

В.Д.Рудик, М.А. Шутило

АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИБОРИ

Лабораторний практикум
Частина 3

Міністерство освіти і науки України
Вінницький державний технічний університет

В.Д.Рудик, М.А. Шутило

АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

Лабораторний практикум
Частина 3

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як лабораторний практикум для студентів бакалаврського напрямку 6.090700 – “Радіотехніка” всіх спеціальностей. Протокол №12 від 30 травня 2002р.

ВІННИЦЯ ВДТУ 2002

Рецензенти:

В.С. Осадчук, доктор технічних наук, професор
С. М. Зленко, доктор технічних наук, професор
Є. В. Дубов, кандидат технічних наук, доцент

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Рудик В.Д., Шутило М.А

Р 83 Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Лабораторний практикум - частина 3. – Вінниця: ВДГУ, 2002. - 62 с.

В практикумі вміщені описи лабораторних робіт та короткі теоретичні відомості з основних тем програм дисциплін. Практикум розроблений у відповідності з планом кафедри та програми до дисциплін “Аналогові електронні пристрої” та “Підсилювальні пристрої”

ЗМІСТ

1. Лабораторна робота №1. Дослідження діапазонного підсилювача”	4
2. Лабораторна робота №2. Дослідження параметрів і характеристик службових підсилювачів	13
3. Лабораторна робота №3. Дослідження методів корекції та перехідних характеристик підсилювальних пристроїв	23
4. Лабораторна робота №4. Дослідження підсилювача на мікросхемі К174УН7	34
5. Лабораторна робота №5. Дослідження диференціального каскаду з генератором стабільного струму	40
6. Лабораторна робота №6. Дослідження активних частотних фільтрів і фазообертача на основі операційних підсилювачів(ОП)	50
Література	62

Лабораторна робота № 1

Дослідження діапазонного резонансного підсилювача

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

Теоретичні відомості

Можливості реалізації періодичних підсилювачів радіочастоти обмежені шунтувальною дією паразитних ємностей підсилювального пристрою і монтажу. В резонансних підсилювачах паразитні ємності входять в ємність резонансних контурів.

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).

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.

Основними параметрами резонансного підсилювача є резонансний коефіцієнт підсилення K_0 , вибірність $S = \frac{K_0}{K_{\Delta}}$, де K_{Δ} – коефіцієнт підсилення при розстроюванні Δf , $\frac{K_0}{K_{\Delta}}$ – нерівномірність коефіцієнта підсилення в межах діапазону $K_{\Delta, p}$.

Резонансний підсилювач радіочастоти (ПРЧ) з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ (рис. 1.1) знаходить широке застосування.

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

$$K_0(\omega) = SR'_{e, p} = S\rho Q_e, \quad (1.1)$$

де S – крутість ПЕ в робочій точці;

$R'_{e, p} = \psi R_{e, p}$ – еквівалентний резонансний опір контуру з урахуванням шунтування із 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 за допомогою ємності є підвищення резонансного коефіцієнта підсилення із зростанням частоти (рис. 1.2). При розрахунку визначають резонансний коефіцієнт підсилення на максимальній частоті піддіапазону $K_0(\omega_{0\max})$, а потім з урахуванням коефіцієнта перекриття піддіапазону K_f – на мінімальній, де

$$K_f = \frac{\omega_{0\max}}{\omega_{0\min}}$$

$$K_0(\omega_{\min}) = \frac{K_0(\omega_{0\max})}{K_f} \quad (1.2)$$

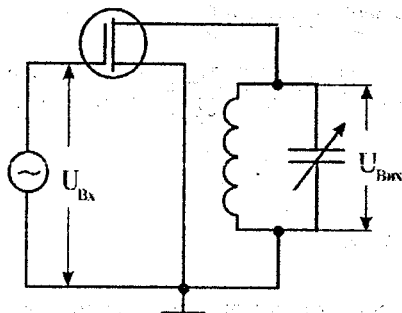


Рисунок 1.1 – Резонансний підсилювач радіочастоти з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ

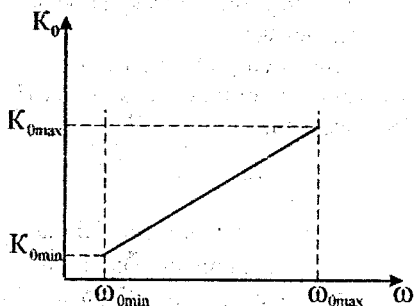


Рисунок 1.2 – Залежність $K_0(\omega_0)$

Перевагою резонансного підсилювача з безпосереднім під'єднанням контуру до ПЕ є можливість отримання більшого 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;

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. 1.3) використовується для вирівнювання загального коефіцієнта підсилення при перемиканні піддіапазонів.

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

$$K_0(\omega) = m_1 m_2 |Y_{21c}| |R'_{e,p}|, \quad (1.3)$$

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

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

Підбираючи коефіцієнти включення 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 роботу частото підсилювача.

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

$$m_{1,max} = \sqrt{\frac{(1-\psi)R_{ex}}{2R'_{e,p}}} \quad \text{та} \quad m_{2,max} = \sqrt{\frac{(1-\psi)R_{ex,on}}{2R'_{e,p}}}$$

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

$R_{ex,on}$ – 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 електрод ПЕ може бути під'єднаний до контуру повністю. Нехтуючи, зокрема, $R_{ex,on}$ і припускаючи $\psi = 0,8$ на максимальній частоті піддіапазону, значення m_1 можна визначити з співвідношення

$$m_1 = 0,5 \sqrt{\frac{R_{ex}}{R'_{e,p}}}$$

де $R_{ex} = R_{e,p} = \rho Q_k$ – 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. 1.4). Еквівалентна схема такого ввімкнення показана на рис. 1.5.

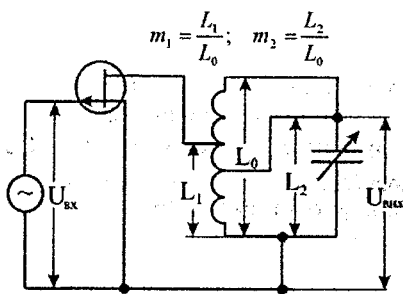


Рисунок 1.3 – Резонансний підсилювач з автотрансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ

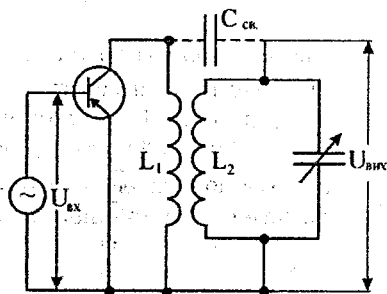


Рисунок 1.4 – Резонансний підсилювач з трансформаторним під'єднанням контуру до ПЕ

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

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1.5)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1.6)$$

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. 1.6).

Порівнявши $K_o(\omega_o)$ 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

$$\omega_{\text{ок}} = \omega_0 \pm 2\omega_{\text{пч}},$$

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

Резонансний підсилювач з комбінованим індуктивно-ємнісним зв'язком (див. рис. 1.4, 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”).

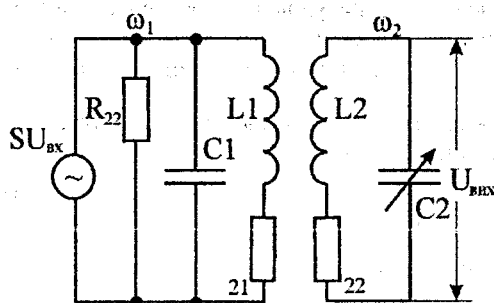


Рисунок 1.5 – Еквівалентна схема трансформаторного під'єднання контуру до ПЕ

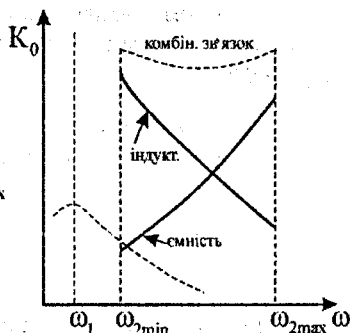


Рисунок 1.6 – Характер зміни $K_0(\omega_0)$

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

Опис лабораторної установки

Електрична принципова схема макета зображена на рис. 1.7. 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 емітерний повторювач $VT3$.

Перемикач $S1$ дозволяє дослідити 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.

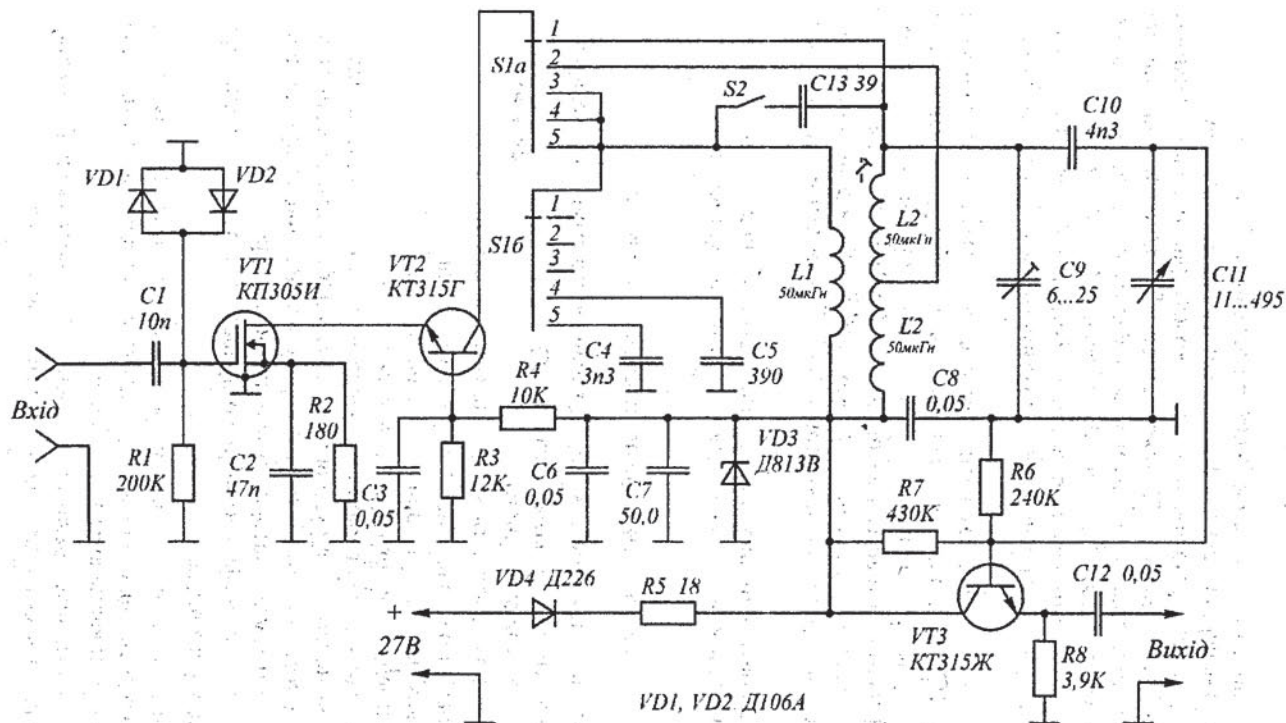


Рисунок 1.7 – Резонанний підсилювач

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 (взаємоіндуктивним зв'язком можна знехтувати, ємність вихідного кола ПЕ без урахування C_4 і C_5 прийняти рівною 40 пФ).
3. Визначити можливість повного ввімкнення контуру в колекторне коло транзистора 1Т2 при значенні допустимого коефіцієнта шунтування 0,8.
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 $K_o(\omega_o)$ 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 $K_o(\omega_o)$ для таких видів схем підсилювачів:
 - а) безпосереднього ввімкнення контуру;
 - б) автотрансформаторного.
2. Дослідити залежність $K_o(\omega_o)$ 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 налагодження резонансного контуру, для чого зняти і побудувати залежність резонансної частоти контуру від кута повороту змінної ємності при безпосередньому і автотрансформаторному ввімкненні контуру.
4. Визначити коефіцієнт нерівномірності $K_{нр}$ та коефіцієнт перекриття K_r для умов п.1 і п.2.
5. Дослідити залежність смуги пропускання (на заданому викладачем рівні М) 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 $f_{пч}$, заданій викладачем.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стенд.
2. Регульоване лабораторне джерело живлення 0...30 В.
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

Для розрахунку частоти ω , рекомендується зобразити еквівалентну схему колекторного кола при трансформаторному зв'язку з скороченням, подовженням і проміжним вихідними колами ПЕ та використати вираз (1.5).

При визначенні можливості повного ввімкнення контуру доцільно скористатись виразом (1.4).

Для розрахунку $K_0(\omega)$ необхідно скористатись виразами (1.1) – (1.3). 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 скористатись матрицею провідностей каскодної схеми.

$$\|Y'\| = \begin{vmatrix} Y_{11I} & 0 & Y_{12I} \\ 0 & Y_{22I} & Y_{23I} \\ Y_{21II} & Y_{22II} & Y_3 \end{vmatrix}, \quad (1.7)$$

де $Y_3 = Y_{22I} + Y_{33I}$, позначки I та II відповідають транзисторам IT1 та IT2, а позначки 1, 2, 3 – відповідно електродам транзистора: база, колектор, емітер або затвор, стік, витік.

Тоді результуюча провідність прямої передачі

$$Y'_{21} = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11,22}}, \quad (1.8)$$

де $\Delta_{12}, \Delta_{11,22}$ – відповідно однократне і двократне алгебраїчні доповнення, отримані із визначника матриці (1.7) шляхом викреслення відповідних рядків та стовпців.

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

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

Після підстановки алгебраїчних доповнень і спрощення отримуємо

$$Y'_{22} = Y_{22II} - \frac{Y_{32II} Y_{23II}}{Y_3}. \quad (1.9)$$

Але оскільки транзистор IT2 в каскодній комірці працює в режимі,

близькому до "холостого ходу" на виході, то в обчисленні Y'_{22} за (1.9) немає необхідності, оскільки у довідниках звичайно наводять саме цю провідність (низькочастотне значення), тобто.

$$Y'_{22HЧ} \approx h_{22e}$$

В даному випадку $f_{0\max} < 0,3f$, тому високочастотне значення активної складової цієї провідності може бути визначено із виразу

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

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

$$g_{21e} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \quad \text{та} \quad g_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$$

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 відшуванні Δ_{11} та $\Delta_{11,2}$ 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 ч. 1.

Контрольні запитання, задачі для проблемних та ігрових ситуацій

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 піддіапазами? 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. Який з режимів подовження або скорочення не використовується в практиці і чому? Поясніть переваги і недоліки з урахуванням структури супергетеродинного приймача.

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

8. Які основні параметри характеризують підсилювальний елемент?

9. Як впливає співвідношення опорів резисторів R_3 і R_4 (див. рис. 2.7) 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?

10. Чому реалізація високої частотної-вибірності ускладнюється при використанні в підсилювачі радіочастоти біполярних транзисторів і мікросхем на їх основі? Застосування яких підсилювальних елементів в даному випадку краще? Обґрунтуйте відповідь.

Лабораторна робота № 2

Дослідження параметрів і характеристик смугових підсилювачів

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

Короткі теоретичні відомості

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

Останні два параметри визначаються виразами:

$$S_{cx} = \frac{K_0}{K_{cx}}; \quad (2.1)$$

$$K_{II} = \frac{\Delta F_r}{\Delta F_{0,707}}; \quad (2.2)$$

де K_{cx} – коефіцієнт підсилення при розстроюванні, що відповідає сусідньому каналу (наприклад, для АМ трактів радіомовних приймачів $\Delta f_{cx} = 9,0 \text{кГц}$);

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:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R'_{e.p} = m_1 m_2 |Y_{21}| \frac{1}{2\pi C_k \Delta F_{0,707}}, \quad (2.3)$$

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

$$C_{k \min} \geq \frac{1}{2} \Delta C_k \frac{f_n}{\Delta f_{\text{дон}}}, \quad (2.4)$$

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

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

Іншим різновидом каскаду СП, є СП із двоконтурним смуговим фільтром (рис.2.1), резонансний коефіцієнт підсилення якого:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R_{e.p} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}, \quad (2.5)$$

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

$K_{\text{зв}}$ – коефіцієнт зв'язку.

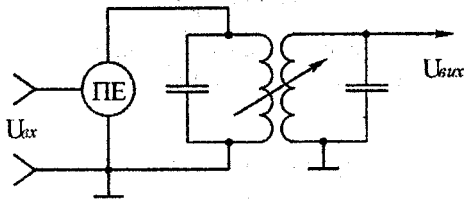


Рисунок 2.1 – Двоконтурний СП

Форма АЧХ такого СП залежить від значення фактора зв'язку (рис.2.2), що широко використовується на практиці для регулювання смуги пропускання. Мінімальна смуга пропускання досягається при зв'язку набагато меншому критичного ($K_{\text{зв}} \ll K_{\text{зв,кр}}, \alpha \ll 1$). Відлічена на рівні 0,707 смуга, складає 0,64 смуги пропускання одиночного контуру з тією же 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 $S_{ок}$, тобто з'являється можливість одночасного задоволення суперечливих вимог – реалізації заданих $M_{\Delta F}$ і $S_{ок}$.

Найменше значення добротності, що необхідне для одержання заданої вибірності по сусідньому каналі дорівнює:

$$Q_S = 1,4 \frac{f_n}{2\Delta\alpha_{c.к.}} \sqrt[4]{N S_{c.к.}^2 - 1}, \quad (2.6)$$

де N – число двоконтурних смугових фільтрів.

Найбільше значення добротності, що забезпечує необхідну смугу пропускання ΔF при заданій нерівномірності $M_{\Delta F}$ АЧХ:

$$Q_M = 1,4 \frac{f_n}{\Delta F} \sqrt[4]{N M_{\Delta F}^2 - 1}. \quad (2.7)$$

Поспільно вимоги до Q_S і Q_M , і одержавши подвійну нерівність, яку повинна задовольняти еквівалентна добротність контуру двоконтурного смугового фільтра при правильно обраному числі N

$$Q_M \geq Q_e \geq Q_S. \quad (2.8)$$

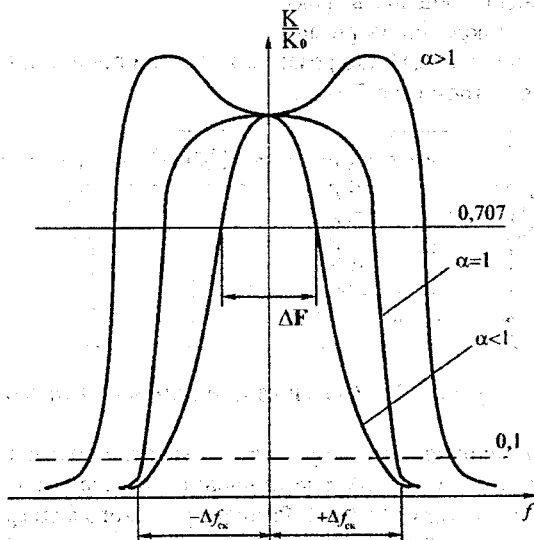


Рисунок 2.2 – АЧХ двоконтурного смугового підсилювача

визначивши Q_e , легко визначити конструктивне значення добротності:

$$Q_{\kappa} = \frac{Q_{\epsilon}}{\psi}, \quad (2.9)$$

де ψ – коефіцієнт шунтування, що залежить від робочої частоти і виду ПЕ (звичайно 0,7...0,9).

Перевагами розглянутих СП є відносна простота виготовлення, настроювання 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.2.3).

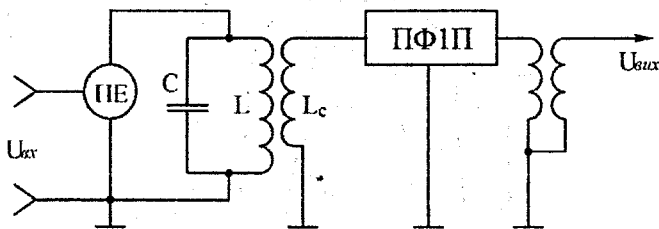


Рисунок 2.3 – СП з п'єзоелектричним фільтром

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

Основні параметри фільтра ПФІП-2:

центральна частота смуги пропускання – $465 \pm \frac{2}{1,8}$ 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:

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

Особливістю характеристики згасання такого фільтра $d = \gamma(f)$ (рис.2.4) є відсутність монотонно зростаючої характеристики згасання в смугі 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.2.3). Смуга пропускання такого контуру в 2–3 рази перевищує смугу пропускання п'єзоелектричного фільтра. Характеристика згасання контуру зображена на рис.2.4. (пунктирна лінія). АЧХ об'єднаної системи (паралельний контур – п'єзоелектричний фільтр) являє собою суму характеристик ланок системи. Одночасно коливальний контур забезпечує узгодження імпедансів п'єзоелектричного фільтра й ПЕ.

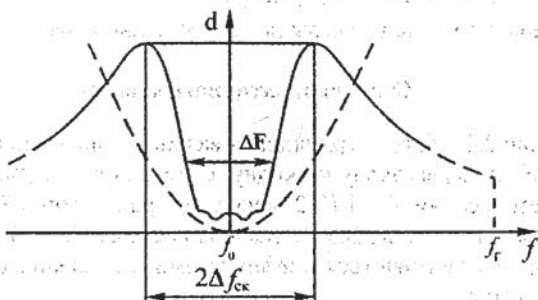


Рисунок 2.4 – Залежність згасання $d = \gamma(f)$ ПФІП – 2

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

$$K_0 = 0,5 |Y_{21}| \rho_{\text{вх}} K_{\phi}, \quad (2.10)$$

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

Інший різновид даних СП – підсилювачі з багатоланковим фільтрами, зокрема на основі реактивних LC ланок (рис.2.5).

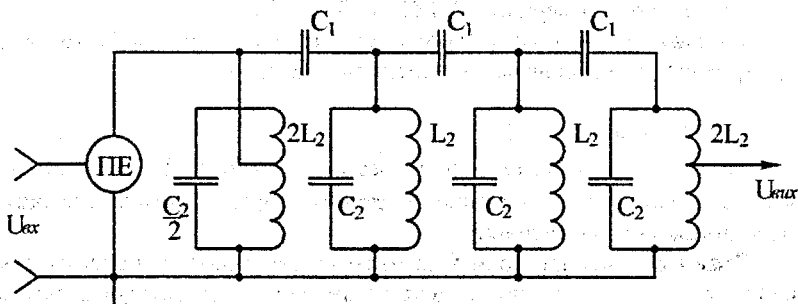


Рисунок 2.5 – СП з багатоланковим LC фільтром

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

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| \rho_\phi K_\phi, \quad (2.11)$$

де ρ_ϕ – характеристичний опір фільтра;

K_ϕ – коефіцієнт передачі фільтра на центральній частоті.

Опис лабораторного макета

Макет (рис. 2.6) містить три підсилювальні комірочки, 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 $A1$ типу К224УС1 (каскодна схема СЕ-СБ). Дані підсилювальні комірочки 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 одержати узгоджений і неузгоджений режими по виходу фільтра ПФ1П-2.

Перемикачами $S4$ і $S5$ здійснюється додаткове шунтування контурів двоконтурного смугового фільтра. Зміна зв'язку між контурами здійснюється варікапом $VD4$ при зміні потенціометром $R12$ прикладеної до варікапа 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. Визначити еквівалентну добротність і число двоконтурних смугових фільтрів, що забезпечують задані вимоги по вибірності $S_{ек}$ і нерівномірності частотної характеристики в смузі пропускання.

Дані для розрахунку:

$$\Delta F = 8 \text{ кГц}; \Delta f_{ек} = 9 \text{ кГц};$$

$$S_{ек} = 30 \text{ дБ},$$

$$M_{\Delta F} = 5 \text{ дБ},$$

3. 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.

4. Розробити методики вимірювань коефіцієнта підсилення, смуги пропускання, вибірності по сусідньому каналі, дослідження амплітудних і амплітудно-частотних характеристик.

Програма експериментальних досліджень

1. Увімкнути макет. Переконаватися в працездатності всіх підсилювальних комірок і вибірних систем.

2. Дослідити амплітудні характеристики (АХ) при роботі кожної підсилювальної комірки з різними вибірними системами. Визначити джерела нелінійності.

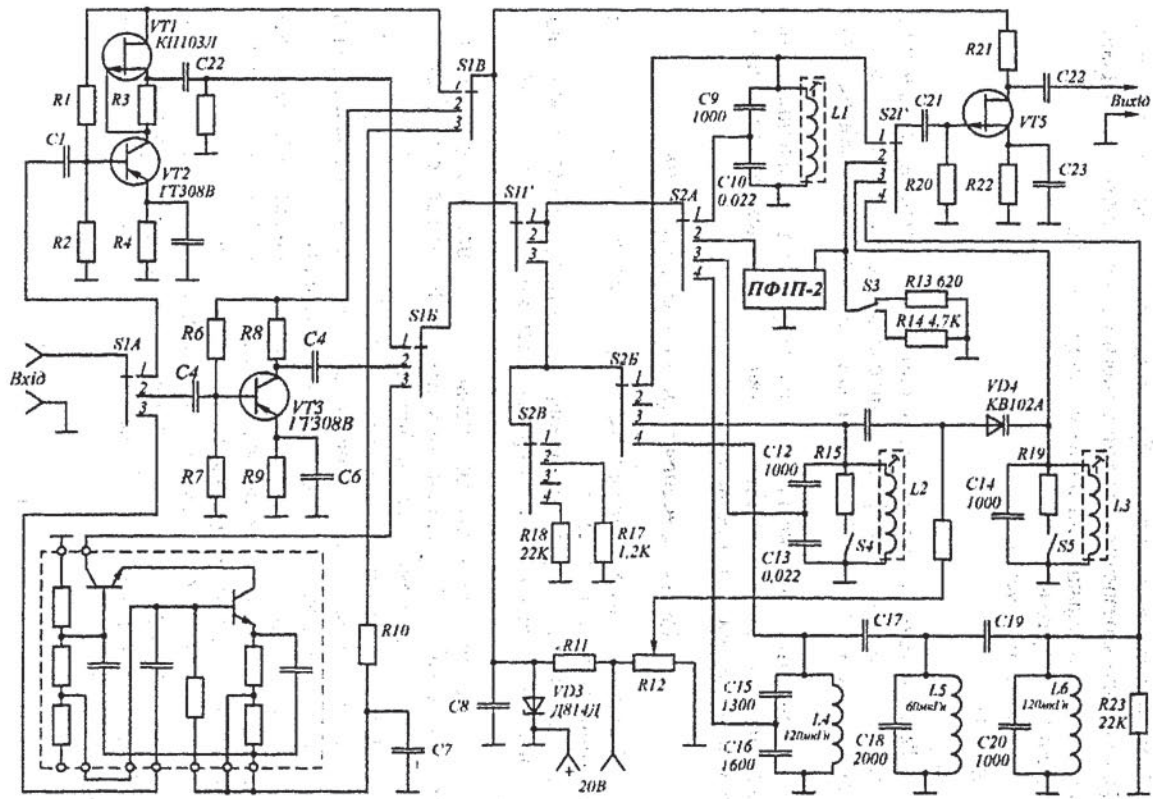
3. Дослідити резонансну характеристику обраного і погодженого з керівником варіанта СП з одиночним контуром. Визначити смугу пропускання, коефіцієнт прямокутності і вибірності по сусідньому каналу.

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

5. Дослідити резонансні характеристики 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 резонансну характеристику каскаду.

7. Дослідити резонансну характеристику СП із LC – ФСС. 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 ВЗ-38(ВЗ-39).
5. Осцилограф С1-67(С1-72, С1-73).

Короткі методичні вказівки до розрахунків

Для розрахунку еквівалентної добротності і числа двоконтурних смугових фільтрів слід використовувати вирази (2.6) – (2.8). Збільшувати число N слід до задоволення нерівності (2.8). Після розрахунку відповідно до виразу (2.9) перевірити можливість конструктивного виконання контуру.

Розрахунок резонансних коефіцієнтів підсилення можна виконати за виразами (2.3), (2.5), (2.10) і (2.11). Вважати, що коефіцієнт шунтування одиночного контуру і контурів смугового фільтра дорівнює 0,75, вихідна провідність каскаду з СЕ на транзисторі ГТ308В ($h_{110} \leq 250 \text{ Ом}$; $h_{22} \leq 200 \text{ мксм}$; $h_{21} = 80 \dots 200$; $f_T = 120 \text{ МГц}$) визначається лише резистором $R8$, транзистори, що входять до складу мікросхеми А1, аналогічні за параметрами транзисторам серії КТ315.

Короткі методичні вказівки до вимірювань і представлення їхніх результатів

Дослідженню АЧХ повинно передувати точне настроювання СП з обраної вибіркою системи (ВС) (у режимі малого сигналу). При дослідженнях амплітудної характеристики (АХ) 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 резонансної характеристики, 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 резонансної характеристики СП із двоконтурним смуговим фільтром при факторах зв'язку $\alpha < 1$ і $\alpha > 1$ ручку потенціометра «в'язок» встановлювати в протилежних крайніх положеннях. Значення $\alpha = 1$

підібрати експериментально за формою резонансної характеристики.

Несиметрія резонансних характеристик більшості ВС при вимірюваннях вибірності і смуги пропускання вимагає спеціальних навичок. Названий фактор, як і сплюснення АЧХ, або наявність декількох екстремумів біля «резонансу» унеможливають одержання рівних ординат 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 смугі частот.

Оформлення звіту

Звіт оформити у відповідності з вимогами, що наведені у ч. 1.

Контрольні питання і задачі для проблемних та ігрових ситуацій

1. У чому переваги і недоліки принципу розподіленої вибірності і підсилення (зосередженого підсилення і вибірності)?
2. Як визначити коефіцієнт підсилення для нерегулярної каскадної 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. В яких випадках використання двоконтурних смугових фільтрів виявляється недоцільним?
6. Як змінюється фактор зв'язку в двоконтурному смуговому фільтрі при додатковому шунтуванні контурів?
7. Яким чином і в яких межах можливе регулювання смуги пропускання двоконтурного фільтра.
8. В чому недоліки фільтра ПФІП-2 і як вони можуть бути усунені?
9. Назвіть і прокоментуйте основний недолік СП з одиночним контуром.
10. Чому з ростом числа вибірних систем поліпшується прямокутність АЧХ тракту?
11. Яку з двох наведених у макеті каскадних схем доцільно використовувати при роботі з фільтром ПФІП-2?

12. Поясніть особливості АЧХ п'єзофільтра ПФ1П-2 при роботі у неузгодженому режимі.

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

Лабораторна робота №3

Дослідження методів корекції частотних та перехідних характеристик підсилювальних пристроїв

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

Теоретичні відомості

Низькочастотна корекція або корекція спотворень плоскої вершини імпульсу в широкосмугових підсилювачах застосовуються спеціальні методи, які дозволяють розширити смугу пропускання в області низьких частот. Найбільш поширена схема низькочастотної корекції за допомогою кола R_ϕ, C_ϕ , рис.3.1.

Ємність конденсатора C_ϕ вибирається так, щоб в області низьких частот (НЧ) виконувалась рівність $\frac{1}{\omega_n C_\phi} \approx R_\phi$, а для області середніх частот (СЧ) та високих частот (ВЧ) опір цього конденсатора був незначний, тобто $\frac{1}{\omega_s C_\phi} \ll R_\phi$.

Еквівалентні схеми підсилювальних каскадів для польових транзисторів (ПТ) і біполярних транзисторів (БТ) з НЧ корекцією зображені на рис.3.2. На рис.3.3 а. показана зміна загального опору навантаження підсилювального каскаду в робочому діапазоні частот та частотна характеристика такого каскаду рис. 3.3 б.

Високочастотна корекція або корекція перехідної характеристики в області малого часу. 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.

Розрізняють декілька варіантів ВЧ корекції

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. 3.4.

Розрахунок параметрів елементів НЧ корекції здійснюється, графічним або аналітичним методом, виходячи зі значення коефіцієнта корекції $m = \frac{\tau_\phi}{\tau_n}$, де τ_ϕ і τ_n – відповідні сталі часу.

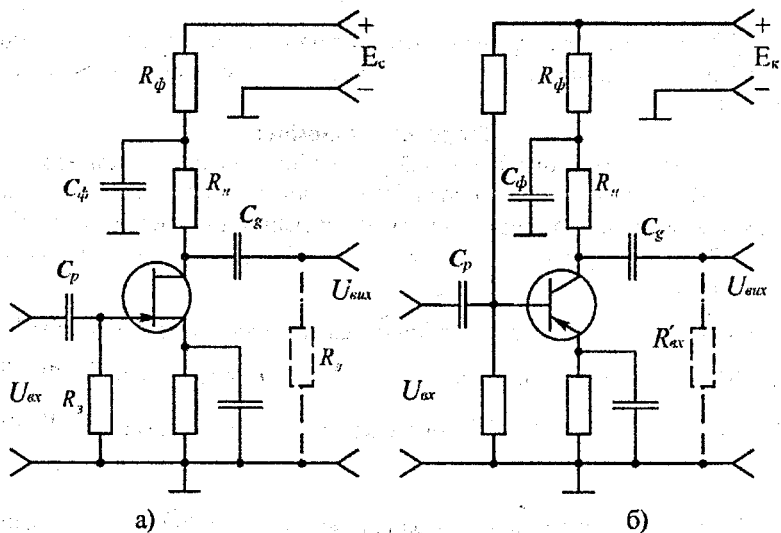


Рисунок 3.1 – НЧ корекція

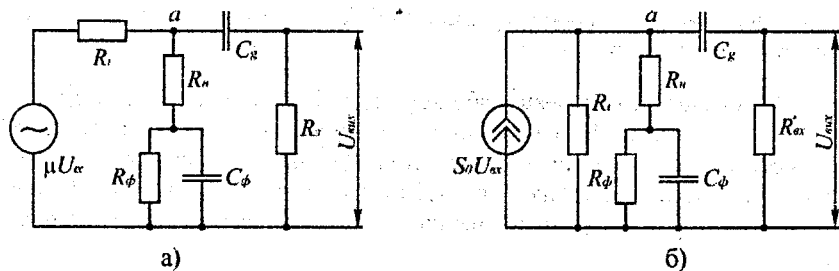


Рисунок 3.2 – Еквівалентні схеми каскадів з НЧ корекцією

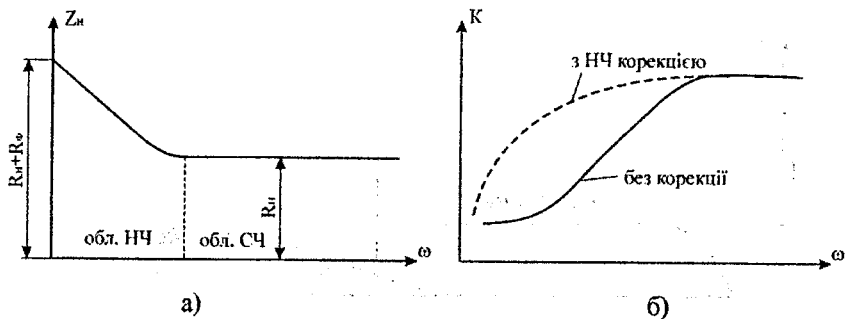


Рисунок 3.3 – Залежності $Z_n = f(\omega)$ та $K(\omega)$

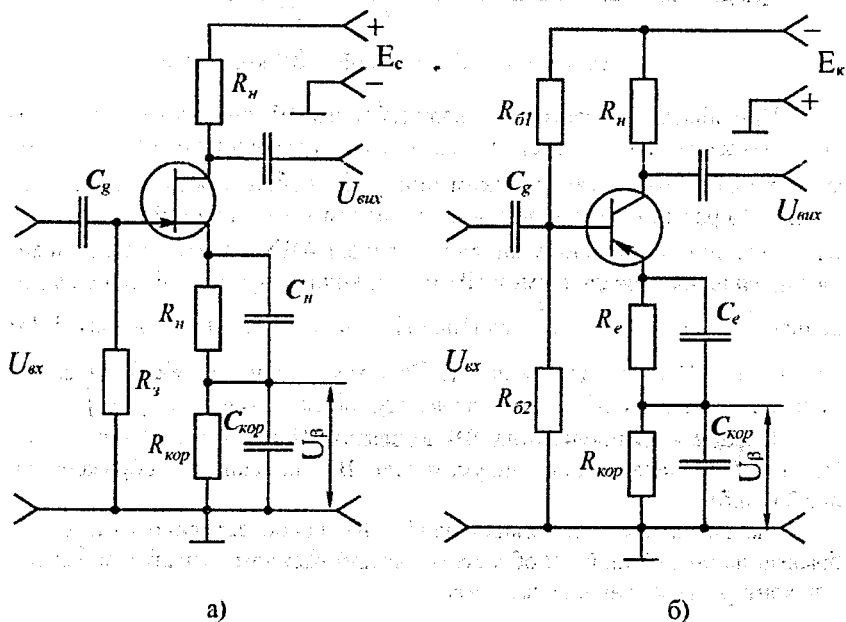


Рисунок 3.4 – ВЧ витокова (емітерна) корекція

Ємність конденсатора $C_{\text{кор}}$ вибирається такою, щоб його опір в області низьких частот і середніх частот був значно більший за $R_{\text{кор}}$, тобто $\frac{1}{\omega_0 C_{\text{кор}}} \gg R_{\text{кор}}$. Напряга зворотного зв'язку $U_{\text{п}}$, яка виділяється на паралельному з'єднанні $R_{\text{кор}}, C_{\text{кор}}$ в цій області частот, зменшує коефіцієнт підсилення каскаду.

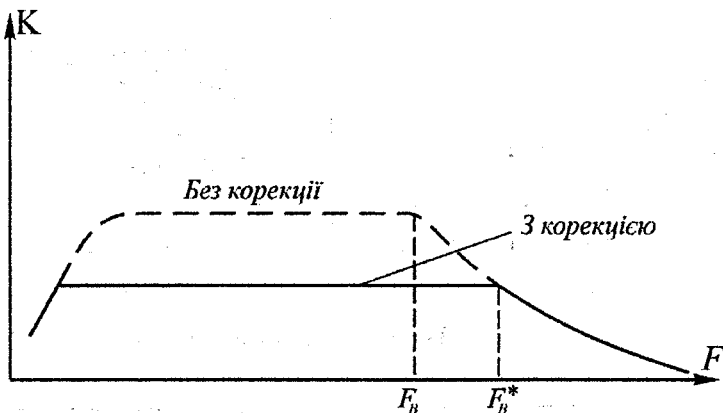


Рисунок 3.5 – АЧХ каскаду з ВЧ корекцією

При збільшенні частоти сигналу (область ВЧ) шунтуючий вплив ємності конденсатора $C_{КОР}$ зменшує напругу U_B , в наслідок 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.3.5.

Паралельна індуктивна ВЧ корекція. Підсилювальні каскади на ПТ і БТ з паралельною індуктивною ВЧ корекцією зображені на рис.3.6.(а,б).

Еквівалентні схеми каскадів на ПТ і БТ для області вищих частот зображені на рис.3.7.(а, б). В області ВЧ навантаженням каскаду є паралельний контур з резонансною частотою

$$\omega_{РЕЗ} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_0}}$$

На низьких та середніх частотах навантаження транзистора практично дорівнює R_n .

Частотна характеристика каскаду з паралельною корекцією наведена на рис.3.8. Форма АЧХ такого каскаду залежить від значення коефіцієнта корекції $m = \frac{L}{C_0 \cdot R_n^2}$, що дорівнює квадрату добротності резонансного контуру. Оптимальна частотна характеристика, що забезпечує найбільше розширення смуги без підйому частотної характеристики, досягається при $m_{оп} = 0,414$. У випадку коли $m > m_{оп}$ на АЧХ виникає підйом. Площа підси-

лення такого каскаду збільшиться

$$П = K_0 \cdot F_B^* = K_0 \cdot F_B \cdot B(m),$$

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

Послідовна індуктивна ВЧ корекція. Каскади на БТ і ПТ з послідовною індуктивною ВЧ корекцією та їх еквівалентні схеми зображені на рис. 3.9. (а,б,в,г).

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

$$C'_0 = \frac{C'_{exx} \cdot C'_{ex}}{C'_{exx} + C'_{ex}}$$

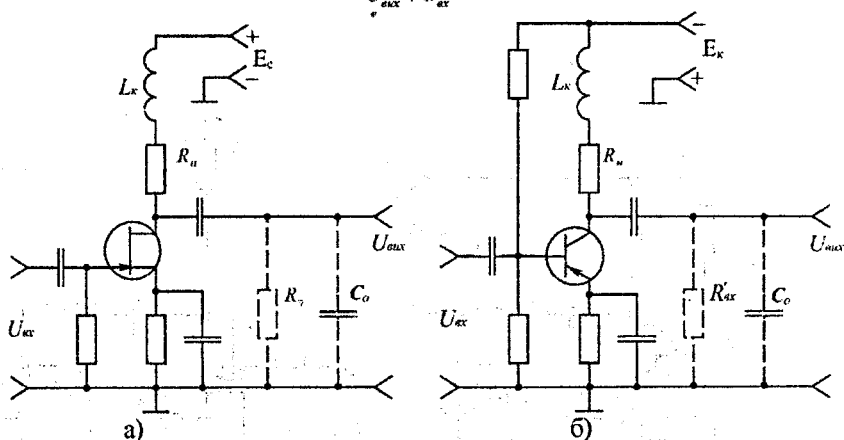


Рисунок 3.6 – Каскади з паралельною індуктивною ВЧ корекцією

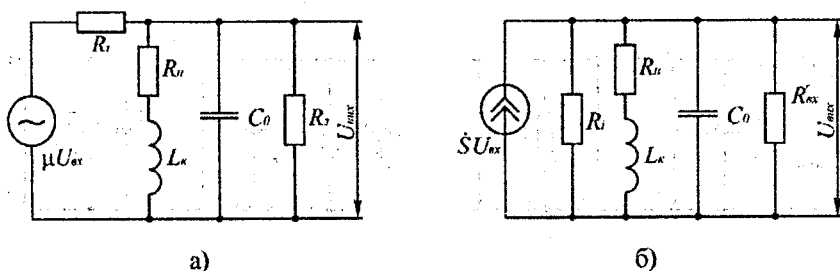


Рисунок 3.7 – Еквівалентні схеми каскадів з паралельною ВЧ корекцією

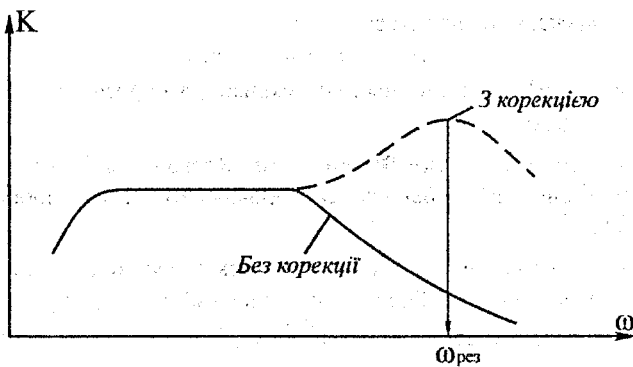


Рисунок 3.8 – АЧХ каскаду з паралельною індуктивною ВЧ корекцією

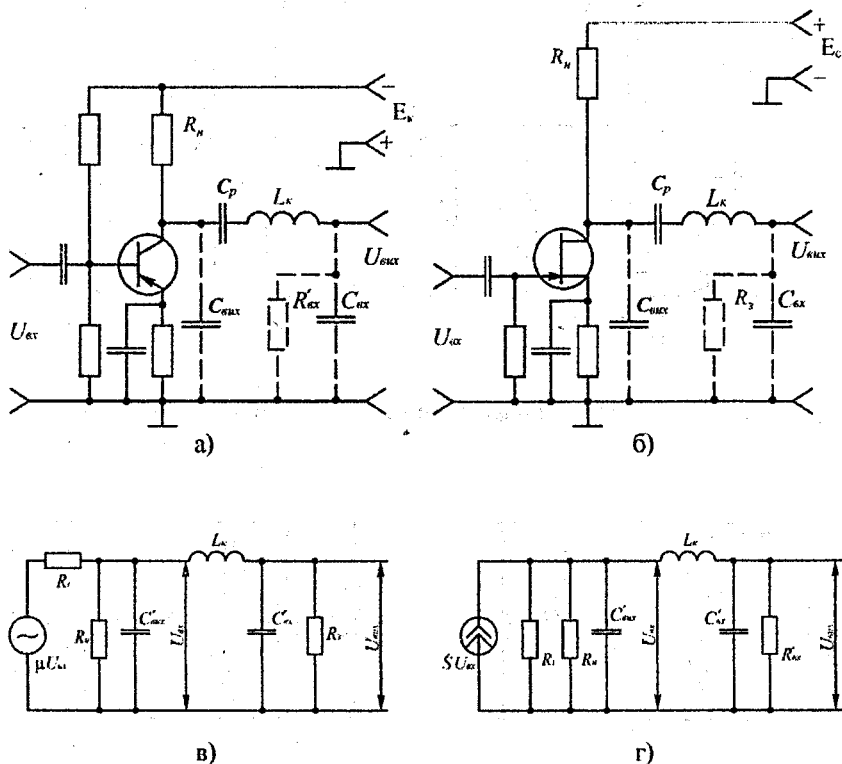


Рисунок 3.9 – Каскади з послідовною індуктивною ВЧ корекцією

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

$$\omega'_{рез} = \frac{1}{\sqrt{L_K C'_0}} > \omega_{рез},$$

що більша ніж у схемі з паралельною ВЧ корекцією (якщо значення L_K однакові). На частоті $\omega'_{рез}$ навантаження каскаду – паралельний контур III виду, який має еквівалентний опір R_{ep} . 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

$$\omega_{посл} = \frac{1}{\sqrt{L_K C'_{ex}}}$$

Для більш ефективного згладжування частотної характеристики підсилювального каскаду паралельно до коригувальної котушки індуктивності L_K підключається шунтувальний опір $R_{ш}(ma)$. Частотні характеристики каскаду з послідовною індуктивною корекцією наведені на рис.3.10. Застосовуючи одночасно паралельну і послідовну ВЧ корекцію (складна корекція), можна досягнути великої 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 малих часів, в результаті чого фронт і спадання імпульсу стають більш крутими. Наявність підйому АЧХ у смузі ВЧ призводить до зростання викиду на ПХ і до додаткових спотворень імпульсу.

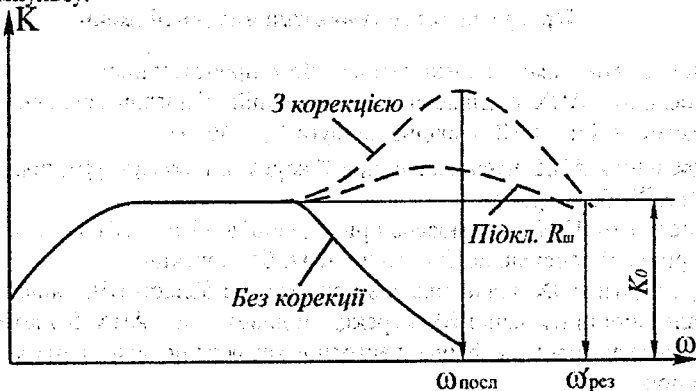


Рисунок 3.10 – АЧХ каскаду з послідовною індуктивною корекцією

Опис лабораторної установки

Лабораторний макет ширококутового підсилювача з ланками ВЧ і НЧ корекції, рис.3.11 являє собою двокаскадний підсилювач на транзисторах VT_1 і VT_2 . 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 L_1 і L_2 в схемах відповідно паралельної і послідовної високочастотної корекції, а також для під'єднання шунтувальних резисторів. За допомогою перемикача S6 під'єднується додатковий конденсатор С9, який імітує дію конденсатора C_0 . Живлення схеми відбувається від джерела напругою +20 В.

Домашнє завдання

1. Вивчити теоретичні положення з даної теми.
2. Ознайомитися зі схемою лабораторної установки і системою комутацій кіл макету.
3. Ознайомитися з приладами і обладнанням, необхідним для проведення досліджень.
4. Розробити методика дослідження АЧХ і ПХ ширококутового підсилювача у відповідності з програмою експериментальних досліджень.

Програма експериментальних досліджень

1. Під'єднати макет і переконатися в його працездатності.
2. Дослідити АЧХ підсилювача без корекції. Діапазон досліджуваних частот 20 Гц – 1 МГц, вхідна напруга $U_{вх} = 300 мВ$.
3. Дослідити АЧХ підсилювача при її корекції в області НЧ, порівняти її з АЧХ без корекції.
4. Дослідити АЧХ підсилювача при корекції 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.

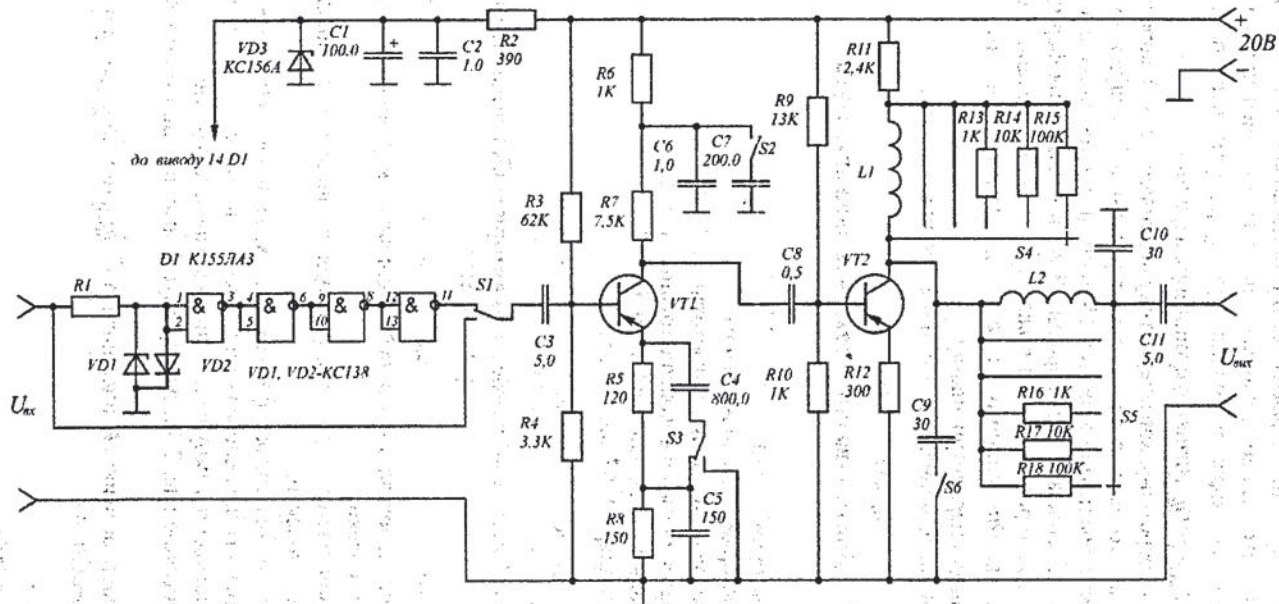


Рисунок 3.11 – Широкопasmовий підсилювач

7. Дослідити перехідну характеристику підсилювача з корекцією спотворень плоскої вершини імпульсу, порівняти її з перехідною характеристикою без корекції. Вхідна напруга $U_{вх} = 4В$, частота вхідного сигналу $F_{вх} = 50Гц$. 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 $U_{вх} = 4В$, частота вхідного сигналу $F_{вх} = 200кГц$. Визначити тривалість фронту і параметри викиду.
9. Провести дослідження, аналогічні п.8 при під'єднанні С9.

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. Алпмітудно-частотна і фазочастотні характеристики дають повну уяву про властивості підсилювача при підсиленні синусоїдальних напруг. Для оцінки властивостей імпульсних підсилювачів, користуються перехідною характеристикою рис. 3.12, яка показує форму вихідного імпульсного сигналу.

Для оцінки властивостей підсилювача за допомогою перехідної характеристики необхідно:

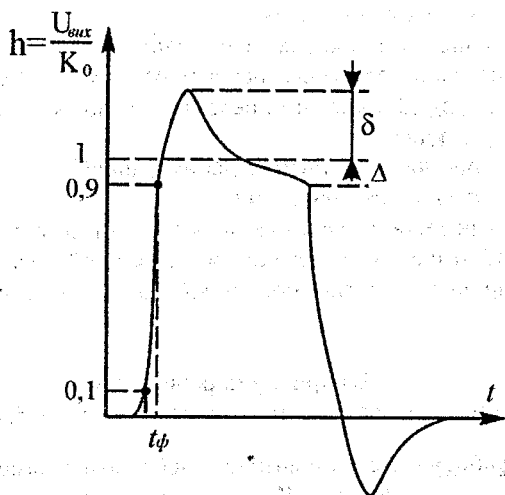


Рисунок 3.12 – Перехідна характеристика

- виміряти і порівняти тривалість фронту t_ϕ прямокутного імпульсу для випадку дії коректувальних ланок і їх відсутності;
- розрахувати коефіцієнт спаду вершини імпульсу

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

- розрахувати коефіцієнт викиду вершини імпульсу

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

Оформлення звіту

Звіт оформлюється відповідно до вимог, які викладені у частині 1.

Контрольні запитання

- Які причини зміни коефіцієнта підсилення в області НЧ?
- Як проводиться корекція частотної характеристики в області НЧ?
- Як обрати параметри елементів коректувальної ланки НЧ корекції?
- Які причини зменшення коефіцієнта підсилення в області ВЧ?
- Як здійснюється корекція АЧХ підсилювача в області ВЧ за допомогою емітерної (втокової) корекції?
- Як обрати параметри елементів коректувальної ланки ВЧ корекції?

- ції (емітерної та витокової)?
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?

Лабораторна робота №4

Дослідження підсилювача на мікросхемі К174УН7

Мета роботи – експериментально дослідити параметри і характеристики підсилювача на МС – К174УН7, з елементами регулювання підсилення, форми АЧХ.

Теоретичні відомості

ІМС К174УН7 являє собою підсилювач потужності низької частоти, номінальної вихідної потужності 4,5 Вт, яка може бути отримана на навантаженні 4 Ом, рис.4.1.

Вхідний каскад ІМС виконаний на складеному транзисторі $VT1, VT2$, навантаження якого служить транзистор $VT3$. 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 $VT14, VT16, VT11, VT12, VT17$ забезпечує вихідний струм до 1 А.

Типова схема ввімкнення даної ІМС зображена на рис.4.2. 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.4.1

Не допускається застосування ІМС без додаткового тепловідводу при потужності в навантаженні більше 0,27 Вт. Тепловий опір від переходу до навколишнього середовища $R_{\text{пер.-нав.с}} = 100^{\circ}\text{C/Вт}$, 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 $C4, C5$, рис.4.2. Допускається експлуатація ІМС К174УН7 при напрузі живлення менше 15В.

Таблиця 4.1

Параметри МС	Значення параметрів	T, °C	Режим вимірювання
$I_{\text{смах}}$, мА	5...20	+25	$U_{\text{вх}} = 0$
K_r , %	2		$U_{\text{вх}} = 0,45 \text{ В}$, $P_{\text{вх}} = 0,05 \text{ Вт}$ $U_{\text{вх}} = 3,16 \text{ В}$, $P_{\text{вх}} = 2,5 \text{ Вт}$
	10 12	+25, +55 +60	$U_{\text{вх}} = 4,25 \text{ В}$, $P_{\text{вх}} = 4,5 \text{ Вт}$, $F = 1 \text{ кГц}$
$U_{\text{вх}}$, В	0,6 ... 5,5	-10...+60	
F_H , Гц	40	+25	
F_B , кГц	20		
$R_{\text{вх}}$, кОм	50		$F = 1 \text{ кГц}$
η , %	50		$P_{\text{вх}} = 4,5 \text{ Вт}$, $F = 1,0 \text{ кГц}$

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.4.3. Графіки залежностей коефіцієнта гармонік від вихідної потужності, $K_r = \gamma(P_{\text{вх}})$, і від частоти вхідного сигналу, $K_r = \gamma(f)$, зображені відповідно на рис.4.4, а та 4.4,б.

Опис лабораторної установки

Лабораторний макет являє собою підсилювач потужності на основі ІМС К174УН7 рис.4.5, в макеті забезпечена можливість здійснення регулювання форми АЧХ в області верхніх і нижніх частот. Регулювання здійснюється резисторами R_{11} і R_{12} . Регулювання рівня вхідного сигналу здійснюється резистором R_1 . Перемикач S_1 дозволяє вмикати різні значення опорів навантаження R_{13} і R_{14} . Регулятор форми АЧХ реалізує принципи зміни АЧХ за рахунок дії частотно-залежного зворотного зв'язку, який утворюється конденсаторами C_8 , C_9 .

Домашнє завдання

1. Вивчити схему ІМС К174УН7, її параметри, типову схему ввімкнення і схему лабораторного макета.
2. Розробити методику визначення вихідної потужності $P_{\text{вх}}$, споживаної P_0 , ККД.
3. Розробити методику визначення глибини регулювання підсилення і форми АЧХ.

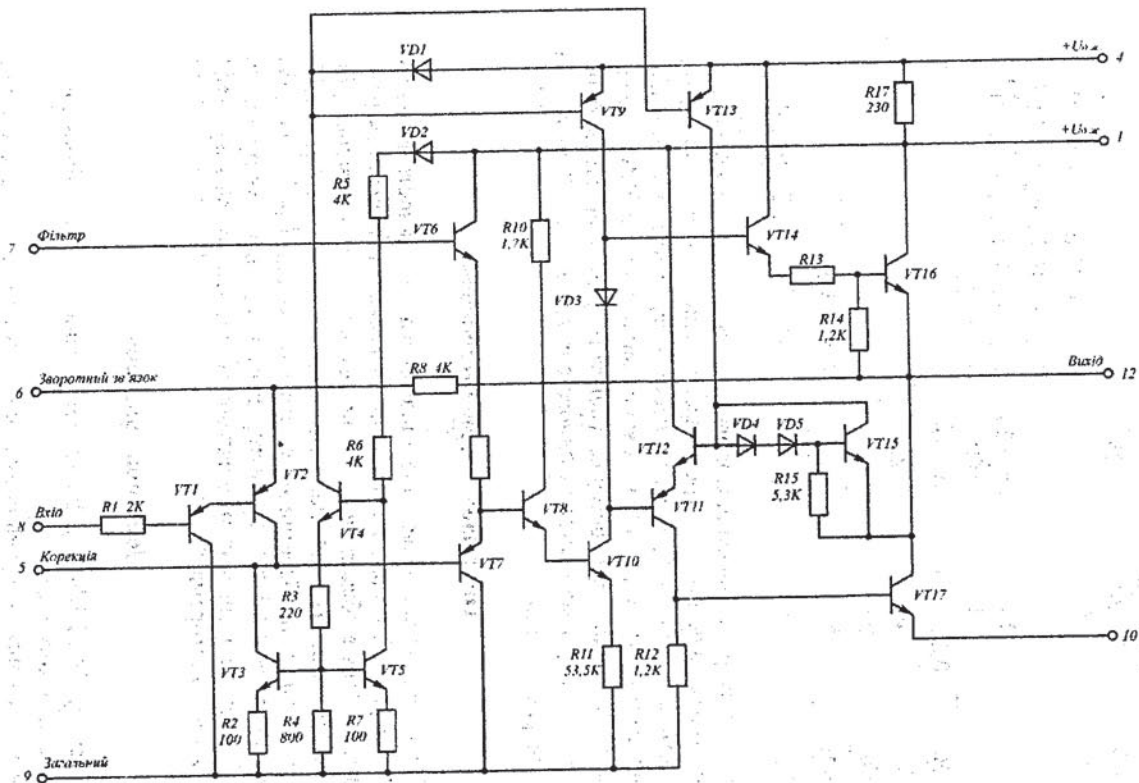


Рисунок 4.1— ИМС К174УН7

Програма експериментальних досліджень

1. Ввімкнути макет і переконатися 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 споживчу потужність, ККД і коефіцієнт підсилення по напрузі при різних опорах навантаження.
6. Визначити залежність вихідної потужності від частоти $P_{\text{внх}} = \gamma(F)$. На основі отриманих результатів визначити смугу пропускання підсилювача на рівні 3 дБ.
7. Дослідити ефективність регулювання форми АЧХ в НЧ і ВЧ областях і регулювання підсилення. Визначити глибину регулювання.

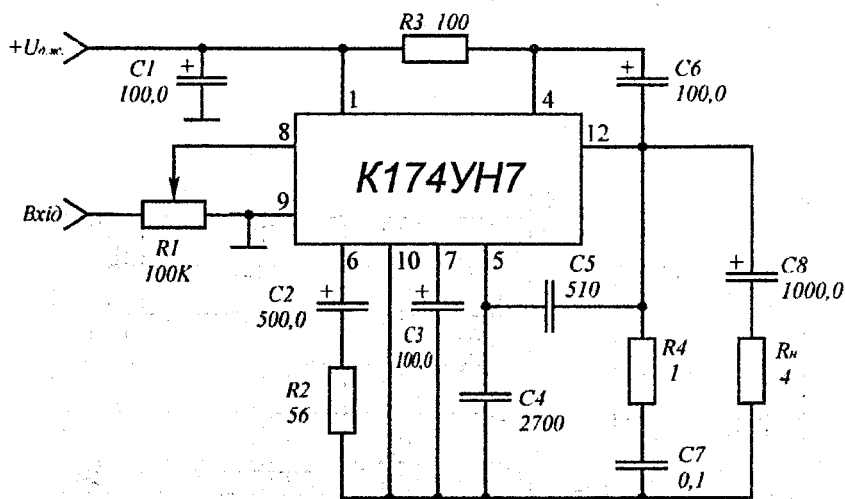


Рисунок 4.2 – Типове ввімкнення ІМС К174УН7

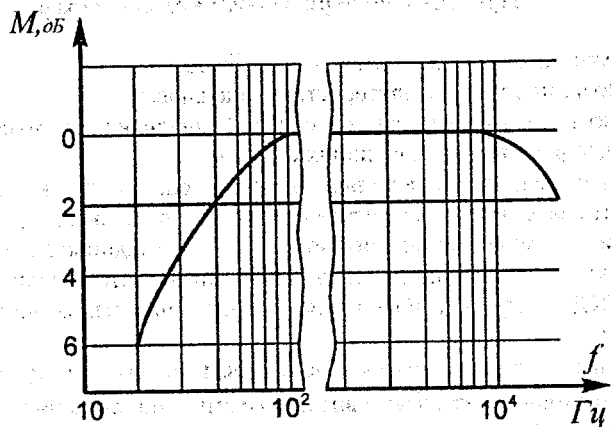


Рисунок 4.3 – Залежність $M = \gamma(f)$ ІМС К174УН7

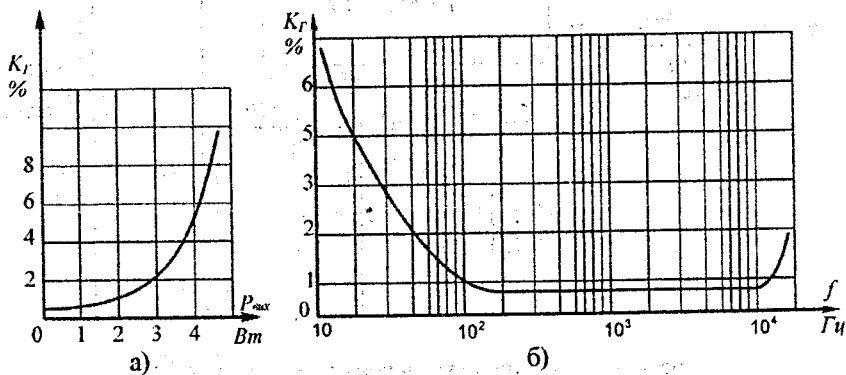


Рисунок 4.4. – Графіки залежностей $K_r = \gamma(P_{\text{max}})$ і $K_r = \gamma(f)$ ІМС К174УН7

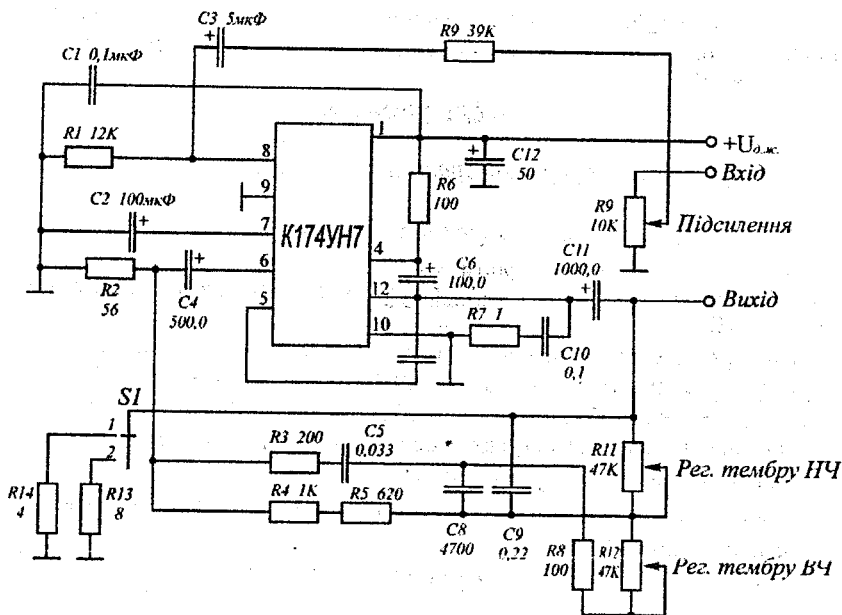


Рисунок 4.5 – Лабораторний макет

Досліджувальна і вимірювальна апаратура

1. Лабораторний стэнд.
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 розрахунків

Вихідну (коливальну) потужність визначити з виразу $P_{\text{вих}} = \frac{U^2_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}$; споживчу 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 $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} \cdot 100\%$.

Короткі методичні вказівки до вимірювань і опрацювання результатів

При проведенні вимірювань параметри сигналів обирають у відповідності до запропонованих в табл.4.1. Отримані результати порівняти із значеннями в табл. 4.1.

Оформлення звіту

Оформлюють звіт у відповідності до вимог, викладених в частині 1.

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 $R_{1\min} = 1,0 \text{ кОм}$?
6. Як визначити частотні спотворення M_s каскаду на ІМС, якщо відомі граничні частоти?

Лабораторна робота №5

Дослідження диференціального каскаду з генератором стабільного струму

Мета роботи – вивчити принципи функціонування, 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 навантаженням R_{H1} та R_{H2} (рис.5.1).

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 $U_{ex.1} = U_{ex.2}$, при повній симетрії плечей, тобто балансу мосту, потенціали колекторів $VT1$ і $VT2$ однакові й вихідна напруга дорівнює нулю

$$U_{вих} = U_{вих.1} - U_{вих.2} = 0.$$

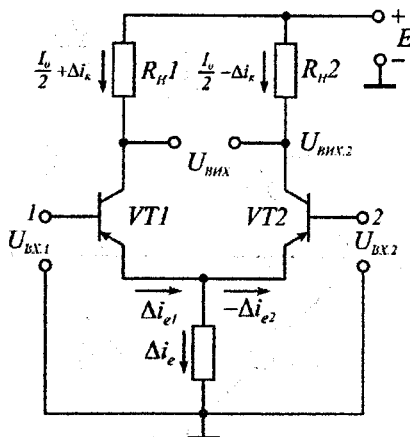


Рисунок 5.1 – Диференціальний каскад

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 $\Delta_{\text{вих}} \neq 0$, 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. 5. 2).

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

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

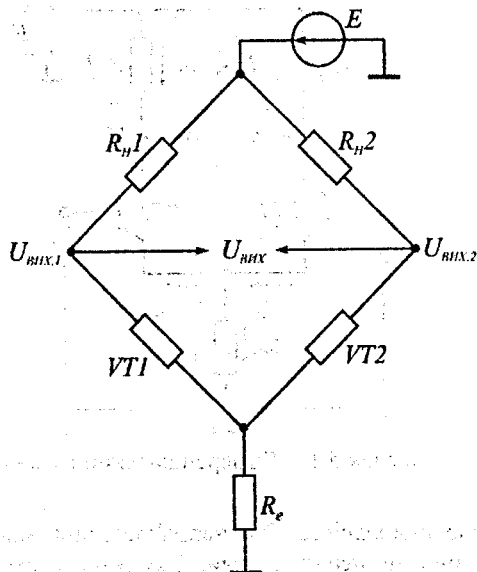


Рисунок 5.2 – Еквівалентна схема ввімкнення ДК

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

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

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

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 $-U_{вх}$, то транзистор відкривається, збільшуються його колекторний та емітерний струми, що зменшує потенціал колектора $VT1$ $\Delta U_{вих} = \Delta i_{к.} R_{н}$ і збільшує потенціал емітерів $VT1$ і $VT2$ $\Delta U_e = \Delta i_e R_e$.

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

$$\Delta U_{\text{бс.1}} = -U_{\text{ах}} - (-\Delta U_{\text{е}}) = -U_{\text{ах}} + \Delta U_{\text{е}},$$

$$\Delta U_{\text{бс.2}} = 0 - (-\Delta U_{\text{е}}) = \Delta U_{\text{е}}.$$

За такої зміни потенціалів робоча точка транзистора $VT2$ зміщується у напрямі напруги відсікання, тобто протилежному зміщенню $VT1$. При досить великих значеннях $R_{\text{е}}$ можна вважати, що

$$\Delta U_{\text{е}} \approx -\frac{U_{\text{ах}}}{2},$$

що зумовлює

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

$$\Delta U_{\text{бс.2}} \approx \frac{U_{\text{ВХ}}}{2}.$$

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

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

$$K_{\text{п.1}} = \frac{\Delta U_{\text{вих.1}}}{\Delta U_{\text{ах}}},$$

$$K_{\text{п.2}} = \frac{\Delta U_{\text{вих.2}}}{\Delta U_{\text{ах}}}.$$

Диференціальний коефіцієнт підсилення каскаду незалежно від способу подання вхідного сигналу

$$K_{\text{Д}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{ах}}}.$$

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

можна показати, що

$$K_{\text{д}} = K_{n.1} + K_{n.2}$$

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

$$K_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{вих.сф}}}{U_{\text{вх.сф}}}$$

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_e 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 Δi_e транзистора $VT1$. Але тільки якщо $R_e = \infty$, отримаємо $\Delta i_{e.1} = -\Delta i_{e.2}$, і можна вважати, що відгалуженням частини струму Δi_e до опору R_e 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

$$K_{n.1} = \frac{\Delta U_{\text{вих.1}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \approx \frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_{n1}}{h_{11e}}$$

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

$$K_{\text{д}} = \frac{\Delta U_{\text{ВНХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \approx h_{21e} \frac{R_{n1}}{h_{11e}}$$

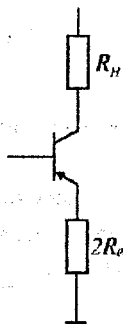


Рисунок 5.3 – Еквівалентна схема ДК для синфазного сигналу

Еквівалентну схему ДК для синфазного сигналу можна розглядати як схему з резистором $2R_e$ у колі зворотного зв'язку (рис.5.3), тому коефіцієнт передачі синфазного сигналу одним плечем схеми

$$K_{\text{сф}} \approx \frac{R_{\text{нл}}}{R_e}$$

Цей вираз може використовуватись для визначення опору R_e .

ДК може використовуватись як фазоінверторний каскад, для цього необхідно замкнути на нуль вхід 3, лишивши 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 $U_{\text{бe}}$ 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

$$\frac{\Delta i_{\text{к.1}}}{\Delta i_{\text{к.2}}} \approx -\frac{\Delta i_{e,1}}{0,5 \cdot I_0} = \frac{i_{e,1} - i_{e,2}}{i_{e,1} + i_{e,2}} \quad (5.1)$$

Відомо, що струм емітера є експоненціальною функцією напруги $U_{\text{бe}}$:

$$i_e \approx -I_s \exp\left(\frac{U_{\phi\epsilon}}{\varphi_T}\right),$$

де I_s - зворотний струм насичення, φ_T - температурний потенціал $\varphi_T = 0,025 \text{ В}$.

Напряга $U_{\phi\epsilon}$ першого транзистора $U_{\phi\epsilon,1} = U_{\alpha\kappa,1} - U_e$, а другого $U_{\phi\epsilon,2} = U_{\alpha\kappa,2} - U_e$. У випадку симетрії схеми $U_{\phi\epsilon,1} = 0,5 \cdot U_D - U_e$; $U_{\phi\epsilon,2} = 0,5 \cdot U_D - U_e$, де $U_D = U_{\alpha\kappa,1} - U_{\alpha\kappa,2}$ - диференціальна різницева напруга.

Підставляючи значення напруг $U_{\phi\epsilon,1}$ та $U_{\phi\epsilon,2}$ у вираз для емітерного струму, отримаємо емітерні струми $i_{e,1}$ та $i_{e,2}$. Підставляючи їх у вираз (5.1), отримаємо

$$\Delta i_{\kappa,1} = 0,5 I_0 \tanh\left(\frac{U_D}{2\varphi_T}\right) \quad (5.2)$$

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

Із виразу (5.2) випливає, що диференціальний каскад можна використовувати як амплітудний обмежувач. Наприклад, при

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

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

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

Як вже зазначалося, збільшення резистора R_e необхідне для покращення симетрії схеми ДК. Але в той же час зрозуміло, що збільшення 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.5.4) і можуть використовуватись як нелінійні еквівалентні високоомні навантажувальні опори або джерела фіксованих

навантажувальні опори або джерела фіксованих струмів.

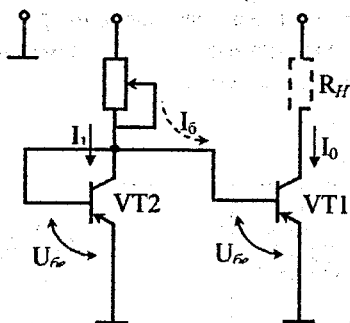


Рисунок 5.4 – ДК з генератором стабільного струму

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 відношення 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 $U_{be.2}$ за рахунок зміни резистора R виникає можливість змінювати струм I_0 , який у свою чергу задає режими транзисторів ДК і зумовлює підсилення ДК.

Опис лабораторної установки

Лабораторний макет (рис.5.5) являє собою ДК, виконаний на двох $n-p-n$ транзисторах $VT1$ і $VT2$, в емітерне коло яких ввімкнено генератор стабільного струму на транзисторах $VT3$ та $VT4$. У макеті використані транзистори КТ315Б.

Для зміни напруги на базах $VT1$ та $VT2$, струму ГСС, використовуються змінні резистори $R6$, $R4$ та $R9$. Вимикачі $S1$ та $S2$, гнізда $KT5 - KT8$ дозволяють під'єднати амперметри, необхідні для дослідження струмів ГСС. Вимикач $S3$ служить для ввімкнення напруги живлення. Макет дозволяє прикласти сигнал у відповідну точку схеми, дослідити його, а також реалізувати певне ввімкнення схеми.

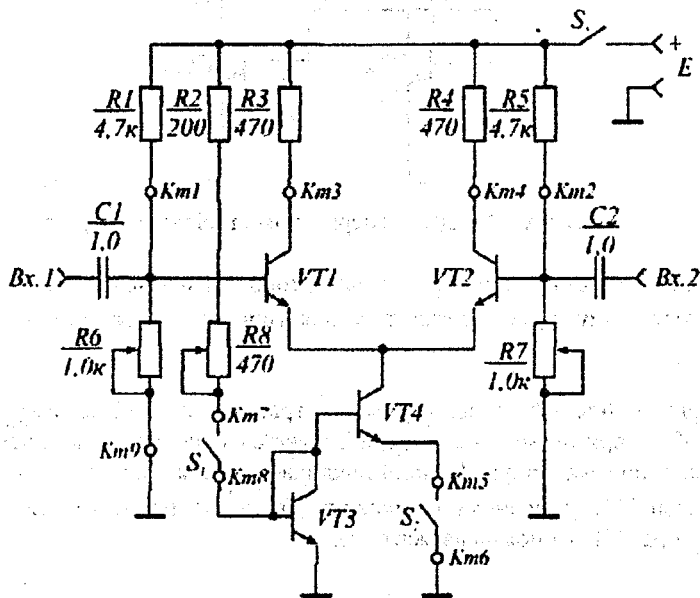


Рисунок 5.5 – Лабораторний макет ($VT1 - VI4 - KT315B$)

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 методика дослідження основних параметрів ДК, тобто коефіцієнтів підсилення.
5. Визначити параметри транзистора $KT315B$.
6. Розрахувати коефіцієнти підсилення для плечового та диференціального ввімкнення.

7. Розрахувати вхідний опір для симетричної та несиметричної схем ввімкнення.

8. При $I_{ко} = 1,0 \text{ мА}$; $U_{ке} = 4 \text{ В}$ визначити статичний та динамічний опори для транзистора КТЗІ5Б.

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 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_c . 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-І02.
4. Вольтметр універсальний В7-2ІА.
5. Мілівольтметр В3-38 або В3-39.
6. Осцилограф СІ-67 або СІ-86.

Короткі методичні вказівки до розрахунків

При визначенні вхідного опору у випадку несиметричного входу він дорівнює h_{11e} .

Короткі методичні вказівки до вимірювань та опрацювання результатів

Балансування схеми слід проводити без 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.

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

Вивчаючи схему амплітудного обмежувача, треба дослідити лінійну ділянку його амплітудної характеристики, для цього слід подавати на вхід мінімальну напругу $1...2$ мВ на частоті 1 кГц. 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_p , тобто опору ГСС змінному струму.

Оформлення звіту

Звіт оформляють відповідно до вимог, викладених у частині 1.

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?

Лабораторна робота №6

Дослідження активних частотних фільтрів і фазообертача на основі операційних підсилювачів (ОП)

Мета роботи – експериментально дослідити характеристики активних частотних фільтрів і фазообертача на основі ОП, вивчити

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 $|K_n(j\omega)|$ малий, а в ідеальному випадку дорівнює нулю.

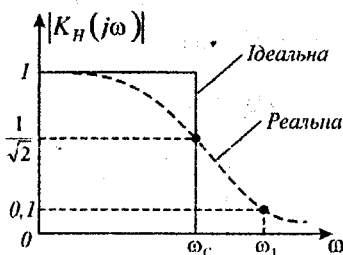


Рисунок 6.1 - АЧХ фільтра нижніх частот

На рис.6.1 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 $\omega_1 \dots \omega_c$, ω_1 - частота, на якій модуль $|K_n(j\omega)|$ (зменшується в задане число разів, наприклад, у 10 разів; ω_c - частота зрізу).

Передаюча функція реалізованого 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; $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$; $m < n$; коефіцієнт n - визначає порядок фільтра.

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

Найбільш популярний спосіб побудови фільтра із заданою передаючою функцією n -го порядку - це з'єднання між собою каскадно окремих вузлів. При цьому важливо, щоб вузли не впливали один на одного, не змінювали власні передаючі функції. ОП із зовнішнім негатив-

ним зворотним зв'язком (НЗЗ) можна використати для реалізації невзаємодійних ланок складних фільтрів.

Фільтри нижніх частот

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

Фільтри Баттерворта мають монотонну АЧХ, подібну до зображеної на рис.6.1, яка описується виразом:

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

де $n = 1, 2, 3, \dots$ - порядок фільтра.

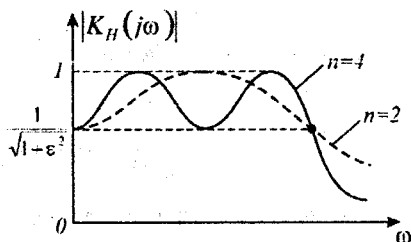


Рисунок 6.2 – АЧХ фільтра Чебишова

АЧХ фільтра Чебишова (рис.6.2) містить пульсації в смузі пропускання та монотонна в смузі затримання. АЧХ описується як

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

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

$$C_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cos\left(n \cdot \arccos\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) - \text{поліном Чебишова першого роду степені } n; n = 1, 2, 3, \dots$$

Фільтр Чебишова 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 Чебишова 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.6.3.

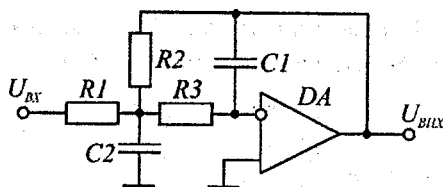


Рисунок 6.3 – ФНЧ з БЗЗ

Елементи схеми можна визначити зі співвідношень:

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

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

$$R_2 = \frac{2(K+1)}{[BC_2 + \sqrt{B^2 C_2^2 - 4CC_1 C_2 (K+1)}] \rho_c};$$

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

де K - коефіцієнт підсилення на частоті $\omega = 0$; B та C - табличні коефіцієнти [23].

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

На рис.6.4 показано схему ФНЧ на ДНУН, яка в смузі пропускання не інвертує фазу сигналу. Елементи схеми визначають з виразів:

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

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

$$R_1 = \frac{2}{[BC_2 + \sqrt{[B^2 - 4C(K-1)]C_2^2 - 4CC_1 C_2}] \omega_c};$$

$$R_2 = \frac{1}{CC_1 C_2 R_1 \omega_c^2};$$

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

де K - коефіцієнт підсилення ФНЧ на частоті $\omega = 0$; B, C - табличні коефіцієнти [23]. Резистори R_3 та R_4 задаються таким чином, щоб мінімізувати зміщення за постійним струмом ОП.

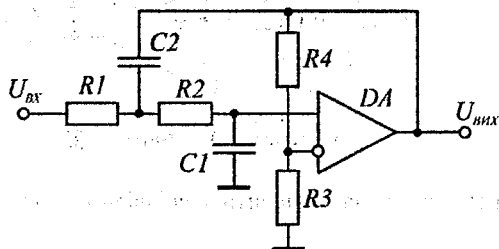


Рисунок 6.4 – ФНЧ на ДНУН

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

Для реалізації інверсних Чебишова та еліптичних ФНЧ використовують інші схемні вирішення [23]. АЧХ інверсного фільтра Чебишова монотонна в смузі пропускання і не має пульсації у смузі затримання.

Фільтри верхніх частот

Передаточну функцію фільтра верхніх частот (ФВЧ) з частотою зрізу можна одержати з передаточної 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.6.5.

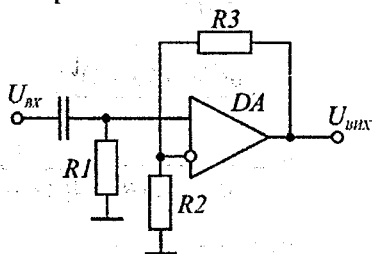


Рисунок 6.5 – ФВЧ першого порядку

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 $n \geq 3$ касадно з'єднуються ФВЧ (рис.6.5) та ФВЧ другого порядку, методику розрахунку яких можна знайти в [23].

Фільтр з БЗЗ, який реалізує функцію ФВЧ другого порядку, зображено на рис.6.6.

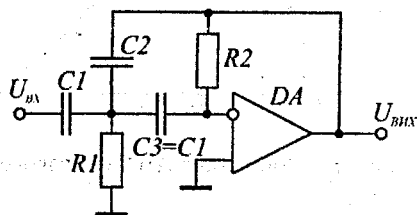


Рисунок 6.6 – ФВЧ другого порядку

Елементи ФВЧ розраховуються за формулами:

$$C_1 = \frac{10}{f_c [\Gamma_{\text{д}}]} [к\Gamma_{\text{д}}] - \text{переважно};$$

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

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

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

де K - коефіцієнт підсилення на частоті $\omega \gg \omega_c$; B, C - табличні коефіцієнти [23].

Смугові фільтри

Смугові фільтри (СФ) на ОП мають нормовану АЧХ (рис.6.7), 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 Чебишова пульсує у смузі пропускання. У випадку інверсного СФ Чебишова АЧХ пульсує за межами смуги пропускання в обидва боки. АЧХ еліптичних СФ пульсує по всій смузі частот.

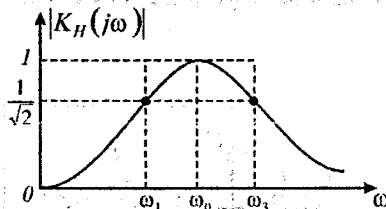


Рисунок 6.7 – Нормована АЧХ смугового фільтра на ОП

СФ Баттерворта та Чебишова 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.6.8.

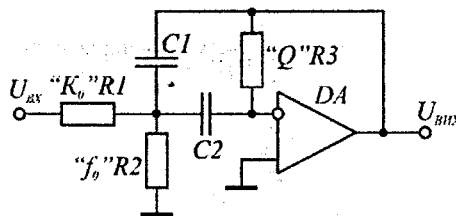


Рисунок 6.8 – Смуговий фільтр з БЗЗ

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

Фазообертач на ОП має незмінну АЧХ, але ФЧХ його змінюється залежно від значення резистора (рис. 6.9).

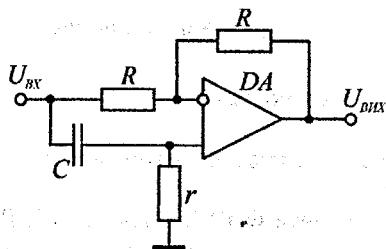


Рисунок 6.9 – Фазообертач на основі ОП

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

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

$$\text{де } f_0 = \frac{1}{2\pi r C}.$$

Якщо r змінюється від 0 до ∞ , то зсув фази змінюється від 0 до 180°. Виведення цих формул можна знайти в [23].

Опис лабораторної установки

Лабораторний макет (рис. 6.10) містить у собі підсилювач, ФНЧ, ФВЧ, СФ та фазообертач, які зібрані на семи ОП.

Напруга $U_{\text{вх}}$ 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 (DA6); 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 вимірвальну апаратуру до контрольних точок X3–X5. Резис-

тор $R19$ 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 Чебишова на ДНУН другого порядку ($K = 1, K = 0,5$ дБ - нерівномірність у смузі пропускання, $f_c = 1000$ Гц), ФНЧ Чебишова 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 одержані 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 вимірвальну 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. Зняти АЧХ і ФЧХ ФНЧ.

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

3.2. Зняти АЧХ і ФЧХ ФНЧ четвертого порядку.

4. Зняти АЧХ і ФЧХ ФВЧ.

4.1. Зняти АЧХ і ФЧХ ФВЧ першого порядку.

4.2. Зняти АЧХ і ФЧХ ФВЧ третього порядку.

5. Користуючись результатами пп. 3, 4, знайти частоту зрізу та нахил АЧХ фільтрів, коефіцієнт підсилення у смузі пропускання.

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

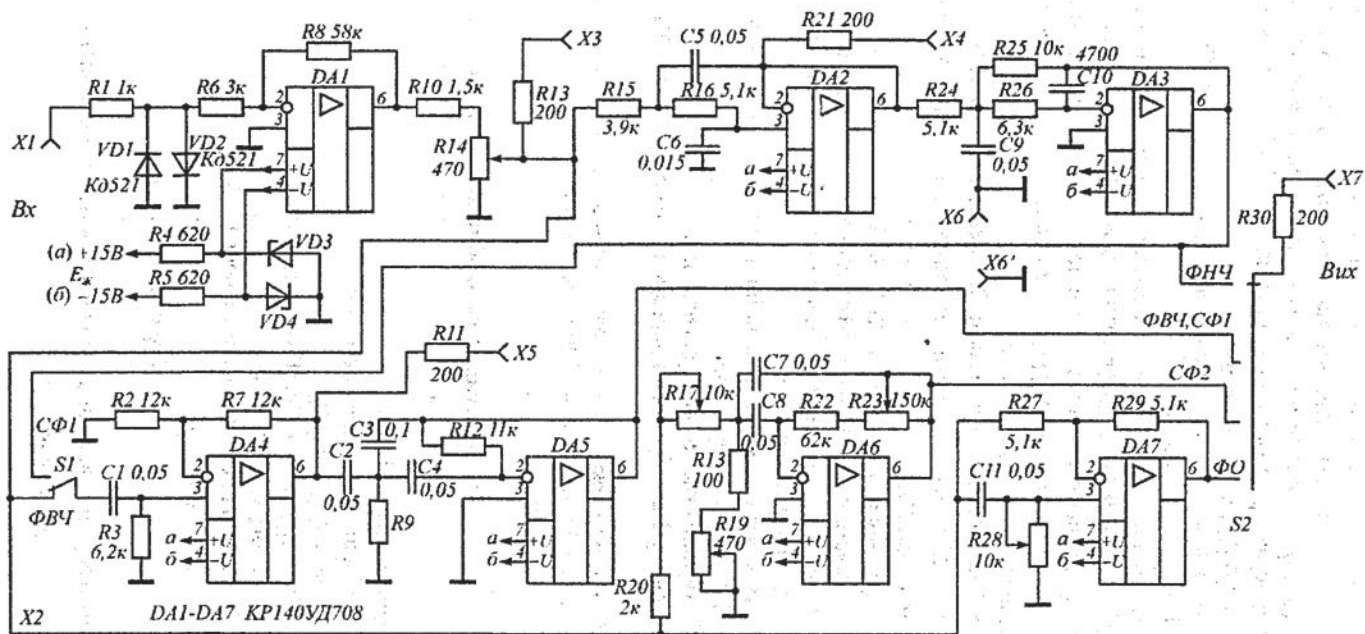


Рисунок 6.10 – Лабораторный макет

7. Встановити на макеті рівень вхідної напруги 5В. Упевнитись, що напруга на вході фільтрів спотворена, встановити її рівною 200мВ.

8. Змінюючи дискретно частоту вхідного сигналу (20Гц, 500Гц, 1кГц, 5кГц), нарисувати осцилограми напруг на виході ФНЧ четвертого порядку, ФВЧ третього порядку.

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

9.1. Поставити в середнє положення потенціометри $R17$ ("К") та $R19$ ("f"). Зняти залежність частоти настрійки від опору резистора $R19$.

9.2. Встановити резистор $R19$ в положення, коли частота настрійки СФ2 $f_0 = 600$ Гц. Зняти залежність коефіцієнта підсилення K_0 СФ2 від опору резистора $R14$.

9.3. Підтримуючи резистором $R19$ центральну частоту $f_0 = 600$ Гц, а резистором $R14 - K_0 = 5$, зняти залежність смуги пропускання СФ2 від опору резистора $R23$.

10. Встановити резистори $R17$, $R23$ в середнє положення. Резистором $R19$ настроїти СФ2 на частоту 500 Гц. Встановити режим згідно з п.7, нарисувати осцилограми вхідної та вихідної напруг СФ2 у смугі пропускання та у смугі затримання.

11. Виміряти коефіцієнт нелінійних спотворень напруги на вході та виході СФ2 у смугі пропускання.

12. Встановити вхідний сигнал згідно з п.2. Встановити резистор $R28$ активного фазообертача в середнє положення, зняти ФЧХ фазообертача.

13. Зняти залежність зсуву фази, який вносить фазообертач, від опору резистора $R28$ на частотах 100 Гц та 10 кГц.

Досліджувальна та вимірювальна апаратура

1. Лабораторний макет.
2. Лабораторне джерело живлення.
3. Генератор НЧ ГЗ-108.
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 частині 1.

Контрольні запитання

1. Які основні переваги використання ОП в активних частотних фільтрах?
2. Які класи частотних фільтрів вам відомі?
3. Поясніть, який існує зв'язок між АЧХ та ФЧХ активних частотних фільтрів?
4. Чому фільтр Баттерворта має кращу лінійну ФЧХ порівняно з іншими розглянутими фільтрами?
5. Які параметри характеризують АЧХ активних частотних фільтрів?
6. Чому можливі відмінності знятих АЧХ фільтрів макета від АЧХ, які наведені в літературі?
7. Нарисуйте схеми активних ФНЧ, ФВЧ, СФ з БЗЗ.
8. Нарисуйте схеми активних ФНЧ, ФВЧ, СФ на ДНУН.
9. Поясніть форму вихідних напруг фільтрів при виконанні п.9 цієї роботи.
10. Як знайти нахил АЧХ фільтра у смузі затримання?
11. Чому коефіцієнт гармонік вихідної напруги СФ2 нижчий, ніж напруги на вході (у п. 12 даної роботи)?
12. Які основні вимоги ставляться до елементів схеми при розробці високостабільних активних фільтрів?
13. В якому положенні повзунка резистора R28 зсув фази між вихідною та вхідною напругами фазообертача дорівнює 180° ? Чому?

ЛІТЕРАТУРА

1. Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Лабораторний практикум. Частина 2. – Вінниця: ВДГУ, 2001.
2. Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Лабораторний практикум. – Вінниця: ВДГУ, 2001.
3. Воллернер Н.П. Радиоприемные пристрої – Київ: Вища школа, 1993.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.-М.: Мир, 1993.
5. Сухов М.Е та ін. Схемотехніка високоякісного звуковідтворення. – Київ: Техніка, 1992.
6. Рудик В.Д. Конспект лекцій до курсу “Аналогові електронні пристрої”. – Вінниця: ВПІ, 1991.
7. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. – М.: Мир, 1991.
8. Рудик В.Д., Кононов С.П. Методичні вказівки лабораторного практикуму з курсу “Аналогові електронні пристрої”. – Вінниця: ВПІ, – 1991.
9. Терещук Р.М. и др. Полупроводниковые приемно–усилительные устройства. Справ. радиолюбителя. – Киев.: Наук. думка, 1989.
10. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. – М.: Мир, 1988.
11. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985.
12. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. – Киев: Техника, 1983.
13. Достал И. Операционные усилители. – М.: Мир, 1982.
14. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Сов. радио, 1979.
15. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977.
16. Екимов В.Д., Павлов К.М. Проектирование радиоприемных устройств. – М.: Связь, 1970.
17. Екимов В.Д., Павлов К.М. Радиоприемные устройства. – М.: Связь, 1975.
18. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – Л.: Энергия, 1972.
19. Радиоприемные устройства / Под ред. Н.В. Боррова – М.: Совр. радио, 1971.
20. Радиоприемные устройства / Под ред. В.И. Сифорова. – М.: Совр. радио, 1974.
21. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник / Под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
22. Трохименко Я.К. Радиоприемные устройства на транзисторах. – Киев, Техника, 1972.
23. Джонсон Д. и др. Справочник по активным фильтрам / Пер. с англ.М.: Энергоатомиздат, 1983.

Навчальне видання

Вадим Данилович Рудик,
Микола Артемович Шутило

**АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ЕЛЕКТРОННІ
ПРИСТРОЇ**
Лабораторний практикум
Частина 3

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор С.А. Малішевська

Навчально-методичний відділ ВДТУ
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК №746 від 25.12.2001
20021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ

Підписано до друку *23.12.2002р.*

Формат 29,7x42 $\frac{1}{4}$

Друк різнографічний

Тираж *100* прим.

Зам. № *2002-243*

Гарнітура Times New Roman

Папір офсетний

Ум. друк. арк. *2.61*

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК №746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95