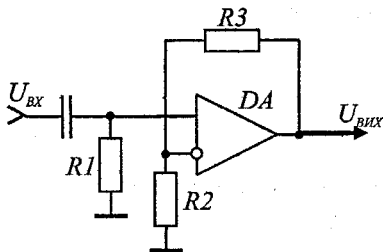


Рисунок 11.5 – ФВЧ першого порядку

Значення ємності конденсатора C_1 довільне, а опори резисторів визначаються співвідношеннями:

$$R_1 = \frac{1}{\omega_c C_1};$$

$$R_2 = \frac{KR_1}{K-1};$$

$$R_3 = KR_1.$$

При побудові ФВЧ непарного порядку з $n \geq 3$ каскадно з'єднуються ФВЧ (рис.11.5) та ФВЧ другого порядку.

Фільтр з БЗЗ, який реалізує функцію ФВЧ другого порядку, зображено на рис.11.6.

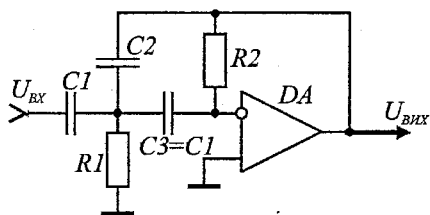


Рисунок 11.6 – ФВЧ другого порядку

Елементи ФВЧ розраховуються за виразами:

$$C_1 = \frac{10}{f_c [\text{Гц}]} [\text{кГц}] - \text{переважно};$$

$$C_2 = \frac{C_1}{K};$$

$$R_1 = \frac{B}{(2C_1 + C_2)\omega_c},$$

$$R_2 = \frac{(2C_1 + C_2)C}{BC_1 B_2 \omega},$$

де K - коефіцієнт підсилення на частоті $\omega \gg \omega_c$; B, C - табличні коефіцієнти.

Смугові фільтри (СФ) на ОП мають нормовану АЧХ (рис.11.7), максимум якої знаходиться на центральній частоті ω_0 , а смуга пропускання $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Головними параметрами СФ є добротність $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$ та коефіцієнт підсилення K на частоті ω_0 . Для СФ, які є фільтрами Баттерворта, АЧХ монотонно змінюється по обидва боки від центральної частоти. АЧХ СФ

Чебишева пульсує у смузі пропускання. У випадку інверсного СФ Чебишева АЧХ пульсує за межами смуги пропускання в обидва боки. АЧХ еліптичних СФ пульсує по всій смузі частот.

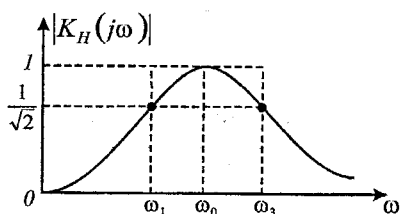


Рисунок 11.7 – Нормована АЧХ смугового фільтра на ОП

СФ Баттерворта та Чебишева реалізуються за допомогою БЗЗ та ДНУН. Порядок СФ завжди у два рази вищий, ніж порядок відповідного ФНЧ (ФВЧ), і тому завжди парний.

Схему СФ з БЗЗ зображено на рис.11.8.

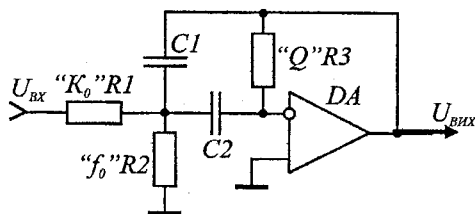


Рисунок 11.8 – Смуговий фільтр з БЗЗ

Це один з найпростіших смугопропускних фільтрів другого порядку з інвертувальним коефіцієнтом підсилення. За допомогою R_1 можна змінити K_0 ; R_2 - центральну частоту f_0 ; R_3 - добротність Q .

Методика розрахунку СФ з БЗЗ, подібно до його аналогів ФВЧ та ФНЧ,

має мінімальну кількість елементів, інвертувальний коефіцієнт підсилення та забезпечує добротність $Q \leq 10$ при невеликих коефіцієнтах підсилення.

Фазообертач на ОП має незмінну АЧХ, але ФЧХ його змінюється залежно від значення резистора (рис.11.9).

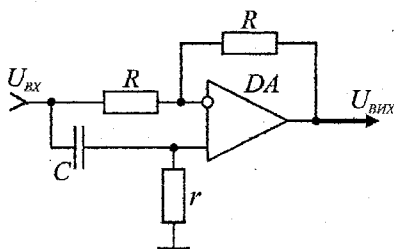


Рисунок 11.9 – Фазообертач на основі ОП

Коефіцієнт передачі дорівнює одиниці. Зсув фази між вихідною та вхідною напругами може бути знайдений з виразу

$$\phi = \pi - 2 \arctg \frac{f}{f_0},$$

де $f_0 = \frac{1}{2\pi rC}$.

Якщо r змінюється від 0 до ∞ , то зсув фази змінюється від 0 до 180° . Виведення цих формул можна знайти в [5].

Опис лабораторного макету

Лабораторний макет (рис.11.10) містить у собі підсилювач, ФНЧ, ФВЧ, СФ та фазообертач, які зібрані на семи ОП.

Напруга $U_{вх}$ від генератора низької частоти надходить на вхід підсилювача (на мікросхемі DA1). Вихідна підсилена напруга через потенціометричний регулятор R14 надходить одночасно на входи ФНЧ четвертого порядку (DA2, DA3); ФВЧ третього порядку (DA4, DA5); СФ

другого порядку (ДА6); фазообертач DA7.

Переводячи перемикач S1 у верхнє положення, реалізуємо СФ1 шляхом послідовного з'єднання ФНЧ і ФВЧ. На вихід макета перемикачем S2 подаються вихідні напруги ФНЧ, ФВЧ, СФ1, СФ2 або фазообертача.

Рівні та форму напруг проміжних каскадів можна знайти, якщо підключати вимірювальну апаратуру до контрольних точок X3-X5. Резистор R19 змінює центральну частоту настройки СФ2, резистор R17 - коефіцієнт підсилення на центральній частоті, резистор R23 - добротність СФ2, резистор R28 - зсув фази між вихідною та вхідною напругами фазообертача. Діоди VD1, VD2 призначені для формування спотвореної напруги та для запобігання перевантаженням вхідних кіл макета. Резистори R11, R21, R30 запобігають короткому замиканню у вихідних колах ОП.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення, опрацювати лекційний матеріал з даної теми.

2. Ознайомитись зі схемою лабораторного макета, призначенням органів управління.

3. Розрахувати елементи ФНЧ Чебишева на ДНУН другого порядку ($K=1$, $K = 0,5$ дБ - нерівномірність у смузі пропускання, $f_c = 1000$ Гц), ФНЧ Чебишева БЗЗ другого порядку ($K = 2$, $K = 0,5$ дБ, $f_c = 1000$ Гц), ФВЧ Баттерворта на ДНУН першого порядку ($K = 2$, $f_c = 500$ Гц); ФВЧ Баттерворта з БЗЗ ($K = 2$, $f_c = 500$ Гц).

Порівняти отримані значення з номіналами відповідних елементів фільтрів макета.

4. Ознайомитись з приладами і обладнанням, необхідним для роботи.

5. Розробити методику визначання ОС основних показників та характеристик фільтрів згідно з програмою експериментальних

досліджень.

Програма експериментальних досліджень

1. Підключити вимірювальну апаратуру до макета. Встановити на виході ГНЧ напругу 50 мВ у діапазоні частот 20 Гц - 15 кГц.

2. На вході частотних фільтрів за допомогою резистора R14 виставити рівень напруги 200 мВ (контроль – ХЗ). Пересвідчитися у тому, що на вході фільтрів напруга має синусоїдну форму, в іншому випадку треба зменшити рівень вхідного сигналу.

3. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФНЧ.

3.1. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФНЧ другого порядку на ДНУН.

3.2. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФНЧ четвертого порядку.

4. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФВЧ.

4.1. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФВЧ першого порядку.

4.2. Дослідити АЧХ і ФЧХ ФВЧ третього порядку.

5. Користуючись результатами пп. 3, 4 знайти частоту зрізу та кругість нахилу АЧХ фільтрів, коефіцієнт підсилення у смузі пропускання, коефіцієнт придушення у смузі затримки.

6. Дослідити АЧХ смугового фільтра, утвореного через послідовне з'єднання ФНЧ четвертого та ФВЧ третього порядку.

7. Встановити режим згідно з п.2. Дослідити АЧХ СФ2 другого порядку з БЗЗ.

7.1. Перевести в середнє положення потенціометри R17 ("К") та R19 ("Г"). Дослідити залежність частоти настройки від опору резистора R19, $f_0 = \gamma (R19)$

7.2. Встановити резистор R19 в положення, коли частота настройки СФ2 $f_0 = 600$ Гц. Дослідити залежність коефіцієнта підсилення K_0 СФ2 від опору резистора R14, $K_0 = \gamma (R14)$

7.3. Підтримуючи резистором R19 центральну частоту $f_0 = 600$ Гц, а

резистором $R_{14} - K_0 = 5$, дослідити залежність смуги пропускання СФ2 від опору резистора R_{23} , $\Delta f = \gamma (R_{23})$.

8. Визначити коефіцієнт нелінійних спотворень напруги на вході та виході СФ2 у смугі пропускання.

9. Встановити вхідний сигнал згідно з п.2. Встановити резистор R_{28} активного фазообертача в середнє положення, зняти ФЧХ фазообертача.

10. Зняти залежність зсуву фази, який вносить фазообертач, від опору резистора R_{28} на частотах 100 Гц та 10 кГц.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний макет.
2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор НЧ ГЗ-103.
4. Мілівольтметр ВЗ-38 (ВЗ-39, ВЗ-40).
5. Осцилограф С1-86.
6. Вимірювач нелінійних спотворень С6-7 (С6-5).

Оформлення звіту

Звіт оформити відповідно до вимог, викладених у вступній частині посібника.

Контрольні запитання

1. Які основні переваги використання ОП в активних частотних фільтрах?
2. Поясніть зв'язок між АЧХ та ФЧХ активних частотних фільтрів.
3. Які параметри характеризують АЧХ активних частотних фільтрів?
4. Чому можливі відмінності знятих АЧХ фільтрів макета від АЧХ, які наведені в літературі?

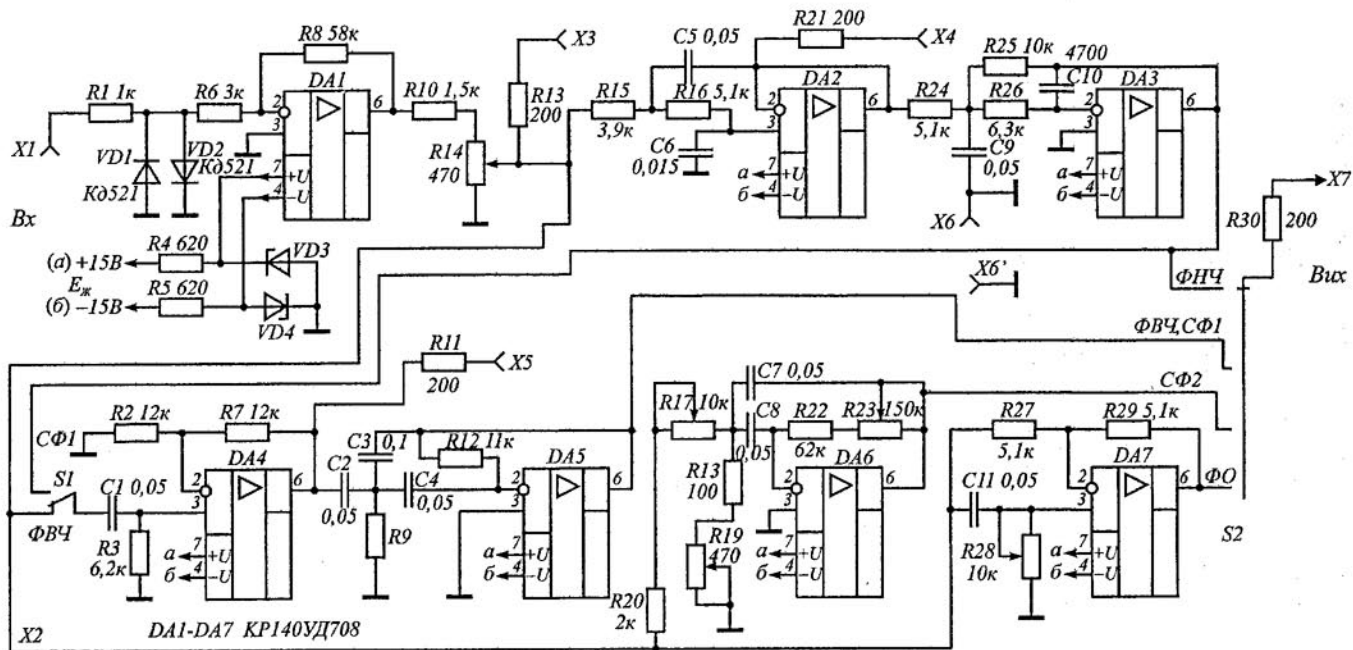


Рисунок 11.10 – Лабораторный макет

5. Як знайти нахил АЧХ фільтра у перехідній області?
6. Чому коефіцієнт гармонік вихідної напруги СФ2 нижчий, ніж напруги на вході?
7. Які основні вимоги ставляться до елементів схеми при розробці високостабільних активних фільтрів?
8. В якому положенні повзунка резистора R28 зсув фази між вихідною та вхідною напругами фазообертача дорівнює 180° ? Чому?
9. Як визначити коефіцієнт придушення сигналу у смузі затримки?

ЛІТЕРАТУРА

1. Рудик В.Д. Конспект лекцій до курсу “Аналогові електронні пристрої” – Вінниця: ВПІ, 1991
2. Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Частина 2. – Вінниця: ВДТУ, 2001.
3. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники – М.: Радио и связь, 1985.
4. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства – М.: Связь, 1977.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике – М.: Мир, 1991.
6. Терещук Р.М. и др. Полупроводниковые приёмно-усилительные устройства. Справочник радиолобителя. – Киев: Наукова думка, 1989.
7. Хорович П., Хил У. Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1993.
8. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник. Под. ред. Б.Л. Перельмана – М.: Радио и связь, 1981.

Навчальне видання

Вадим Данилович Рудик,
Микола Артемович Шутило

ОСНОВИ СХЕМОТЕХНІКИ

Лабораторний практикум

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор Т.О. Старічек

Навчально-методичний відділ ВНТУ

Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001

20021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе 95, ВНТУ

Підписано до друку 25.06.05р.

Формат 29,7x42 $\frac{1}{4}$

Друк різнографічний

Тираж 75 прим.

Зам. № 2005-103

Гарнітура Times New Roman

Папір офсетний

Ум. друк. арк. 7.96

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі

Вінницького національного технічного університету

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

20021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе 95, ВНТУ