

Савицький А. Ю., Семенов А. О., Воловик А. Ю.

Пристрої приймання та передавання сигналів: Лабораторний практикум

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Савицький А. Ю., Семенов А. О., Воловик А. Ю.

Пристрої приймання та передавання сигналів: Лабораторний практикум

Електронний практикум

Вінниця
ВНТУ
2026

УДК 621.391
С13

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 10 від 26.02.2026 р.)

Рецензенти:

Д. Х. Штофель, кандидат технічних наук, доцент

Д. В. Михалевський, доктор технічних наук, професор

А. П. Саміла, доктор технічних наук, професор

Савицький, А. Ю.

С13 Пристрої приймання та передавання сигналів: Лабораторний практикум : практикум [Електронний ресурс] / Савицький А. Ю., Семенов А. О., Воловик А. Ю. – Вінниця : ВНТУ, 2026. – (PDF, 134 с.)

Лабораторний практикум присвячено матеріалам курсу з дисципліни «Пристрої приймання та передавання сигналів» для здобувачів вищої освіти, що навчаються за спеціальністю “Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка” денної та заочної форм навчання.

Мета лабораторного практикуму – надати здобувачам вищої освіти можливість більш детально вивчити аудиторний матеріал і підготуватися до іспиту, а також застосувати отримані знання для подальшої фахової роботи.

Перелік та зміст тем відповідає програмі вказаної вище дисципліни.

УДК 621.391

Зміст

Лабораторна робота 1	
Моделювання підсилювальних пристроїв у MicroCap	4
Лабораторна робота 2	
Моделювання генераторів із зовнішнім збудженням за допомогою MicroCap	23
Лабораторна робота 3	
Моделювання транзисторного автогенератора.....	51
Лабораторна робота 4	
Частотна модуляція.....	64
Лабораторна робота 5	
Дослідження входних кіл пристроїв приймання сигналів.....	84
Лабораторна робота 6	
Резонансний підсилювач проміжної частоти і амплітудний детектор.....	99
Лабораторна робота 7	
Дослідження параметрів і характеристик підсилювачів проміжної частоти	121
ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	133

Лабораторна робота 1

Моделювання підсилювальних пристроїв у Micro-Cap

Мета роботи: вивчення можливостей системи схемотехнічного моделювання Micro-Cap на прикладі однокаскадного підсилювача.

Опис роботи

Виконання лабораторної роботи базується на системі схемотехнічного моделювання Micro-Cap.

Для моделювання під час виконання роботи пропонується однокаскадний підсилювач (рис. 1.1).

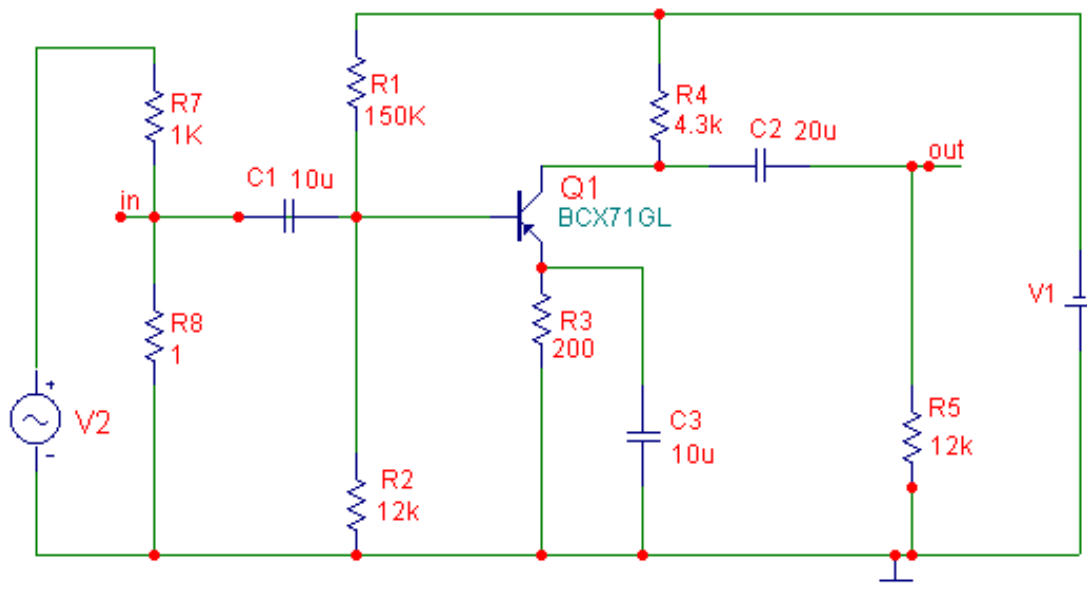


Рисунок 1.1 – Схема моделювання підсилювального каскаду

Схема являє собою підсилювальний каскад змінної напруги на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою зі спільним емітером (БТ з СЕ).

R1, R2 – забезпечують робочу точку каскаду в класі «А».

R4 – колекторне навантаження транзистора;
R3, C3 – елементи температурної стабілізації коефіцієнта підсилення (K_u);
R3 – забезпечує від’ємний обернений зв’язок (ВЗЗ) за постійним струмом колектора;
C3 – блокує ВЗЗ за змінною складовою струму колектора;
C1, C2 – розділові конденсатори. Перешкоджають проходженню постійної складової зі схеми підсилювача у зовнішнє коло і навпаки;
R5 – навантаження каскаду;
R7, R8 – дільник вхідної напруги;
V1 – джерело живлення 12V;
V2 – джерело сигналу.

Порядок виконання роботи

1. Складання схеми

Запустити програму MicroCap. Скласти схему (рис. 1.1). Для цього створити новий файл шляхом послідовного вибору таких підпунктів меню: **File > New > Schematic > OK**. Розставте відповідні елементи, для чого нажміть піктограму установаження компонентів.

Потім перейдіть в меню: **Component > Analog Primitives > Passive Components**. Після цього виберіть в меню **Resistor** – резистор, в меню **Capacitor** – конденсатор, в меню **Active Devices** – р-п-р транзистор. Для вказаних елементів необхідно заповнити два параметри VALUE – значення (наприклад, для резистора 100 Ом) і PART – позиційне позначення на схемі, а для транзистора – PART і MODEL, які вибираються в правому додатковому вікні. Решта параметрів в цьому завданні залишаються вільними.

Одиницю вимірювання можна не вказувати, оскільки в системі Micro-Cap автоматично враховано, що ємність вимірюється в фарадах, а індуктивність – в генрі.

Після числового значення допустимо (де це необхідно) вказати лиш приставку. В табл. 1.1 наведено відповідність приставок і позначень, прийнятих в програмі Micro-Cap. Водночас потрібно пам'ятати, що пробіл між числом і приставкою недопустимий.

Таблиця 1.1 – Таблиця відповідності позначень десяткових множників

Приставка	Піко	Нано	Мікро	Мілі	Кіло	Мега	Гіга
Позначення в програмі	P	N	U	M	K	Meg	G

Поворот вибраного елемента здійснюється таким чином: стрілка-курсор миші суміщається з зображенням об'єкта, а потім, натиснувши на ліву кнопку миші і не відпускаючи її, натискається права кнопка.

Встановити джерело живлення, використовуючи такий шлях: **Component > Analog Primitives > Waveform Sources > Battery** (джерело живлення – 12V).

Встановити джерело сигналу, використовуючи такі команди: **Component > Analog Primitives > Waveform Sources > Sine source**. Вкажіть ім'я джерела – **sin**, решта параметрів джерела задаються в наступному розділі. Вихід з режиму розташування елементів, – натискання клавіші **Esc**.

Скласти елементи за допомогою піктограми .

Виділення і переміщення елементів здійснюється за натиснутої піктограми  з допомогою лівої клавіші миші. Виділений елемент змінює колір з синього на зелений. Відміна виділення – затискання миші на вільному місці.

Видалення виділеного елемента або з'єднання може бути виконано піктограмою із зображенням ножиць  .

Контекстне меню з інформацією про вибраний елемент можна отримати, якщо натиснути курсором на вибраному елементі за натиснутої  піктограми. Або натиснути  і позначити курсором вибраний елемент. (Вихід з цього режиму для елементів без таблиці виконується через піктограму «Page1» в лівому нижньому кутку екрана).

Текстові написи на схемі роблять за допомогою піктограми  (ліва кнопка миші натискається в місці, де необхідно зробити напис, а потім у відкритому вікні робиться потрібний запис; назва точки (in, out), тип діода, транзистора і т. д.).

Встановіть на схемі зображення значка «ground» за допомогою меню **Component > Analog Primitives > Connectors > Ground**. В подальшому всі вимірювання напруг будуть проводитися відносно місця, куди встановлено цей знак.

Всі вузли схеми нумеруються автоматично по ходу складання схеми.  Для того щоб побачити їх нумерацію, потрібно клікнути мишкою на піктограмі з зображеною на ній цифрою один.

У випадку наявності у схемі невивірених елементів, виникає помилка.

Кількість червоних з'єднувальних точок на одному провіднику значення не має.

Після того як електричну схему складено для подальшої роботи, вона може бути збережена в файл з розширенням *****.cir**.

2. Дослідження амплітудної характеристики підсилювача

Для того щоб зняти амплітудну характеристику (АХ) реального підсилювача, необхідні: генератор синусоїдних сигналів, напруга на виході якого може плавно змінюватися, осциллограф і вольтметр змінного струму, з'єднані за схемою (рис. 1.4).

Перед початком вимірювань необхідно налаштувати джерело сигналу, для чого необхідно натиснути піктограму зі значком **I** і натиснути по зображенню джерела синусоїдної напруги. У виділеному рядку необхідно задати такі параметри:

SIN(F=100K A=150 DC=0 PH=0 RP=0 TAU=0),

де SIN – синусоїдне джерело,

A – амплітуда,

F – частота джерела,

RS – внутрішній опір,

DC – постійна складова,

PH – початкова фаза,

RP – період повторення затухаючого сигналу,

TAU – постійна часу зміни амплітуди сигналу за експоненціальним законом.

Вихід з цього режиму здійснюється натисканням піктограми в лівому нижньому кутку **Page1**. Задати параметри джерела можна і у вікні, для чого необхідно двічі натиснути на джерелі сигналу лівою кнопкою миші.

Для перевірки роботоздатності схеми, виконується операція **Analysis**, потім **Transient Analysis** (аналіз перехідних процесів), у відкритому вікні встановіть значення згідно з рис. 1.2.

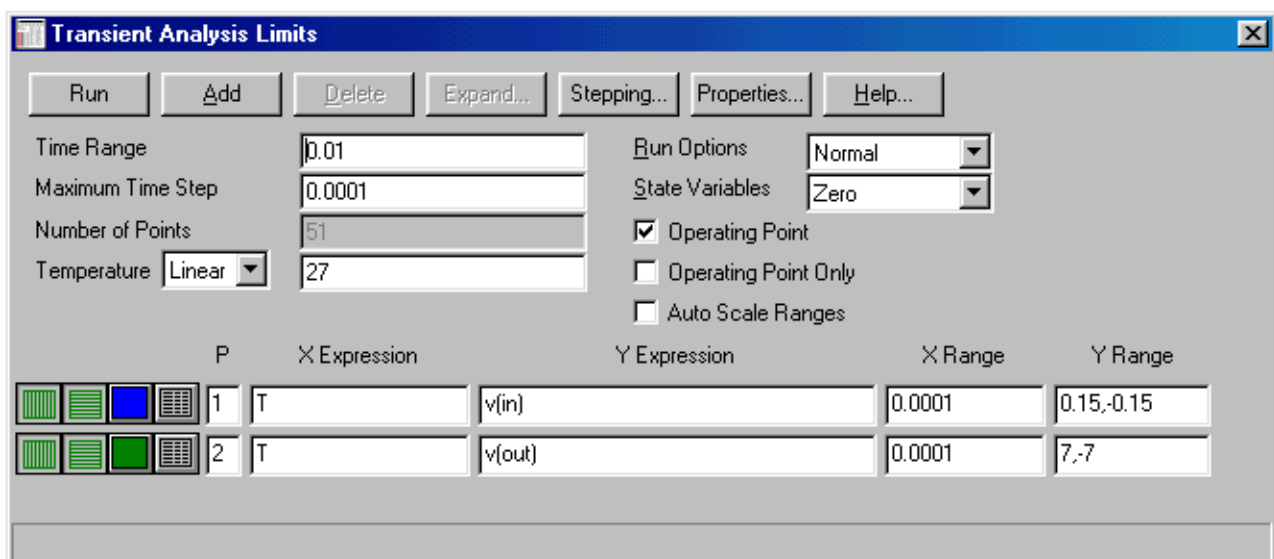


Рисунок 1.2 – Вікно задання параметрів аналізу перехідних процесів

На рисунку 1.2: **Time Range** – специфікація кінцевого і початкового розрахунку перехідних процесів за форматом $T_{\max}(T_{\min})$. **Maximum Time Step** – максимальний крок інтегрування. **Number of Points** – кількість точок, **X,Y Expression** – імена змінних, що відкладаються по осях X і Y (в цьому випадку по Y – величина напруги, по X – час), **Operating Point** – оператор, який забезпечує розрахунок режиму за постійним струмом перед розрахунком перехідних процесів, **Auto Scale Range** – автоматичне установлення масштабу. **X Range** – максимальне і мінімальне значення змінної X на графіку за форматом High(Low).

Для початку моделювання потрібно натиснути **Run** (клавішу F3 або  піктограму). На екрані мають з'явитися дві синусоїди. Перша – сигнал на вході схеми в точці in, друга, «обрізана» зверху і знизу, – сигнал на виході схеми в точці out.

Причини, які найчастіше призводять до помилок моделювання:

- а) неправильно складено схему;
- б) не вистачає з'єднання або є зайві;
- в) номінали елементів схеми не відповідають заданим;
- г) значення параметрів в рядках таблиці **Transient Analysis** помилкові;
- д) параметри джерел сигналу і живлення встановлені не правильно,
- е) мітки out і in не стоять біля відповідних точок схеми.

Роботу джерела живлення можна перевірити у режимі схеми за постійним струмом. Для цього після виконання **Transient Analysis** необхідно натиснути піктограму . Результат – для $U_{bx} = 0$ схема набуде вигляду (рис. 1.3). За необхідності натисненням на піктограму  можна вивести значення струмів гілок, а натисненням на піктограму  відобразити на схемі значення розсіюваних потужностей активних елементів.

Для перевірки правильності роботи схеми потрібно зменшувати амплітуду A вхідного сигналу до тих пір, поки сигнал в точці out не стане чисто синусоїдним.

Моделювання може бути зупинено в будь-який момент натисненням на піктограму  або клавішу **Esc**. Послідовні натиснення на піктограму  переривають, а потім продовжують моделювання.

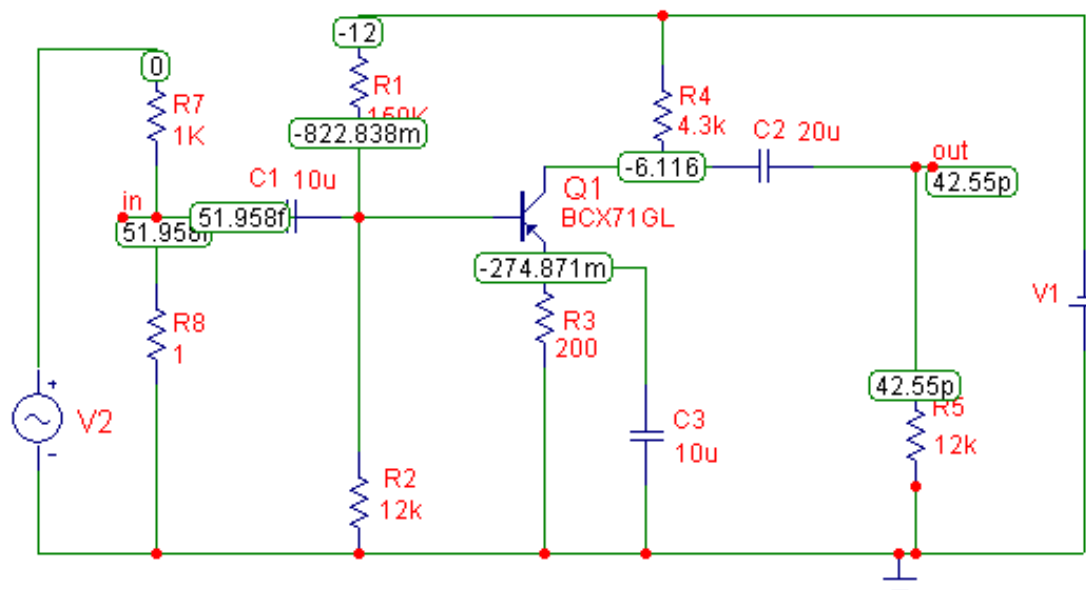


Рисунок 1.3 – Схема підсилювача з виведеними режимами за постійним струмом

Змінюючи амплітуду джерела синусоїдного сигналу від 0 до 50 mV за частоти сигналу 100 кГц, побудувати амплітудну характеристику підсилювача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$. Заданий амплітудний діапазон вхідного сигналу потрібно розбити на 10 точок. Як $U_{\text{вх}}$ використовується сигнал в точці (in). Точні значення величин графіка можна отримати, якщо натиснути одну з піктограм  або .

На графіках може бути нанесено текст за допомогою піктограми .

Повернення до схеми – клавіша **F3**.

З графіка побудованої амплітудної характеристики $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ визначити динамічний діапазон. Для визначення динамічного діапазону необхідно знати $U_{\text{вх min}}$ і $U_{\text{вх max}}$. Мінімальна вхідна напруга – $U_{\text{вх min}}$

визначається рівнем внутрішніх шумів підсилювача, починаючи з якого на виході підсилювача можна розрізнити вихідний сигнал. Тут $U_{\text{вх}} = 0,0005 \text{ V}$ (це значення визначається рівнем власних шумів підсилювача і вимірюється за закороченого входу підсилювача). $U_{\text{вх max}}$ – це вхідна напруга, з перевищенням якої у вихідному сигналі з'являються нелінійні спотворення.

1.3 Побудувати амплітудно-частотну і амплітудно-фазову характеристики підсилювача

На практиці, щоб отримати дані для побудови амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) підсилювача, необхідно мати генератор синусоїдних сигналів, осцилограф і вольтметр змінної напруги. До входу підсилювача вмикається вихід генератора синусоїдних сигналів, а до виходу – осцилограф і вольтметр (схема на рис. 1.4):

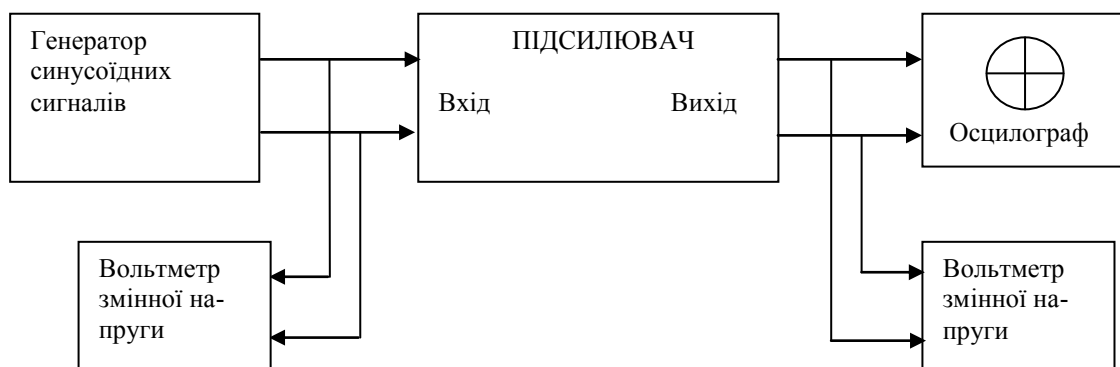


Рисунок 1.4 – Схема ввімкнення приладів для зняття АЧХ і АХ

На виході генератора встановлюється напруга сигналу з частотою першої точки частотного діапазону АЧХ і за допомогою вольтметра вимірюють вихідну напругу, а за осцилографом контролюється форма вихідного сигналу, яка не має спотворюватись. Далі переходять до наступної точки частотного діапазону і т. д. Під час проведення

вимірювання напругу на виході генератора підтримують незмінною. На основі отриманих даних будується АЧХ. Частота відкладається по горизонтальній осі, а по вертикальній осі – розраховане значення коефіцієнта підсилення (K_u) в безрозмірних одиницях або децибелах.

Фазочастотна характеристика (ФЧХ) знімається як фазове зміщення між вхідним і вихідним сигналом. Дослідження ФЧХ проводиться за допомогою двопроменевого осцилографа або за допомогою фазометра.

У разі автоматичного зняття АЧХ для джерела сигналу V_2 на рис. 1.1 програма встановлює величину $U_{вх} = 1В$, тому на вході підсилювача стоїть дільник напруги R_7, R_8 , що зменшує це значення до необхідного.

В меню **Analysis** виберіть пункт **AC Analysis** – розрахунок частотних характеристик. На екрані з'явиться вікно (рис.1.5), яке необхідно заповнити, як це вказано:

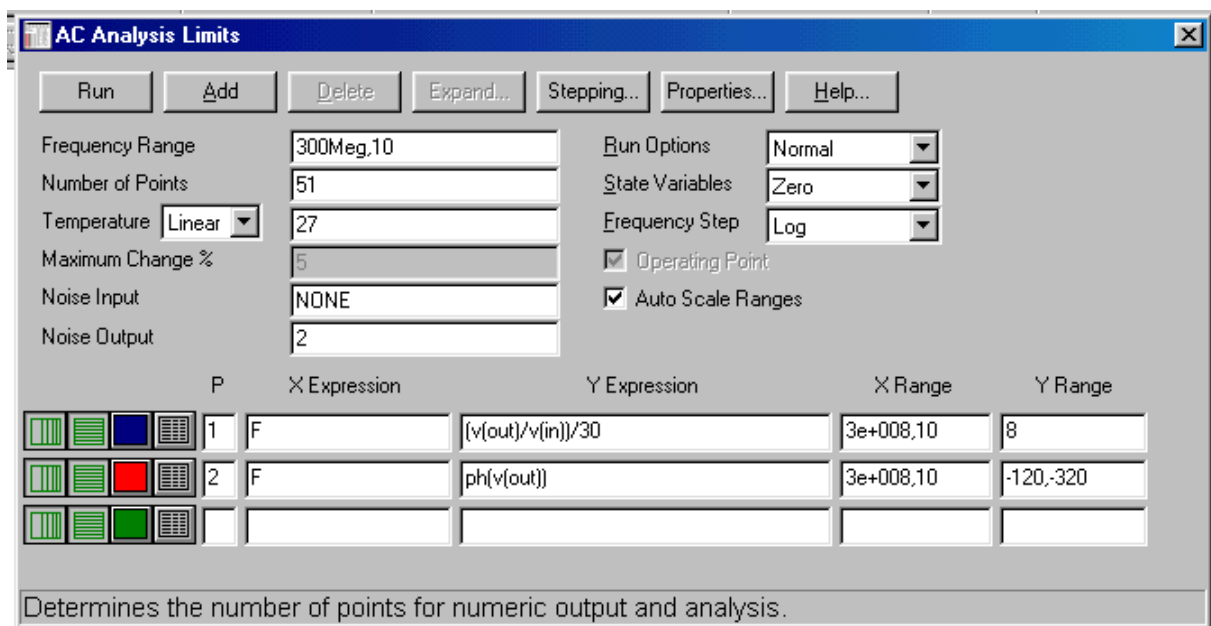


Рисунок 1.5 – Вікно для задання параметрів частотного аналізу

Вихідну напругу (графа Y Expression) можна вимірювати в вольтах $v(out)$, в децибелах $db(v(out))$ або вивести K_u за допомогою виразу $v(out)/v(in)$, або $db(v(out)/v(in))$.

Для перевірки фази вихідної напруги, необхідно симетрично відобразити джерело вхідного сигналу.

По АЧХ визначить смугу пропускання, нерівномірність АЧХ, коефіцієнт частотних спотворень.

1.4 Багатоваріантний аналіз (Stepping)

Використовуючи режим Stepping, можна провести багатоваріантний аналіз за варіації будь-якого параметра компонента схеми або його моделі. Можна варіювати від 1 до 10 параметрів одночасно.

Для заданого викладачем елемента схеми (табл. 1.2) проведіть багатоваріантний аналіз схеми.

Таблиця 1.2 – Рекомендований діапазон варіації параметрів компонентів схеми

Номер	1	2	3	4	5	6	7	8
Елемент	R1	R2	R3	R4	R5	C1	C2	C3
Рекомендований діапазон варіації	100k-150k	6k-12k	100-200 Ом	2.3k-4.3k	7k-12k	0.1u-20u	0.1u-20u	1u-10u

Для цього потрібно увійти в режим Stepping, використовуючи шлях **Analysis> AC Analysis>Stepping**. Заповніть вікно (рис. 1.6) і почніть аналіз, натиснувши піктограму . Величину кроку вибирайте таким чином, щоб було виведено тільки дві АЧХ.

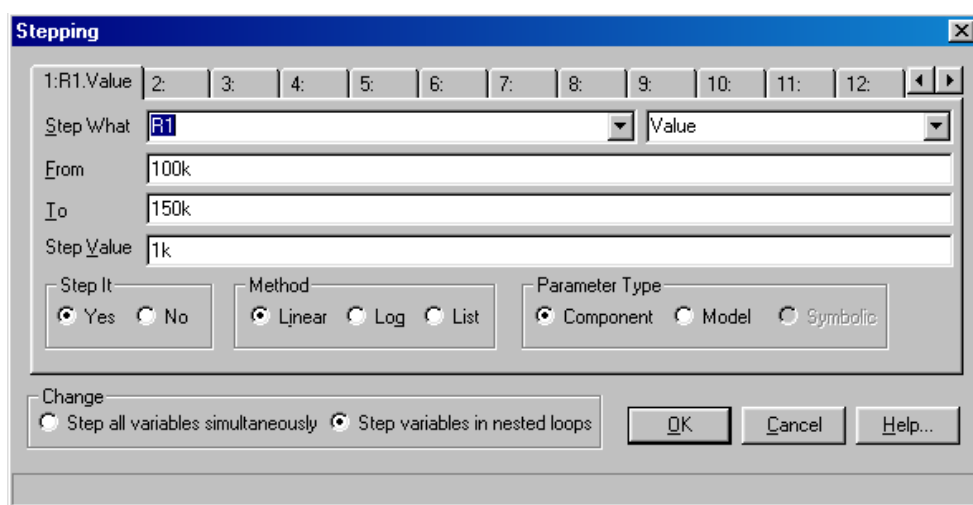


Рисунок 1.6 – Вікно для задання параметрів режима **Stepping**

Вихід з цього **режиму** здійснюється шляхом натискання **F3** або виконанням команди **File – Close**.

Parameter Type задає тип варійованого параметра:

- **Component** – значення параметра компонента схеми;
- **Model** – параметр математичної моделі компонента;
- **Symbolic** – параметр, викликаний за директивою define.

Step What – задає ім'я варійованого параметра.

From – початкове значення параметра. Під час вибору логарифмічної шкали воно має бути більше нуля.

To – кінцеве значення параметра. Під час вибору логарифмічної шкали воно має бути більше нуля.

Step Value – величина кроку параметра. За лінійної шкали воно додається до початкового значення, а за логарифмічної шкали помножується на актуальне значення параметра.

Step It – включення режиму варіації параметрів (*Yes*) або його закриття (*No*).

Method – характер зміни параметра:

- Linear – лінійна шкала;
- Log – логарифмічна шкала;
- List – список значень.

Change – метод змінення кількох параметрів:

- Step all variables Simultaneously – одночасне змінення всіх варійованих параметрів,
- Step variables in nested loops – по чергове змінення варійованих параметрів.

Одночасна варіація параметрів в режимі Stepping і статистичний аналіз за методом Монте-Карло неможливі. Тому перед варіацією параметрів в режимі Stepping потрібно вимкнути аналіз за методом Монте-Карло і навпаки.

Список обмежень варіації параметрів

1. Не можна варіювати параметри компонентів типу Transformer, User source, Laplace source, Function source, залежні джерела SPICE (типу E, F, G і H);
2. Не можна варіювати деякі окремі параметри моделей компонентів, якщо в описі моделей їм присвоєно нульові значення; в моделях операційних підсилювачів не можна варіювати параметри Level і Type (параметр Level для всіх напівпровідникових приладів може варіюватися);
3. Під час варіації параметрів резисторів, конденсаторів або індуктивностей, які описуються математичними виразами, вони не беруться до уваги, і параметри набувають значень, визначених режимом Stepping.

1.5 Моделювання впливу температури на підсилювальні властивості

Для виконання цих досліджень зробіть відповідний запис у вікні **AC Analysis** в рядку **Temperature - 107,27**.

Temperature – діапазон змінення температури, формат High[Low[,Step]], температура вказується в градусах Цельсія. У разі змінення температури змінюються параметри компонентів, що мають не нульовий температурний коефіцієнт (TC), а також ряд параметрів напівпровідникових приладів. Якщо параметр Step не визначено, то аналіз виконується для двох значень температури: Low (мінімальний) і High (максимальний). Якщо не визначено обидва параметри Low і Step, то розрахунок проводиться за єдиної температури, відповідній рівню High. Значення встановленої температури може використовуватись в різноманітних виразах; позначається як змінна TEMP.

Для визначення впливу температурного режиму потрібно виключити температурну стабілізацію, прибравши R_3C_3 і замінити їх провідником до загальної шини. За допомогою АЧХ визначіть, на скільки (в процентах) зміниться K_u схеми у разі змінення температури навколишнього середовища на 80 градусів, тобто за зміни температури від 27 до 107 °С.

Те саме проробіть при підключенній температурній стабілізації.

1.6 Дослідження впливу положення робочої точки на форму вихідного сигналу

В п. 1.2 (Transient Analysis) за фіксованої амплітуди джерела сигналу $A = 20$ (мВ) потрібно змінити номінали опорів R_1 і R_2 в бік зростання та у бік зменшення (до 50 %). Зафіксуйте зміни форми вихідного сигналу і дайте пояснення результатів. В обох випадках виведіть і зафіксуйте режими вузлів за постійного струму за допомогою піктограми.  Ця піктограма працює тільки після виконання режиму **Transient Analysis**.

Поверніть параметри схеми у вихідне положення.

1.7 Дослідження методу Монте-Карло

За промислового виробництва електронних пристроїв використовуються реальні компоненти, які мають технологічний розкид номінальних параметрів. Цей розкид вказується в процентах (наприклад, для резисторів максимальні значення до ± 30 %, а конденсаторів до ± 90 %) і визначається класом точності компонента. Для врахування неточності номіналів радіодеталей, необхідних характеристик під час масового виробництва апаратури використовують метод Монте-Карло. За допомогою цього методу проводиться багаторазове моделювання з випадковим вибором параметрів елементів в межах заданої точності. Отримане сімейство графіків дозволяє визначити розкид параметрів АЧХ

(або іншої характеристики) в функції від розкиду параметрів вибраного компонента схеми під час масового повторення пристрою.

Виділення параметрів, що мають випадковий розкид, виконується за допомогою ключових слів LOT і/або DEV. Для розкиду значень параметрів, помічених LOT і DEV, використовують різноманітні датчики випадкових чисел. Так само параметри, що мають ознаку DEV, отримують незалежні випадкові значення, що мають ознаку LOT – корельовані випадкові значення в межах параметрів моделі одного елемента. Ключові слова LOT і DEV розміщуються після номінальних параметрів елемента і мають формат:

[LOT = < розкид>[%]] [DEV= < розкид>[%]].

Вказується або абсолютне, або відносне значення розкиду в процентах (в останньому випадку потрібно ввести знак “ % ”).

Розкид параметрів вказується в директиві MODELS за допомогою ключових слів LOT і DEV.

Виконання моделювання для аналізування впливу 20 % розкиду параметрів опору R_1 . Для цього:

- створіть модель цього резистора, для чого виведіть таблицю значень R_1 (клацніть по ньому лівою кнопкой миші два рази);
- в рядку MODELS запишіть **MODELS=RES1;**
- закрийте це меню і за допомогою кнопки **I** виведіть файл значень моделей;
- у виділеному рядку запишіть **RES1 RES (R=1 DEV=20%)**. Такий запис означає – варіювати випадковим розкидом опір моделі RES1 в межах 20 % відносно номіналу 150K ($R=1$). За необхідності для R_2 можна створити свою модель RES2, якщо аналогічно записати **RES2 RES (R=1 DEV=20%)**;
- налаштувати панель методу Монте-Карло, для цього виконайте команду **AC-analysis**, після чого з’явиться доступ до меню **Monte Karlo**.

В меню Monte Carlo виберіть опцію: **Options...**— встановлення параметрів методу Монте-Карло. Потім потрібно вибрати характер закону розподілу випадкової величини – **Gauss**. Кількість статистичних досліджень (**Number of Runs**) встановіть 200 (максимальне значення не більше 30 000). В першому дослідженні випадкові величини набувають своїх номінальних значень, в решті – відповідно до вибраного закону розподілу.

Рядок **Repot When** заповнюється за замовчуванням як Rise Time $((v(out)/v(in))/30, 1, 1, 1, 2)$. Його вміст відкривається натисненням піктограми **Get**, де:

- **Expression** – вираз функції, що обчислюється;
- **Boolean** – булевий вираз обчислюваної функції;
- **N** – визначник прикладу для вимірювання і графіки;
- **Low** і **High** – верхнє і нижнє значення.

Після того як панель методу Монте-Карло налаштована, увімкніть її. Потім відкрити вікно **AC-analysis**, де потрібно внести зміни у налаштування, як це показано на рис. 1.7.

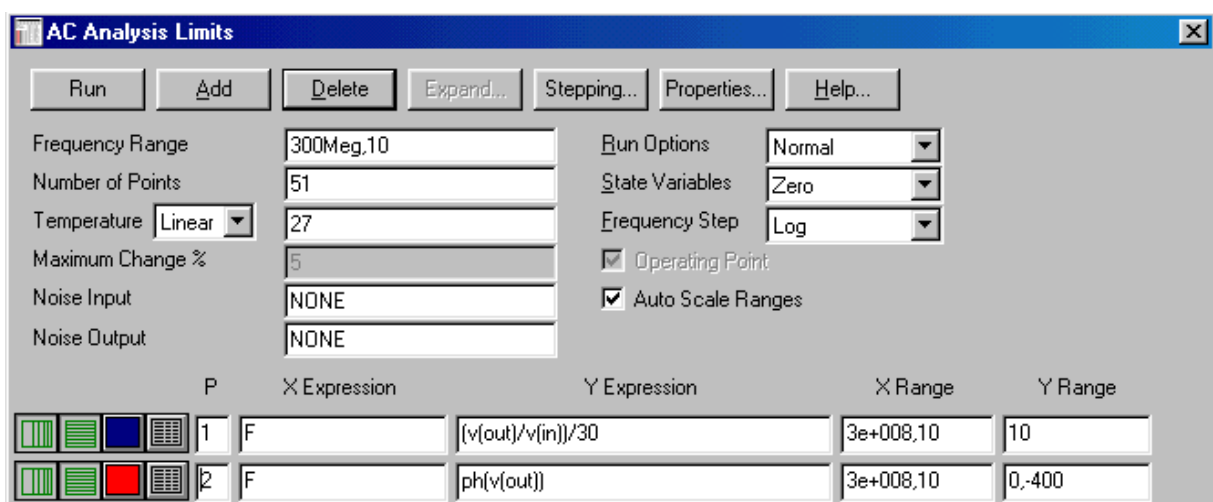


Рисунок 1.7 – Параметри для налаштування режиму AC-analysis

Для запуску моделювання, потрібно вибрати пункт **Run** або натиснення клавіші **F2**. Реалізації характеристик кола $u(x)$ виводяться на

екран дисплея у вигляді сімейства графіків. Реалізацією випадкового процесу (або можливим значенням випадкового процесу) називається будь-яка функція $x_i(t)$, якій, може виявитися, дорівнює випадковий процес $X(t)$ в результаті дослідження.

З графіка АЧХ можна визначити, в яких межах змінюється K_u підсилювача за заданого розкиду значень резистора або іншого елемента схеми, або декількох елементів одночасно.

Провести статистичну обробку результатів, для чого необхідно перейти в меню **Monte Carlo > Add Histograms** побудови гістограм (цей режим доступний після виконання моделювання). Гістограма відображає частоту появ значень випадкової величини в кожному з інтервалів спостереження. Внаслідок дії цієї команди буде побудовано гістограму (рис. 1.8):

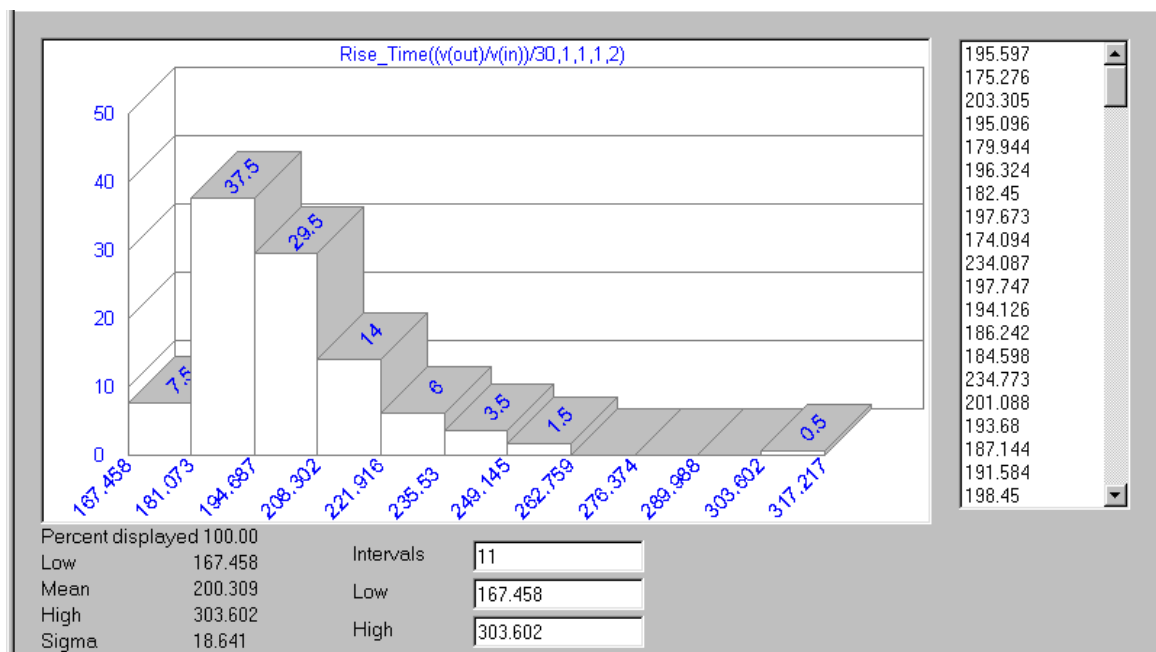


Рисунок 1.8 – Гістограма результату моделювання Монте-Карло

Значення вибраної характеристики F у всіх реалізаціях наведено у вікні в правій частині екрана. Нижче нього наведено вікно, в якому можна

задати кількість інтервалів розбиття, інтервали визначення аналізованої характеристики F (Intervals) і значення її границь (Low, High).

Крім того, в нижній частині екрана розміщується така статистична інформація:

- **Low** – мінімальне значення характеристики;
- **Mean** – її середнє значення;
- **High** – максимальне значення;
- **Sigma** – середньоквадратичне відхилення випадкової величини F.

Таблиця 1.3 – Варіанти завдань

Номер	1	2	3	4	5	6	7	8
Елемент	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	C_1	C_2	C_3
Рекомендований діапазон варіації	100k-150k	6k-12k	100-200	2.3k-4.3k	7k-12k	0.1u-20u	0.1u-20u	1u-10u

Результати статистичної обробки заносяться також в текстовий файл після вибору підкоманди **Monte Carlo > Histograms > Statistics**. Текстова інформація розміщується в файлах, що мають ту саму назву, що і назва схеми, і розширення імені *.АМС, *.DМС, *.ТМС, залежно від виду аналізу.

Визначте розкид параметрів заданого викладачем елемента (див. табл. 1.3) за умови, що K_u не має змінюватись більше, ніж на 5, 10, 15 % (згідно з завданням).

1.8 Розрахунок спектральної щільності напруги шуму на виході підсилювача

Цей вид розрахунку особливо актуальний для підсилювальних пристроїв, наприклад, для побудови АХ. Розрахунок спектральної щільності рівня шуму виконується в режимі малого сигналу за директивою

NOISE. Параметри цієї директиви переносяться у відповідне діалогове вікно режиму **AC analysis**. В цьому вікні (рис. 1.9) користувач має в графах Y Expression вказати ім'я змінної ONOISE або INOISE, що виводиться на графіки, а також задати діапазон частот аналізу. Потрібно зауважити, що одночасно зі спектральними щільностями шуму не можна виводити на графіки інші змінні. Наприклад, не можна одночасно побудувати графіки ONOISE і V(Out).

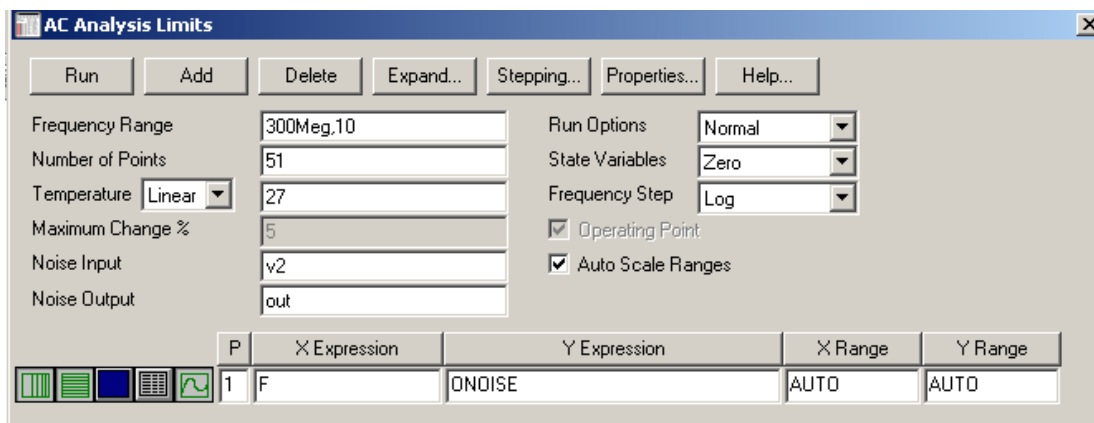


Рисунок 1.9 – Параметри налаштування вікна AC analysis

В математичних моделях компонентів, прийнятих в програмі МС, враховуються теплові, дробові і низькочастотні флікер-шуми (див. подробиці в [1]). Спектральні щільності шуму від окремих джерел додаються. Як спектральна щільність вихідного шуму (розмірність $V^2/Гц$) розраховується спектральна щільність напруги між вузлами схеми, вказаними в специфікації **Noise Output**. Якщо як джерело вхідного сигналу ввімкнати джерело напруги, то на вхід перераховується спектральна щільність напруги, а якщо джерело струму – то спектральна щільність струму.

Як результат розрахунку рівня шуму на графіках і в таблицях виводяться значення квадратного кореня зі спектральної щільності напруги шуму (розмірність $V/Гц^{1/2}$) або спектральної щільності струму шуму (розмірність $A/Гц^{1/2}$).

Контрольні питання

1. Як виконати аналіз перехідних процесів?
2. Як виконати аналіз в частотній області?
3. Як працює багатоваріантний аналіз?
4. Дайте фізичне пояснення результатам, отриманим в режимі Stepping.
5. Як дослідити гармонічний склад напруги підсилювача?
6. Як працює метод Монте-Карло в Micro-Cap?
7. Як здійснюється розрахунок спектральної щільності шуму на виході підсилювача?

Лабораторна робота 2

Моделювання генераторів із зовнішнім збудженням за допомогою Micro-Cap

Мета роботи: дослідження параметрів генератора із зовнішнім збудженням за різних режимів напруженості та навантаження за допомогою пакета моделювання Micro-Cap.

Загальні відомості

2.1 Основні означення і поняття

Генератор із зовнішнім збудженням (у подальшому ГЗЗ) – це каскад передавального пристрою, в якому напруга живлення перетворюється у вихідне ВЧ коливання за допомогою активного елемента, який також керується періодичним сигналом зовнішнього збудження на вході. В ролі активного елемента можуть використовуватися лампові тріоди, тетроди, напівпровідникові транзисторні структури.

ГЗЗ містить підсилювальний (активний) елемент (далі АЕ):

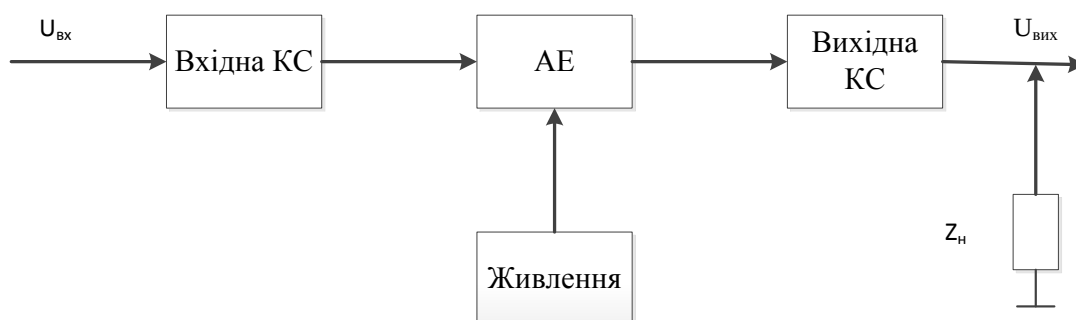


Рисунок 2.1 – Структура ГЗЗ

KC_1 і KC_2 – вхідна і вихідна узгоджувальні коливальні кола. KC_2 компенсує вихідну реактивність у загальному випадку комплексного навантаження ГЗЗ Z_H , а також трансформує активну складову для забезпечення узгодження каскаду із навантаженням.

2.2 Транзисторний ГЗЗ в області низьких частот (НЧ)

В області НЧ транзистор вважається безінерційним, а під час аналізування використовують статичні вольт-амперні характеристики (далі ВАХ). Збудження генератора здійснюється гармонічною напругою. Типова схема транзисторного ГЗЗ на рис. 2.2. У випадку використання як підсилювач потужності коливального контура $C_{\text{кон}}L_K$ налаштовується на першу гармоніку колекторного струму транзистора (i_k). В більшості випадків використовують транзистори типу *n-p-n*, оскільки в такому випадку до колектора вмикається додатний полюс живлення.

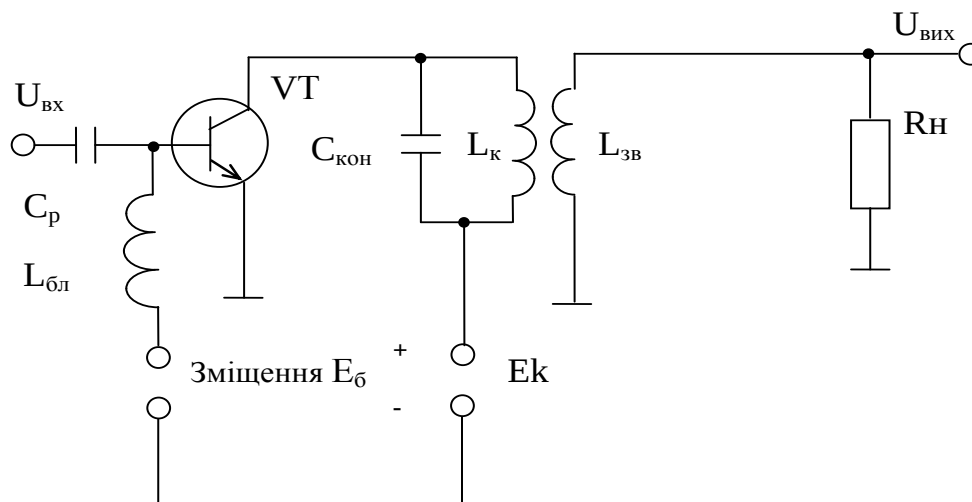


Рисунок 2.2 – Принципова схема ГЗЗ: C_p – розділовий конденсатор; $L_{\text{бл}}$ – блокувальний дросель; R_H – опір навантаження

Миттєве значення напруги бази описується рівнянням:

$$e_B = E_B + U_{mB} \cos \omega t. \quad (2.1)$$

Вхідна напруга каскаду (збудження) описується рівнянням:
 $U_{BX} = U_{mB} \cos \omega t$.

Для спрощення аналізу транзисторних схем використовується кусково-лінійна апроксимація статичних ВАХ. Аналітично прохідна ВАХ транзистора записується: $i_K = S(e_B - E')$. Підставляючи в цей вираз (2.1), напруга колектора описується рівністю:

$$i_K(\omega t) = S(E_B + U_{mB} \cos \omega t - E').$$

Провівши підстановку $\omega t = \tau$, отримаємо $i_K(\tau) = S U_{mB} (\cos \tau - \frac{E' - E_B}{U_{mB}})$.

Розглянемо окремі випадки побудови вихідного імпульсу ГЗЗ.

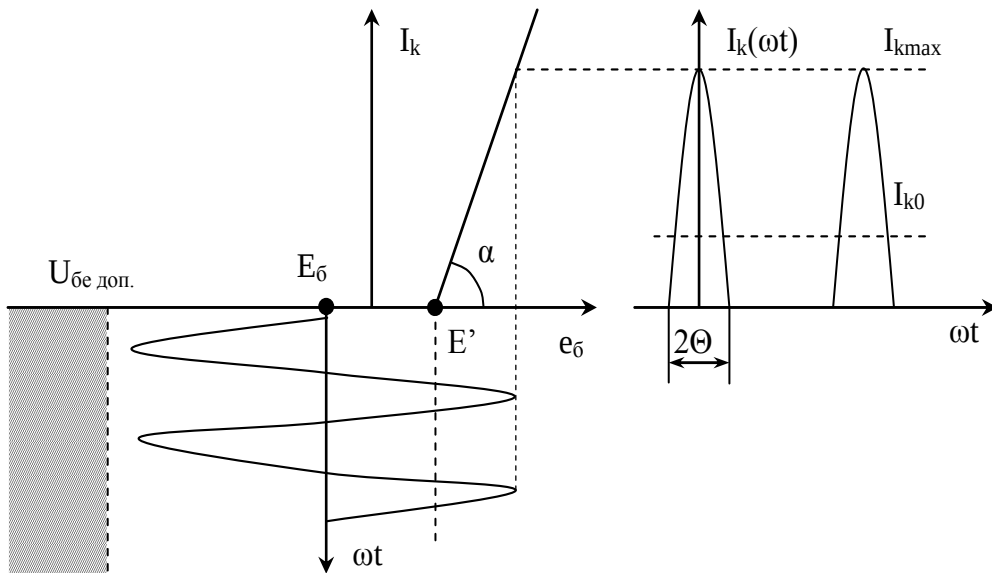


Рисунок 2.3 – Побудова вихідного імпульсу транзисторного ГЗЗ за схемою зі спільним емітером: E' – напруга відтину, I_{k0} – постійна складова імпульсів колекторного струму, нахил $\alpha = \arctg S$, S – крутизна ВАХ

а) Струм колектора дорівнює 0: ($\tau = \Theta$), $\cos \Theta = \frac{E' - E_B}{U_B}$, в такому

випадку струм колектора описується рівністю:

$$i_K = S U_{mB} (\cos \tau - \cos \Theta), \text{ за } |\tau| \leq \Theta.$$

б) $\tau = 0$. Тоді струм колектора:

$$i_K(0) = I_{K \max} = SU_{mB}(1 - \cos \Theta).$$

Під час налаштування коливального контура в колі колектора на частоту вхідного сигналу він має для цього сигналу найбільший опір, а під час розлаштування контура опір зменшується. Графічно струм колектора описується імпульсом (в режимі з відсічкою), і може бути записаний рядом гармонічних складових:

$$i_K(\omega t) = I_{K0} + \sum I_{Kn} \cos(n\omega t + \varphi_n),$$

де I_{K0} – постійна складова;

I_{Kn} – амплітуда n -ої гармоніки.

$$I_{K0} = \alpha_0(\Theta) I_{K \max}.$$

Амплітуди гармонік знаходяться за рівняннями:

$$\begin{array}{l} \text{коефіцієнти Берга} \end{array} \quad \begin{array}{l} I_{K1} = \alpha_1(\Theta) I_{K \max}; \\ \hline I_{Kn} = \alpha_n(\Theta) I_{K \max}. \end{array}$$

$$\begin{array}{l} \text{гама-коефіцієнти} \end{array} \quad \begin{array}{l} I_{K0} = \gamma_0(\Theta) SU_{mB}; \\ I_{K1} = \gamma_1(\Theta) SU_{mB}; \\ \hline I_{Km} = \gamma_m(\Theta) SU_{mB}. \end{array}$$

Коефіцієнти Берга і гама-коефіцієнти пов'язані між собою співвідношенням:

$$\gamma_m(\Theta) = \alpha_m(\Theta)(1 - \cos \Theta).$$

Наближені графіки залежності α -коефіцієнтів (коефіцієнтів Берга) від кута відтину зображено на рисунку 2.4:

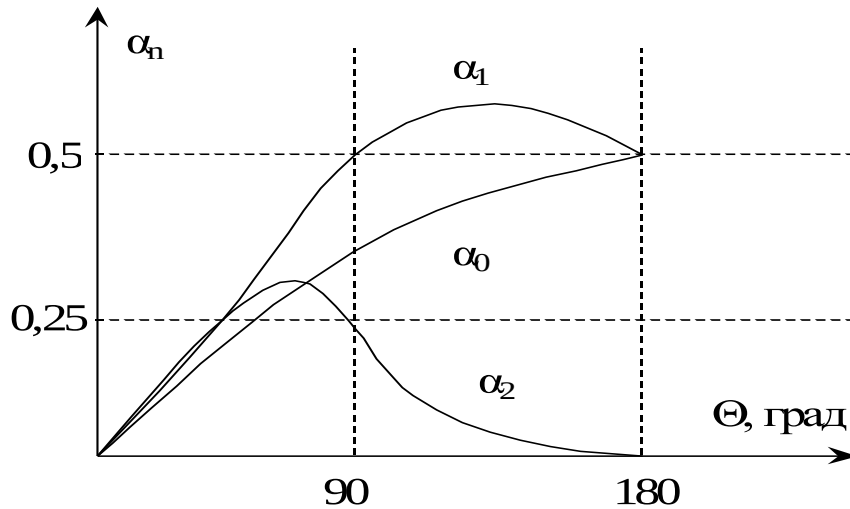


Рисунок 2.4 – Графіки залежності коефіцієнтів Берга від кута відтину

Існує оптимальний кут відтину, що відповідає максимуму n -ої гармоніки: $\Theta_{OPT} = \frac{120^\circ}{n}$. Співвідношення для підсилювача потужності:

$$U_{mK} = I_{K1} R_K = I_{K1} R_{PE3} = I_{K1} Q \rho,$$

де U_{mK} – амплітуда змінної напруги колектора;

R_K – опір колекторного кола;

R_{PE3} – опір коливального контура;

Q – добротність контура;

ρ – характеристичний опір контура.

На рисунку 2.5 зображено епюри напруг і струмів, що діють у вхідному та вихідному колах ГЗЗ.

У випадку, коли вихідне коло налаштовано на першу гармоніку колекторного струму, то:

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos \omega t.$$

В цьому рівнянні різниця показує те, що каскад зі спільним емітером є інвертором, тобто змінює фазу сигналу на протилежний.

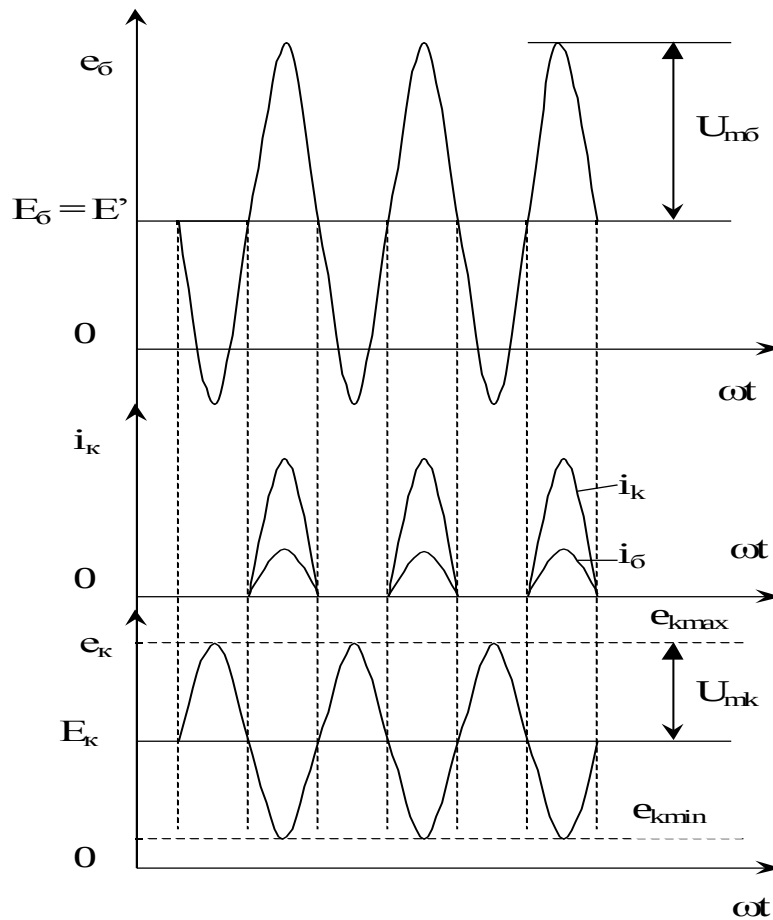


Рисунок 2.5 – Епюри напруг і струмів в схемі ГЗЗ ($\Theta=90^\circ$)

У випадку помножувача частоти:

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos n\omega t.$$

$$U_{mK} = I_{Kn} R_K.$$

2.3 Баланс потужностей ГЗЗ

Для аналізу балансу ГЗЗ розглядається вхідне і вихідне кола.

Баланс потужності для вихідного кола описує рівняння:

$$e_K(\omega t) = E_K - U_{mK} \cos \omega t.$$

Якщо помножити обидві частини попереднього рівняння на вираз

$\frac{1}{2\pi} i_K(\omega t) d(\omega t)$ і проінтегрувавши їх у межах від $-\pi$ до π , отримуємо:

$$e_K(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) e_K(\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} E_K \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) d\tau - \frac{1}{2\pi} U_{mK} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) \cos \tau d\tau.$$

В останньому рівнянні складові описують:

$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) e_K(\tau) d\tau$ – середня потужність, що розсіюється на колекторі P_K ,

$\frac{1}{2\pi} E_K \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) d\tau$ – потужність споживання P_0 ,

$\frac{1}{2\pi} U_{mK} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\tau) \cos \tau d\tau$ – корисна потужність P_1 , яка віддається у наван-

таження (коливальний контур).

Таким чином, баланс потужностей ГЗЗ для вихідного кола:

$$P_0 = P_1 + P_K.$$

Ввівши поняття електронного коефіцієнта корисної дії (ККД) для вихідного кола, можна записати рівняння, яке описує енергетичну ефективність вхідного кола:

$$\eta_e = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{mK} I_{K1}}{E_K I_{K0}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\xi I_{K1}}{I_{K0}}$$

де $\xi = \frac{U_{mK}}{E_K}$ – коефіцієнт використання колекторної напруги.

Аналогічно вводиться поняття $g(\Theta) = \frac{I_{K1}}{I_{K0}} = \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)}$ – коефіцієнт

форми вихідного сигналу ГЗЗ.

Формула, що описує ККД:

$$\eta_e = \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)}.$$

Співвідношення $\frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)}$ максимальне за $\Theta=0$, з підвищенням Θ від 0°

до 180° воно плавно зменшується від 2 до 1. Таким чином, для підвищення електронного ККД в ГЗЗ зменшується кут відтину. Однак за $\Theta < 120^\circ$ спадає корисна потужність, оскільки зменшується $\alpha_1(\Theta)$.

Баланс потужності для вхідного кола:

можливі два випадки – за додатного зміщення бази і від’ємного.

1. $E_B > 0$, базове коло:

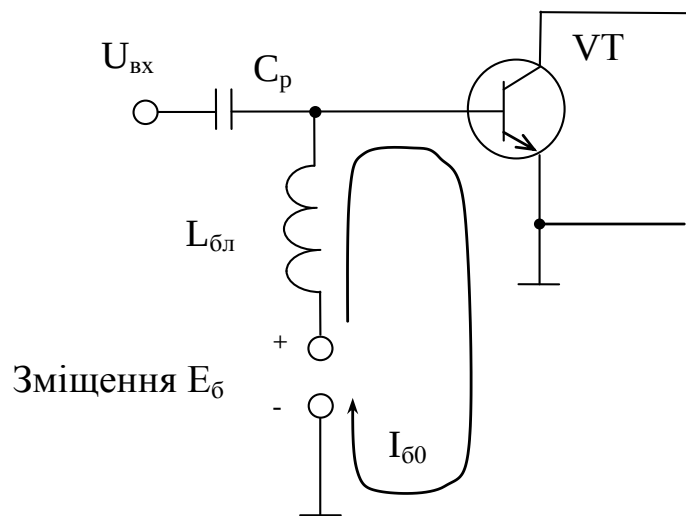


Рисунок 2.6 – Вхідне коло транзисторного ГЗЗ

Сумарна потужність кола збудження ГЗЗ:

$$P_B = P_{збудж} + P_{зміщ}.$$

Складові цього рівняння описують:

- $P_{збудж} = \frac{1}{2} \frac{U_{mб}}{R_{вх}}$, – потужність збудження, $R_{вх}$ – вхідний опір;
- $P_{зміщ} = E_б I_{б0}$. – потужність споживання від джерела живлення;
- $P_б$ – потужність розсіювання бази.

2. Розглянемо випадок від’ємного зміщення базового кола $E_B < 0$ (рис. 2.7):

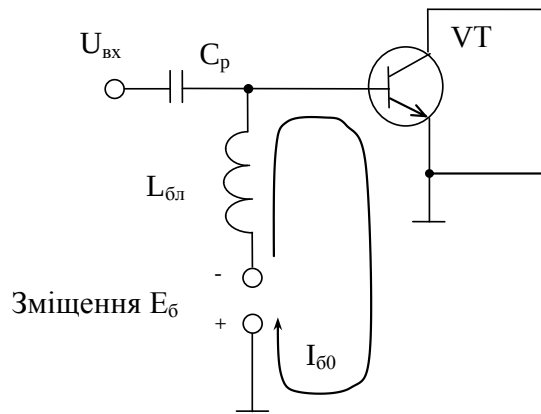


Рисунок 2.7 – Вхідне коло ГЗЗ у випадку від’ємного зміщення

На рис. 2.8 зображено імпульси базового струму ГЗЗ. Вхідна і прохідна статичні ВАХ ($i_B = a(e_B)$ і $i_K = a(e_B)$), відповідно):

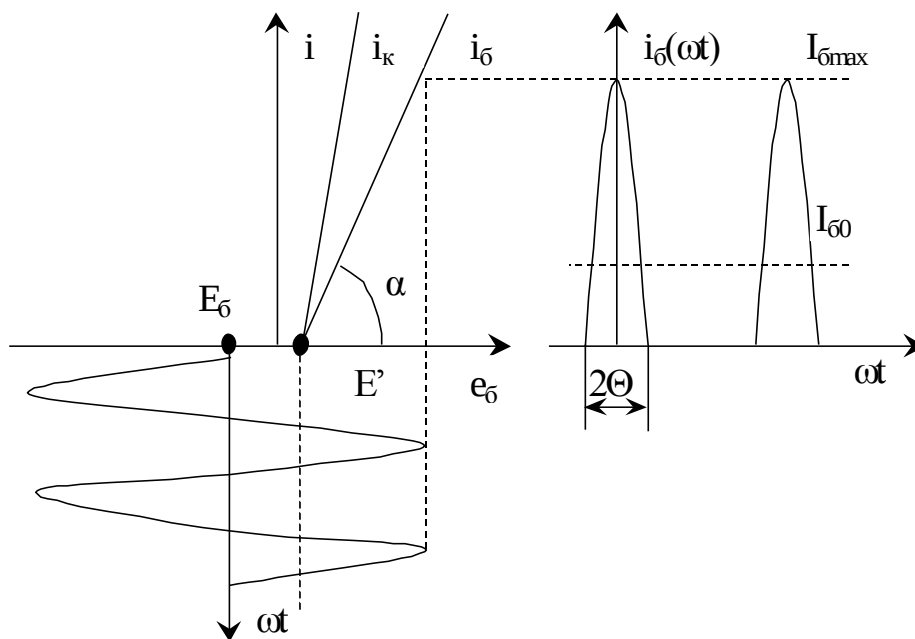


Рисунок 2.8 – Імпульси базового струму ГЗЗ

Кут нахилу характеристики колекторного струму обумовлюється крутизною характеристики (коефіцієнтом передавання базового струму). У випадку ввімкнення в базове коло резистора, у схемі «спільний емітер» є можливість живлення як вхідного, так і вихідного кола від одного джерела (схема ГЗЗ з автозміщенням, зображена на рис. 2.9):

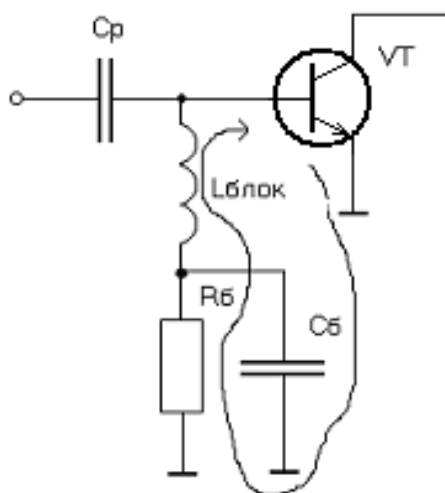


Рисунок 2.9 – Вхідне коло ГЗЗ з автозміщенням

На базовому резисторі виділяється напруга постійної складової базового струму, конденсатор шунтує змінну складову базового струму. Розрахунок енергетичних співвідношень:

номінал резистора:
$$R_B = \frac{|E_B|}{I_{B0}},$$

потужність розсіювання:
$$P_{зміц} = I_{B0}^2 R_B,$$

баланс потужностей:
$$: P_{збудж} = P_{бе} + P_{зміц}.$$

2.4 Динамічні характеристики ГЗЗ

Динамічні характеристики (ДХ) – залежності миттєвих значень струму одного з електродів активного елемента від миттєвих значень напруг на цьому електроді в робочому (динамічному) режимі.

Виходячи із відомих співвідношень:

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos \omega t. \quad (2.2)$$

$$i_K = S U_{mB} (\cos \tau - \cos \Theta). \quad (2.3)$$

З рівняння (2.2) можна отримати вираз для знаходження фази вихідного сигналу в кожен момент часу, тобто аналітичний вираз для ДХ:

$$\cos \omega t = \frac{E_K - e_K}{U_{mK}}. \quad (2.4)$$

Після підстановки у (2.2):

$$i_K = SU_{mB} \left(\frac{E_K - e_K}{U_{mK}} - \cos \Theta \right) = -\frac{SU_{mB}}{U_{mK}} (e_K - E'_K), \quad (2.5)$$

де $E'_K = E_K + U_{mK} \cos \Theta$.

Враховуючи, що $SU_{mB} \gamma_1(\Theta) = I_{K1}$, а $R_K = \frac{U_{mK}}{I_{K1}}$:

$$i_K = -\frac{1}{\gamma_1(\Theta) \cdot R_K} \cdot (e_K - E'_K). \quad (2.6)$$

Графік ДХ за рівнянням (2.5) будується у системі координат вихідної характеристики АЕ (рис. 2.10).

Нахил прямої визначається еквівалентним опором колекторного кола і кутом відтину колекторного струму:

$$\alpha = \arctg \frac{1}{\gamma_1(\Theta) R_K}.$$

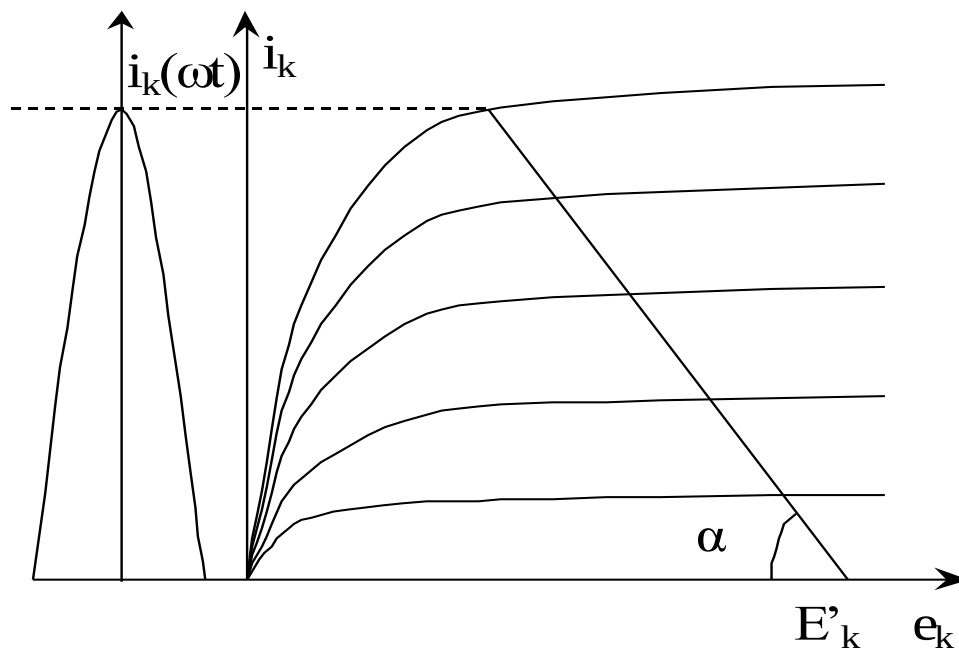


Рисунок 2.10 – Динамічна характеристика транзисторного ГЗЗ

Необхідно розглянути ряд характерних випадків:

а) $\Theta = 180^\circ$, в даному випадку $E'_K = E_K + U_{mK}$ і динамічна характеристика описується графіком (рис. 2.11):

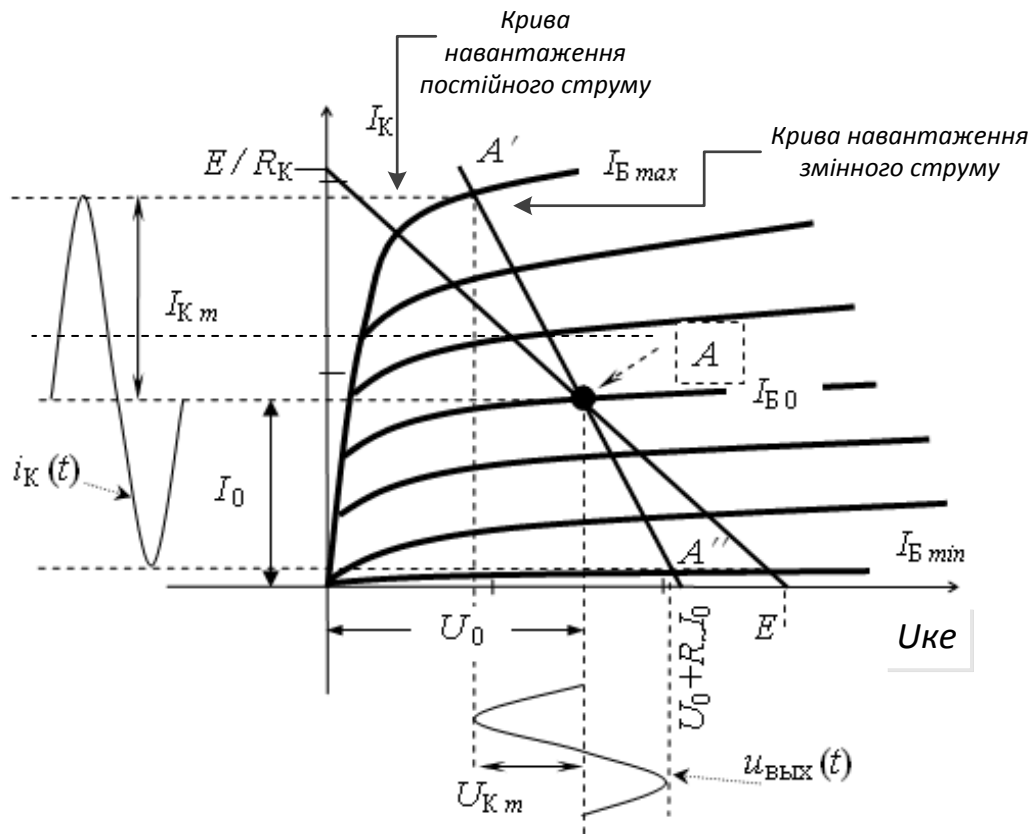


Рисунок 2.11 – ДХ ГЗЗ при $\Theta = 180^\circ$

В цьому випадку (рис. 2.11) $\gamma_1(\Theta) = 1$, і нахил навантажувальної прямої визначається тільки опором колекторного навантаження. Як видно, із зменшенням колекторного навантаження зменшується кут нахилу α і ДХ наближається до нормалі відносно осі e_K . Це лінійний режим підсилення потужності, характеризується низькими енергетичними показниками і ККД. Значення струму спокою не залежить від величини опору R_K .

б) $\Theta = 90^\circ$, $\gamma_1(90^\circ) = 0.5$, $E'_K = E_K$, в такому випадку графік ДХ (рис. 2.12) має вигляд похилої лінії:

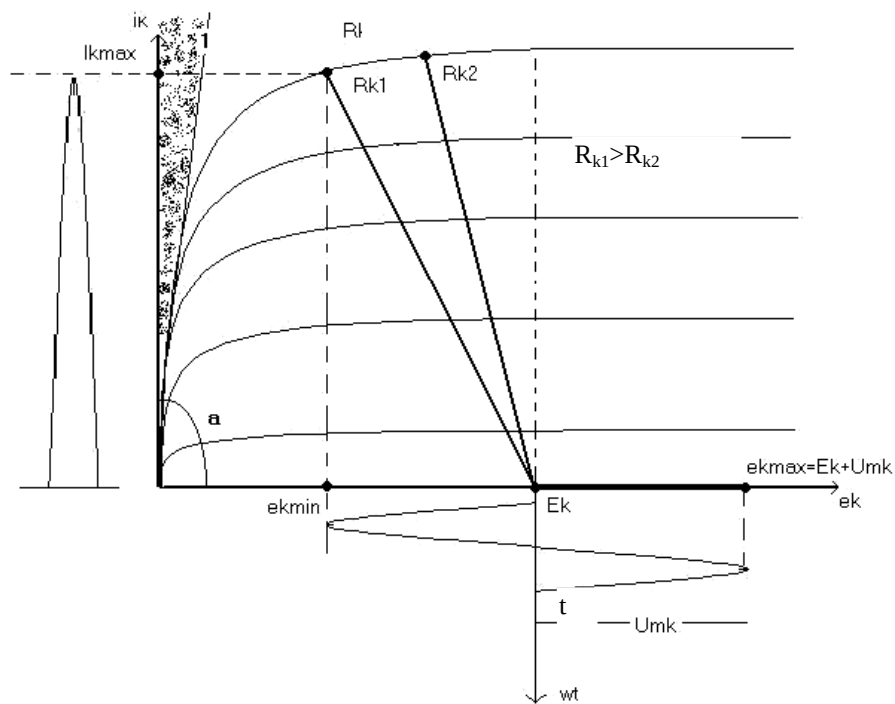


Рисунок 2.12 – ДХ ГЗЗ при $\Theta = 90^\circ$

На рис. 2.12 лінія 1 – лінія критичного режиму (ЛКР). Кут її нахилу визначається виразом: $\alpha_{ЛКР} = \arctg \frac{1}{r_{насич}}$. Струм спокою у цьому випадку дорівнює 0.

в) $90^\circ < \Theta < 180^\circ$, вигляд динамічних характеристик та епюр вихідного струму зображено на рис. 2.13:

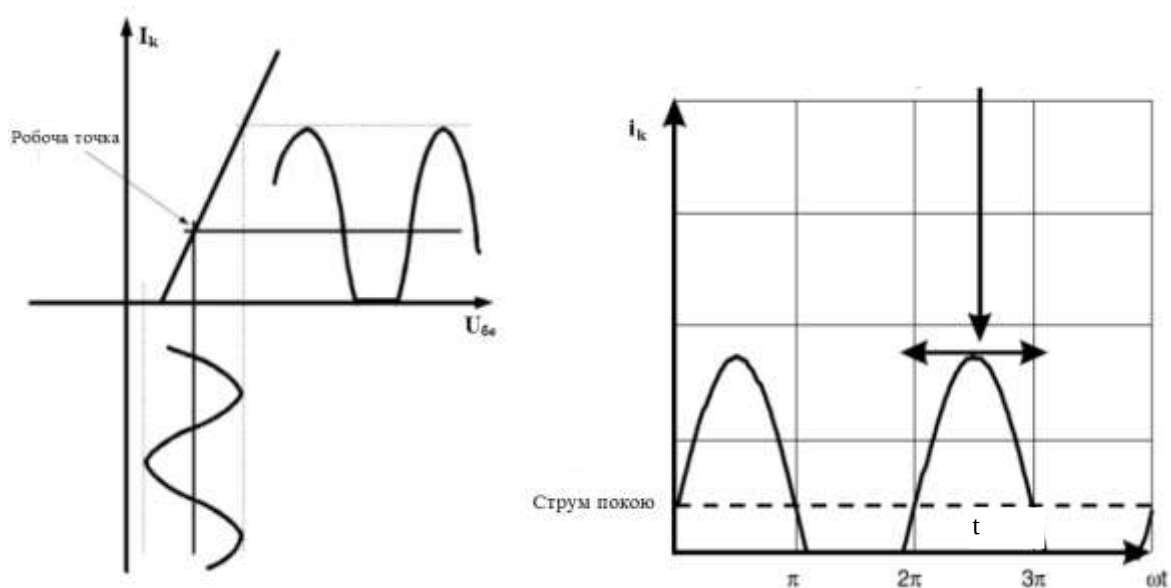


Рисунок 2.13 – ДХ ГЗЗ за $90^\circ < \Theta < 180^\circ$

Струм спокою знаходиться за рівнянням:

$$I_{\text{спокою}} = -I_{K\max} \frac{\cos\Theta}{1-\cos\Theta}.$$

г) $\Theta < 90^\circ$, в цьому випадку ДХ будується як показано на рис. 2.14:

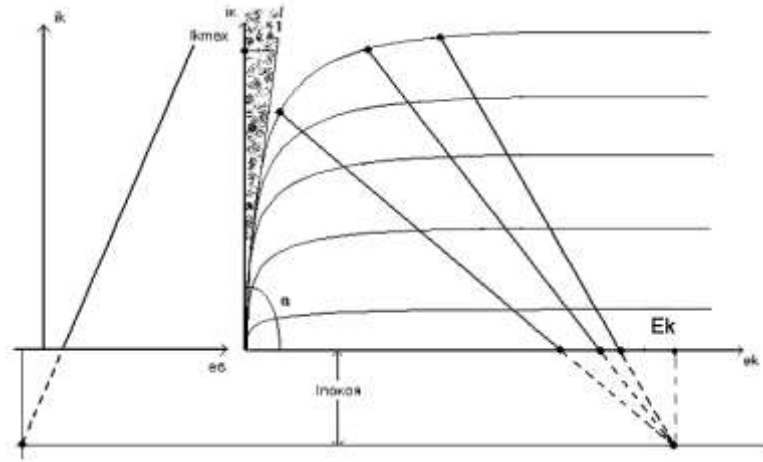


Рисунок 2.14 – ДХ за $\Theta^\circ < 90^\circ$

2.5 Режим роботи ГЗЗ

Режим роботи характеризується напруженістю режиму АЕ, тобто точкою ВАХ, в якій формується вершина імпульсу колекторного струму. На графіку (рис. 2.15) це точка А:

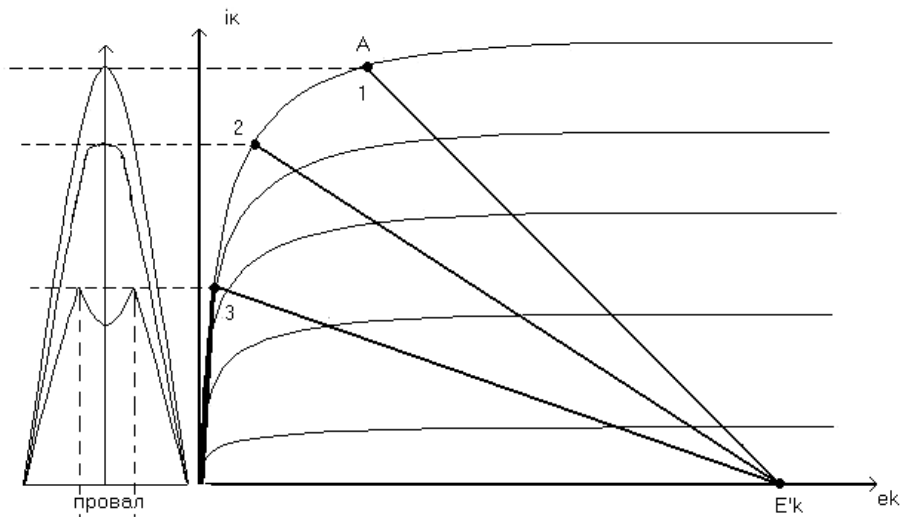


Рисунок 2.15 – Динамічні характеристики в недонапруженому (1), критичному (2) і перенапруженому (3) режимах

Якщо АЕ знаходиться в активній області статичних ВАХ, то такий режим називається недонапруженим. В такому випадку форма колекторного імпульсу буде неспотвореним імпульсом (в цьому режимі R_K , як правило, мале), але і амплітуда, прямо пропорційна R_K , є невеликою.

Якщо АЕ знаходиться на лінії критичного режиму, то режим – критичний (граничний). Амплітуда колекторного струму менша ніж в попередньому випадку, а вершина сплющується.

Якщо робоча точка АЕ знаходиться на ЛКР, але нижче точки її перетину з прямою навантаження, то такий режим називається перенапруженим, на графіку вихідного сигналу з'являється провал в вершині імпульсу в той момент, коли колекторний перехід відкритий для зовнішньої дії.

2.6 Навантажувальні характеристики ГЗЗ

Навантажувальними характеристиками називаються залежності струмів, напруг і потужностей від величини опору навантаження в колекторному колі транзистора.

Під час розрахунку ГЗЗ необхідно знайти оптимальний опір навантаження, наприклад шляхом зміни резонансного опору коливального контура:

$$R_K = R_{PE3} = Q_H \rho = \frac{\rho^2}{r_0 + r_{BH}},$$

де r_0 – власний опір контура,

r_{BH} – внесений опір, який описується виразом:

$$r_{BH} = \frac{(\omega M_{3B})^2}{R_H},$$

де Q_H – добротність навантаженого контура.

Таким чином, змінюючи зв'язок між котушками, можна змінювати R_K .

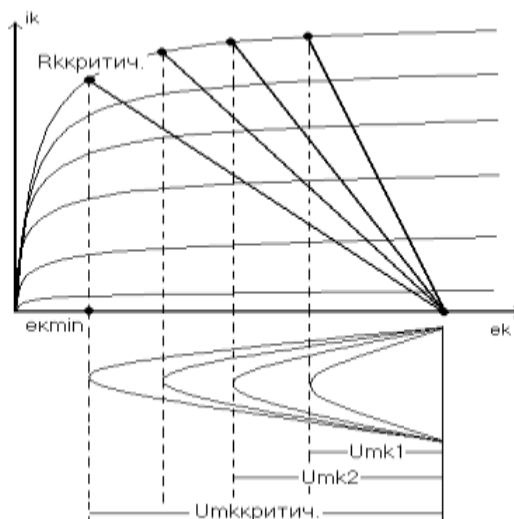


Рисунок 2.16 – Динамічні характеристики для кута відтину $\Theta = 90^0$ в недонапруженому режимі

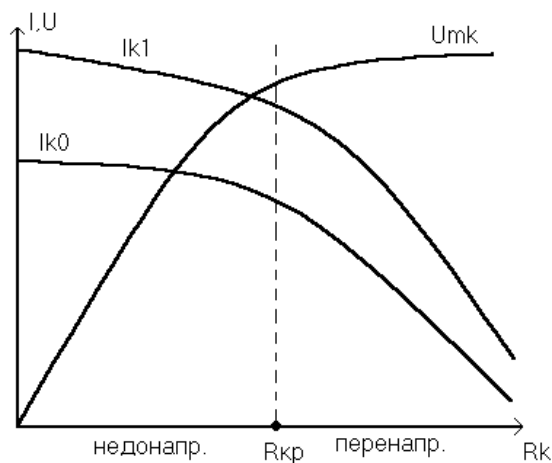


Рисунок 2.17 – Навантажувальні характеристики для кута відтину $\Theta = 90^0$

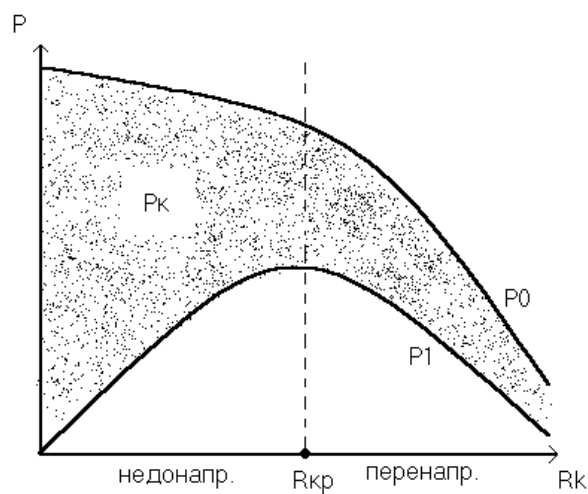


Рисунок 2.18 – Потужнісні навантажувальні характеристики для кута відтину $\Theta = 90^0$

$$P_0 = I_{K0} E_K, \quad P_1 = \frac{1}{2} I_{K1} U_{mK}, \quad \text{а } P_K = P_0 - P_1.$$

Зі всіх рисунків видно, що в граничному режимі корисна потужність максимальна.

2.6.1 Коефіцієнт використання колекторної напруги в граничному режимі

Проектування ГЗЗ починається із вибору корисного навантаження P_1 , потім вибирається кут відтину, за потужністю вибирається транзистор, відповідно і його колекторне живлення та розраховують режим роботи.

Рівняння розрахунку критичного коефіцієнта використання напруги живлення визначається рівністю (2.7):

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}}{E_K^2 \alpha_1(\Theta)}} \right). \quad (2.7)$$

2.6.2 ККД коливального контура

ККД в навантаженні ГЗЗ залежить від коефіцієнта ввімкнення кола навантаження, тобто від співвідношення елементів контура: $\eta_k = \frac{P_{вих}}{P_1}$.

Еквівалентна схема контура: $P_1 = \frac{1}{2} I_{конт}^2 (r_0 + r_{вн}), P_{вих} = \frac{1}{2} I_{конт}^2 r_{вн}$;

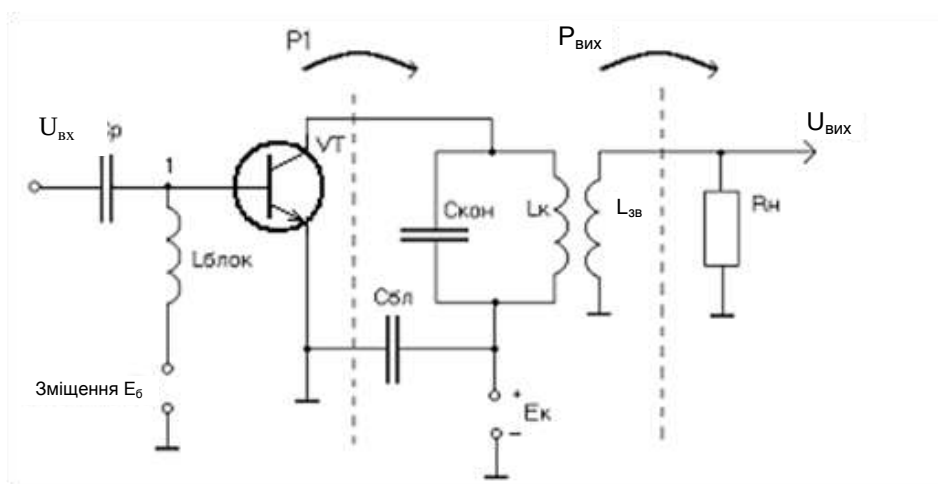


Рисунок 2.19 – Передача потужностей у вихідній КС

Добротність навантаження та добротність в режимі холостого ходу визначаються за виразами:

$$Q_H = \frac{\rho}{r_0 + r_{BH}},$$

$$Q_{XX} = \frac{\rho}{r_0}.$$

На рис. 2.20 зображено еквівалентну схему контура навантаження ГЗЗ:

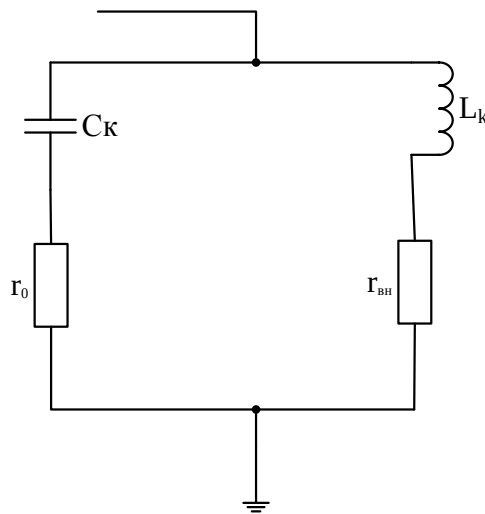


Рисунок 2.20 – Еквівалентна схема контура

Таким чином, ККД контура навантаження ГЗЗ визначається за виразом:

$$\eta_{КОНТ} = \frac{r_{BH}}{r_0 + r_{BH}} = 1 - \frac{r_0}{r_0 + r_{BH}} \frac{\rho}{\rho} = 1 - \frac{Q_H}{Q_{XX}}.$$

Під час аналізування формули видно, що ККД можна підвищити, зменшуючи добротність навантаженого контура.

2.6.3 Часткове ввімкнення контура в колекторне коло транзистора

В процесі проєктуванні транзисторних ГЗЗ виникає проблема, пов'язана з тим, що за необхідності високих добротностей коливального контура його резонансний опір виявляється значно більшим, ніж потрібно.

Наприклад, для деяких транзисторних ГЗЗ колекторний опір має бути порядку одиниць омів, що не може забезпечити жоден паралельний коливальний контур. Тому на практиці часто використовується часткове ввімкнення колекторного кола. Існує декілька варіантів увімкнення.

Перший варіант: в індуктивній гілці контура (рис. 2.21).

В такому випадку вводиться поняття коефіцієнт ввімкнення контура:

$$p = \frac{L_1}{L_K}.$$

В цьому випадку енергетичні параметри:

$$P_1 = \frac{1}{2} U_{mK}^2 / R_K = \frac{1}{2} U_{KONT}^2 / R_{PE3}.$$

$$\frac{U_{mK}^2}{U_{KONT}^2} = \frac{R_K}{R_{PE3}} = p^2, \text{ тоді } R_K = p^2 R_{PE3}.$$

Така схема нормально працює в лінійному режимі, а в нелінійному погано: друга і вище гармоніки (зокрема і перша) замикаються через L_1 , а L_1 мала і для вищих гармонік становить великий опір, на якому виділяються напруги всіх гармонік. Таким чином, гармонічної напруги на контурі немає. Також є $C_{вих}$ транзистора, яка разом з L_1 формує паразитний **контур** з невідомим налаштуванням.

Навантаження має компенсувати $C_{вих}$.

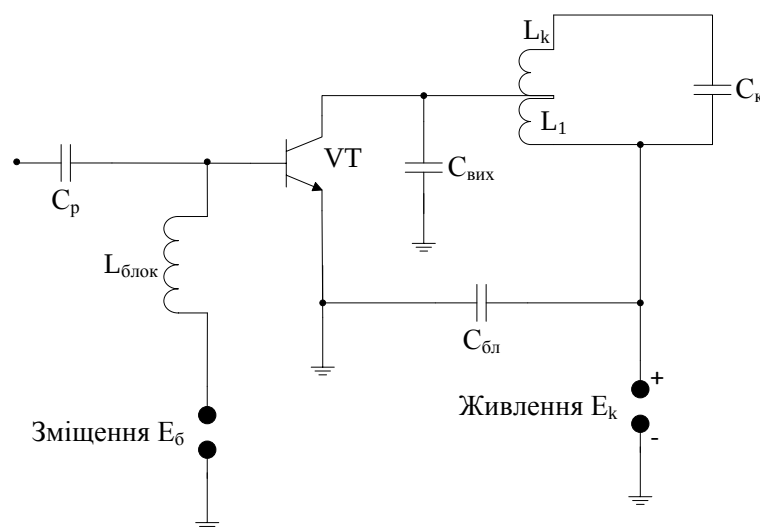


Рисунок 2.21 – Часткове ввімкнення контура (індуктивна гілка)

Другий спосіб – часткове ввімкнення з боку ємності (рис. 2.22):

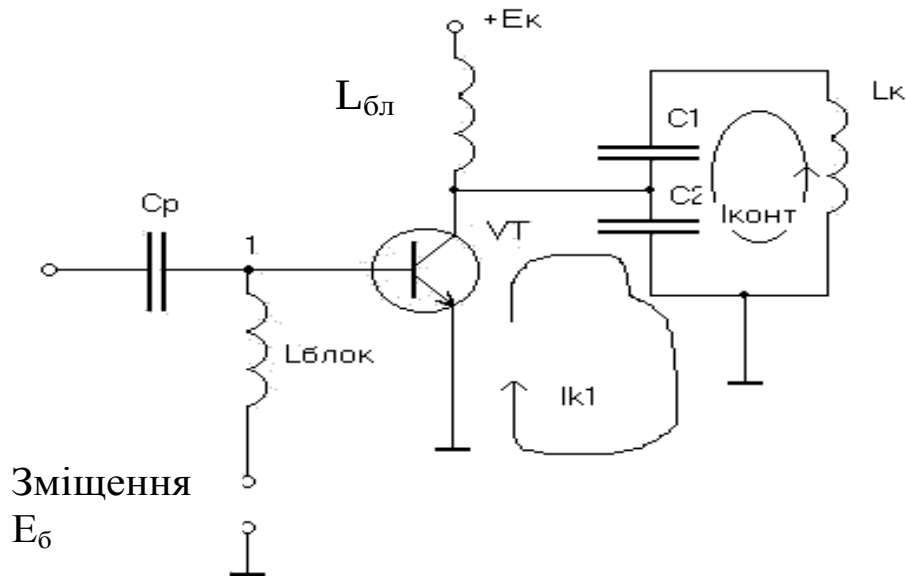


Рисунок 2.22 – Часткове ввімкнення контура (ємнісна гілка)

Елемент схеми $L_{бл}$ в колекторному колі необхідний для захисту джерела живлення від вихідних ВЧ коливань. Номінал цього елемента вибирається з умови: $\omega L_{бл} \gg R_k$, $R_k = \frac{U_{mk}}{I_{k1}}$.

$$\frac{1}{C_k} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \Rightarrow C_k = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Враховуючи коефіцієнт ввімкнення $p = \frac{X_{c1}}{X_{ck}}$:

$$p = \frac{\frac{1}{\omega C_1}}{\frac{1}{\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, \quad p = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Паразитна ємність $C_{\text{вих}}$ вмикається паралельно конденсатору C_1 . Під час розрахунку параметрів контура, реальна величина C_1 має бути зменшена на величину $C_{\text{вих}}$.

Зв'язок струмів контура $I_{\text{конт}}$ і колектора I_{k1} визначається за виразом:

$$I_{\text{кон}} = pQ_n I_{k1}.$$

3. Використання трансформувального П-кола як навантаження ГЗЗ (рис. 2.23):

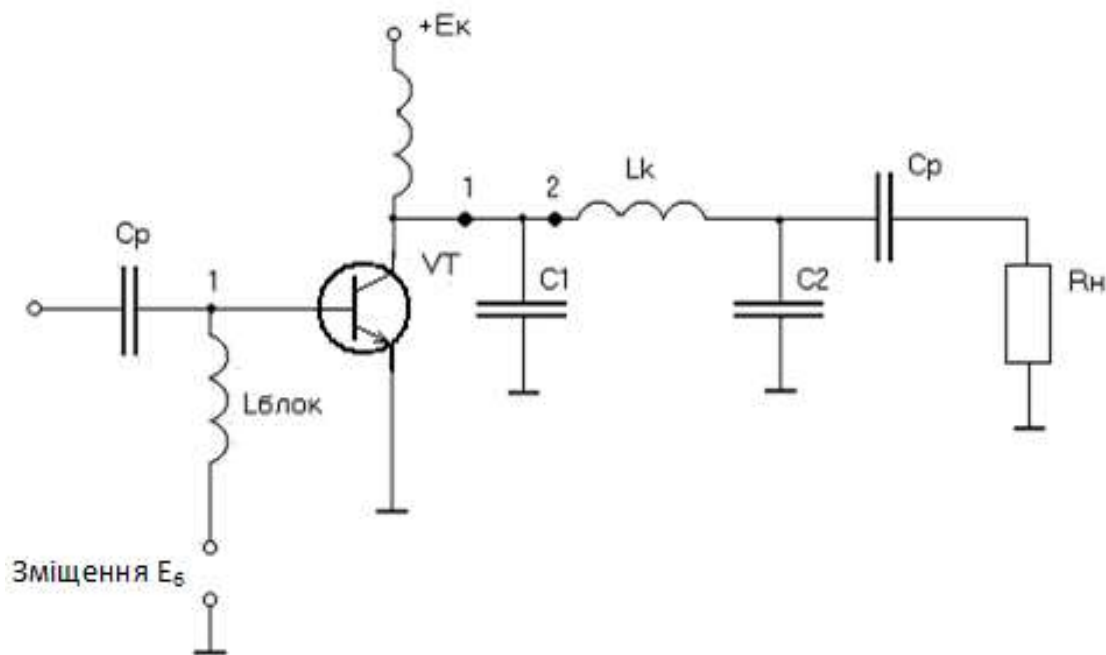


Рисунок 2.23 – ГЗЗ з П-подібною вихідною КС

Розділовий конденсатор C_p можна ввімкнути і в точки **1** і **2**, номінал вибирається таким чином, щоб виконувалась умова: $\frac{1}{\omega C_p} \ll R_n$.

Перевагою такої схеми є те, що до C_p безпосередньо вмикається опір навантаження R_n , оскільки L_k перешкоджає проходженню вищих гармонік в навантаженні за рахунок їх фільтрації. Зв'язок з навантаженням регулюється шляхом зміни номіналу C_2 .

Порядок виконання роботи

1. Ввімкнути пакет прикладних програм MicroCap. Зібрати схему, як показано на рис. 2.24. Схема являє собою генератор із зовнішнім збудженням на біполярному транзисторі, ввімкненого за схемою зі спільним емітером (БТ з СЕ). На даному рисунку R_1 , R_2 – дільник напруги, що забезпечують робочу точку; R_4 – колекторне навантаження транзистора; R_3 , C_3 – елементи температурної стабілізації коефіцієнта підсилення (K_u); R_3 – забезпечує від’ємний зворотній зв’язок (ВЗЗ) за постійним струмом колектора; C_3 – блокує ВЗЗ за змінною складовою струму колектора; C_1 , C_2 – розділові конденсатори. Перешкоджають проходженню постійної складової зі схеми підсилювача у зовнішнє коло і навіпаки; R_5 – навантаження каскаду; R_7 , R_8 – дільник входної напруги; V_1 – джерело живлення 12V; V_2 – джерело сигналу.

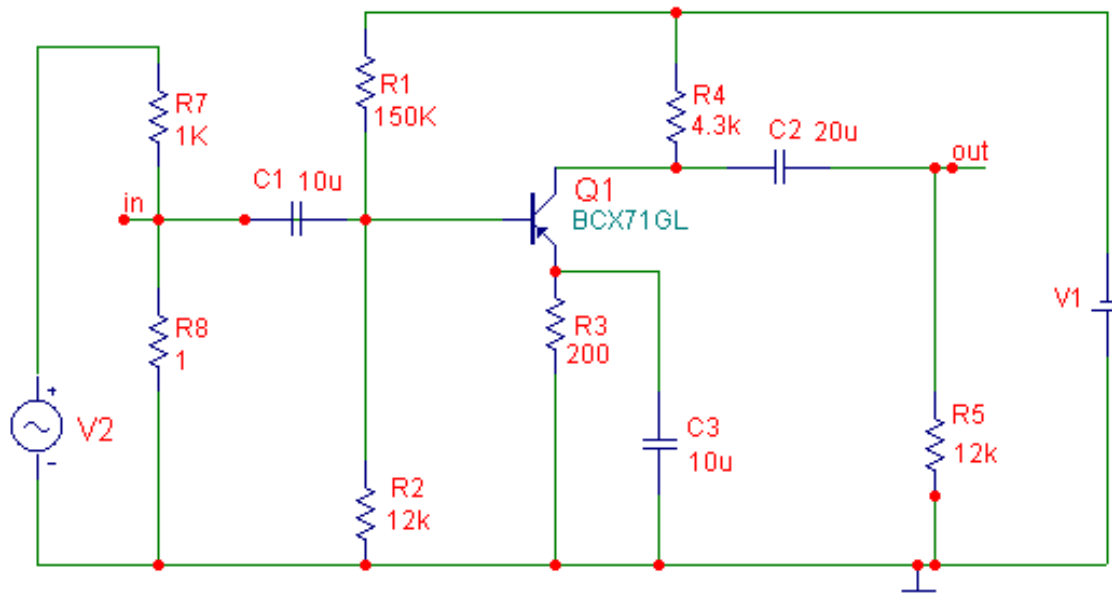


Рисунок 2.24 – Схема ГЗЗ для визначення режиму роботи

Встановити напругу живлення $V_1=12$ В та напругу зміщення – 20 мВ. Зняти осцилограми форми вихідних імпульсів колекторного струму. За формулою визначити еквівалентний кут відтину $\theta_{екв}$ імпульсів колекторного струму: $\theta_{екв} = \omega T$ для радіан і $\theta_{екв} = \frac{\omega T}{\pi} \cdot 180^\circ$ для градусів, де $\omega = 2\pi f$ – кутова циклічна частота; T – півперіод сигналу. Змінюючи номінал резистора R_1 в межах від 30 кОм до 250 кОм, визначити залежність

кута відтину $\theta_{екв}$ від напруги збудження $U_B - \theta_{екв}(U_B)$ (отримується шляхом натиснення клавіші ). Отримані дані занести до таблиці.

За отриманими даними побудувати графік залежності кута відтину $\theta_{екв}$ від напруги збудження $U_B - \theta_{екв}(U_B)$.

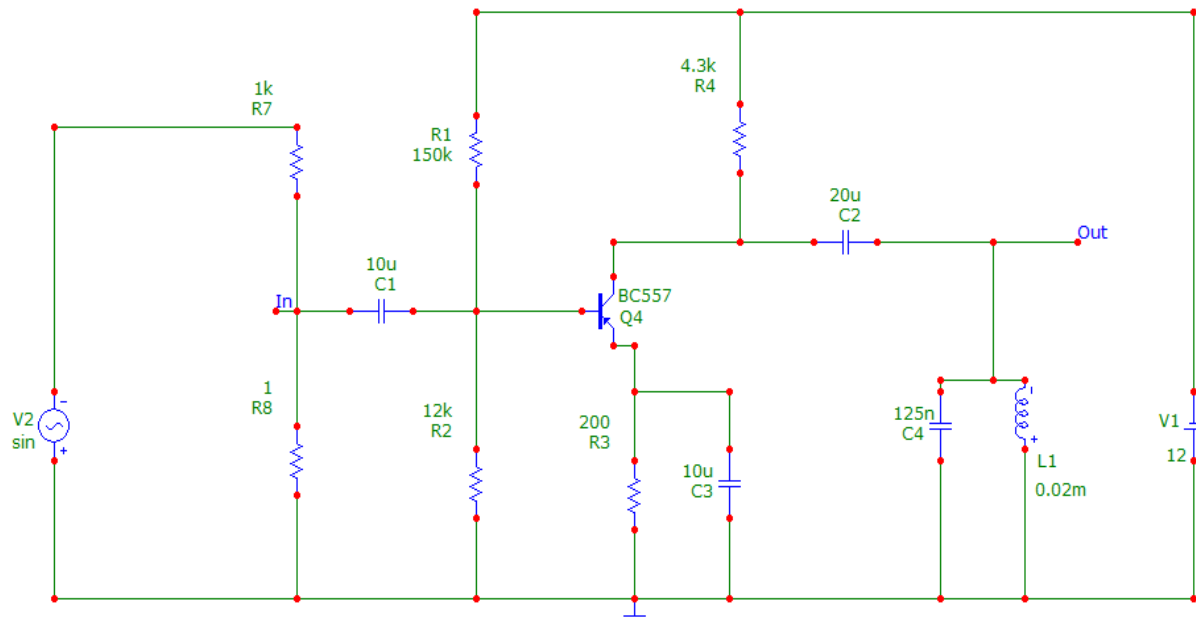


Рисунок 2.25 – Схема генератора із зовнішнім збудженням

В цій схемі (рис. 2.25) C_4 , L_1 – ємність та індуктивність навантажувального коливального контура.

2. Дослідження напруги зміщення на режим роботи ГЗЗ

Для проведення дослідження потрібно, склавши схему (рис. 2.24), змінювати номінал резистора R_1 на 50 % у бік збільшення та у бік зменшення. Результати вимірювання занести до таблиці.

3. Побудова амплітудно-частотної і амплітудно-фазової характеристики підсилювача

На практиці, щоб отримати дані для побудови амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) підсилювача, необхідно мати генератор синусоїд-

них сигналів, осцилограф і вольтметр змінної напруги. До входу підсилювача вмикається вихід генератора синусоїдних сигналів, а до виходу – осцилограф і вольтметр (схема на рис. 2.26):

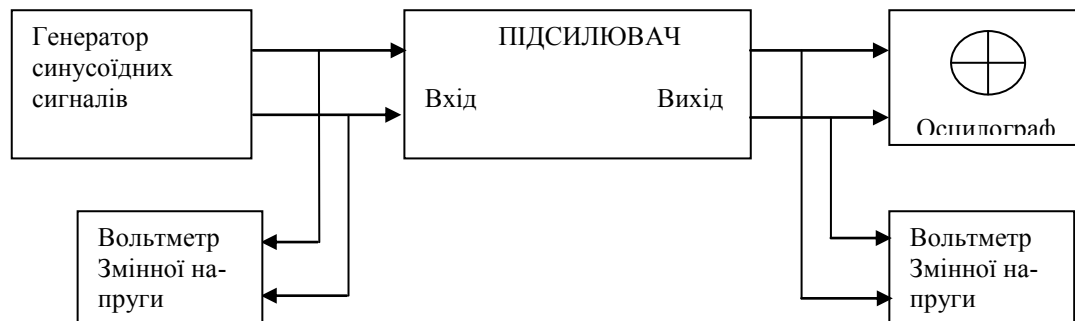


Рисунок 2.26 – Схема ввімкнення приладів для зняття АЧХ і АХ

На виході генератора встановлюється напруга сигналу з частотою першої точки частотного діапазону АЧХ і за допомогою вольтметра вимірюють вихідну напругу, а по осцилографу контролюють форму вихідної напруги, яка не має спотворюватись. Далі переходять до наступної точки частотного діапазону і т. д. Під час проведення вимірювання напругу на виході генератора підтримують незмінною. Дані заносяться в таблицю, за якою потім будується АЧХ. Частота відкладається по горизонтальній осі, як правило, в логарифмічному масштабі, а по вертикальній осі – розраховане значення коефіцієнта підсилення (K_u) в безрозмірних одиницях або децибелах.

Фазочастотна характеристика (ФЧХ) знімається як фазове зміщення між вхідним і вихідним сигналом. Це робиться або за допомогою двопроменевих осцилографа, або за допомогою фазометра.

У разі автоматичного зняття АЧХ для джерела сигналу V_2 на рис. 2.27 програма встановлює величину $U_{вх} = 1$ В, тому на вході ГЗЗ стоїть ділник напруги R_7 , R_8 , що зменшує це значення до необхідного.

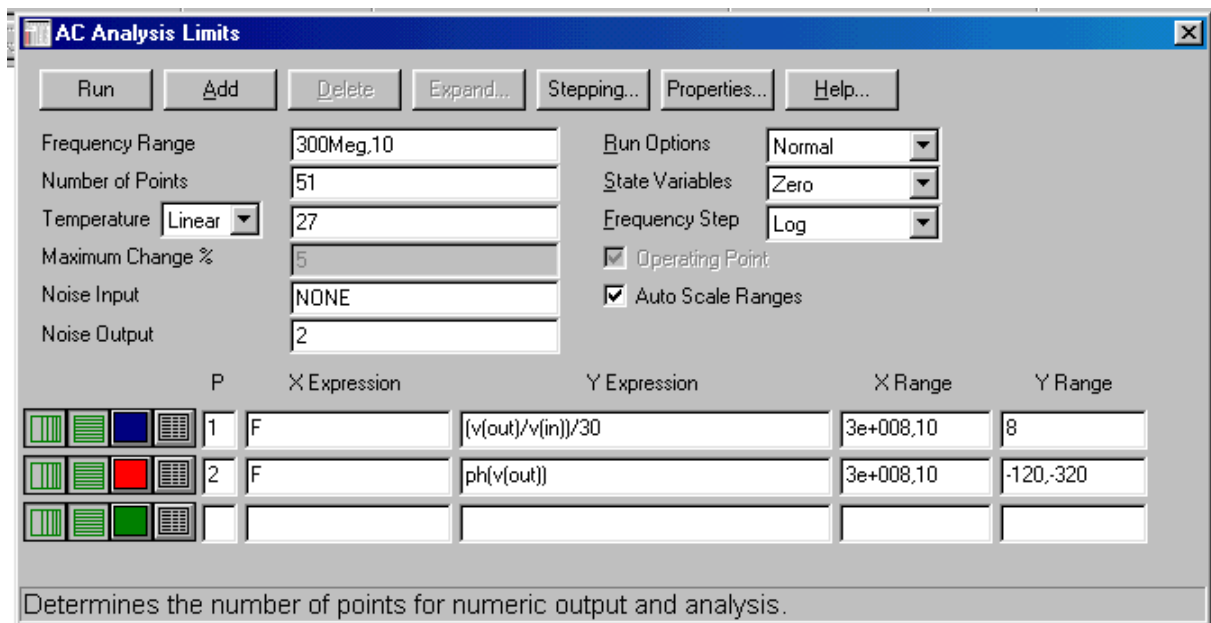


Рисунок 2.27 – Вікно для задання параметрів частотного аналізу

В меню **Analysis** виберіть пункт **AC Analysis** – розрахунок частотних характеристик. На екрані з’явиться вікно (рис. 2.27), яке необхідно заповнити, як це вказано.

Вихідну напругу (графа Y Expression) можна вимірювати в вольтах **v(out)**, в децибелах **db(v(out))** або вивести K_u за допомогою виразу **v(out)/v(in)**, або **db (v(out)/v(in))**.

Натисніть піктограму **Run** і проаналізуйте картинку для АЧХ і ФЧХ.

Перевірте фазу вихідної напруги, якщо вона не відповідає теорії, розверніть джерело вхідного сигналу на 180° .

По АЧХ можна визначити смугу пропускання, нерівномірність АЧХ, коефіцієнт частотних спотворень.

4. Дослідження налаштування навантажувального контура на амплітуду вихідного сигналу

Використовуючи режим Stepping, можна провести багатоваріантний аналіз за варіації будь-якого параметра компонента схеми або його моделі. Можна варіювати від 1 до 10 параметрів одночасно.

Для заданого викладачем елемента схеми (табл. 2.1) проведіть багатоваріантний аналіз схеми.

Таблиця 2.1 – Рекомендований діапазон варіації параметрів компонентів схеми

Номер	1	2
Елемент	L1	C4
Рекомендований діапазон варіації	20-30 m	120-130 p

Для цього увійдіть в режим Stepping, використовуючи шлях **Analysis> AC Analysis>Stepping**.

Заповніть вікно (рис. 2.28) і почніть аналізування, натиснувши  піктограму. Величину кроку потрібно вибрати таким чином, щоб було виведено тільки дві АЧХ.

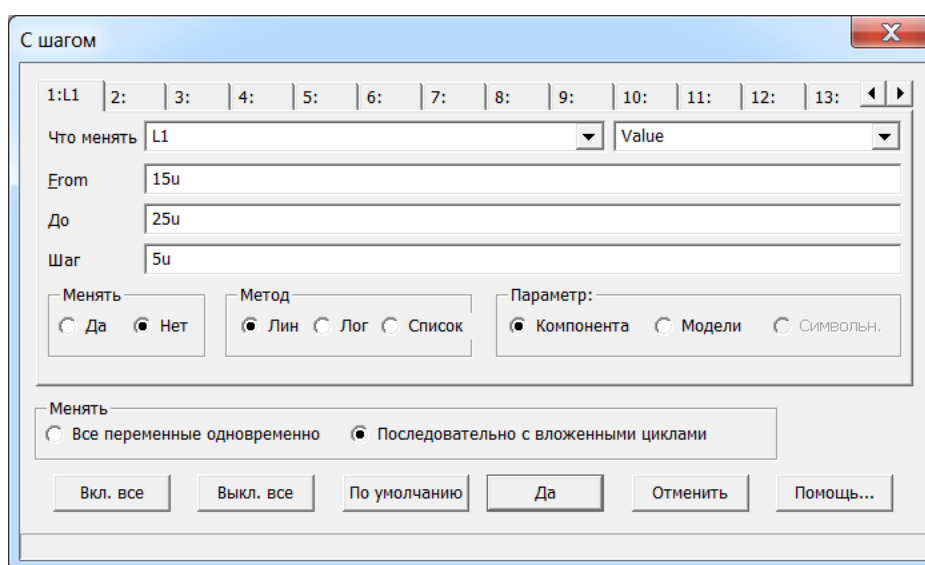


Рисунок 2.28 – Вікно для задання параметрів режиму **Stepping**

Вихід з цього режиму – **F3** або **File – Close**.

Для моделювання впливу неповного ввімкнення навантаження скористаємось такими схемами:

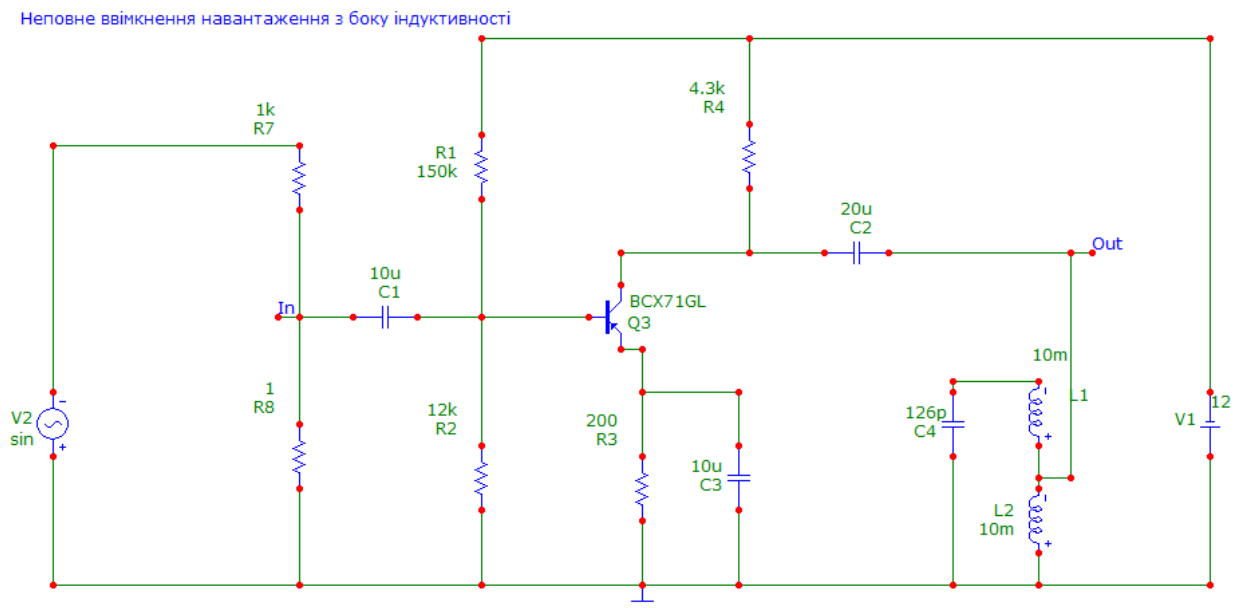


Рисунок 2.29 – Схема ГЗЗ з неповним ввімкненням з боку індуктивності

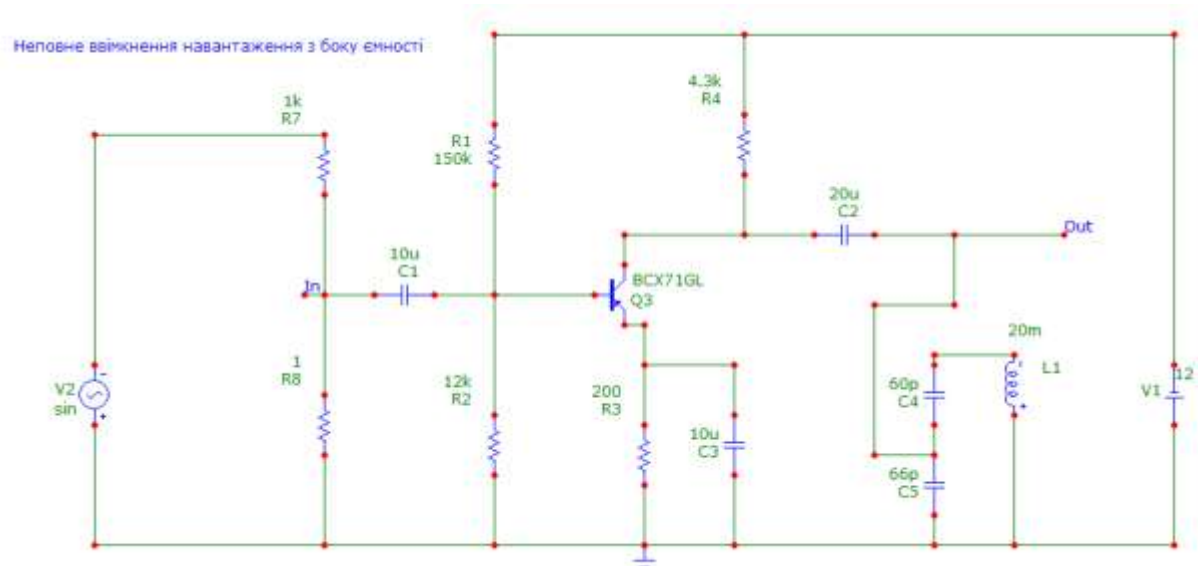


Рисунок 2.30 – Схема ГЗЗ з неповним ввімкненням з боку ємності

Змінюючи номінали елементів коливального кола, внести в таблицю залежність амплітуди вихідного сигналу від коефіцієнта ввімкнення як з боку індуктивності, так і з боку ємності.

Внаслідок проведених досліджень зробити висновок про оптимальний зв'язок ГЗЗ з навантаженням.

7. Дослідження спектрального складу вихідного сигналу ГЗЗ

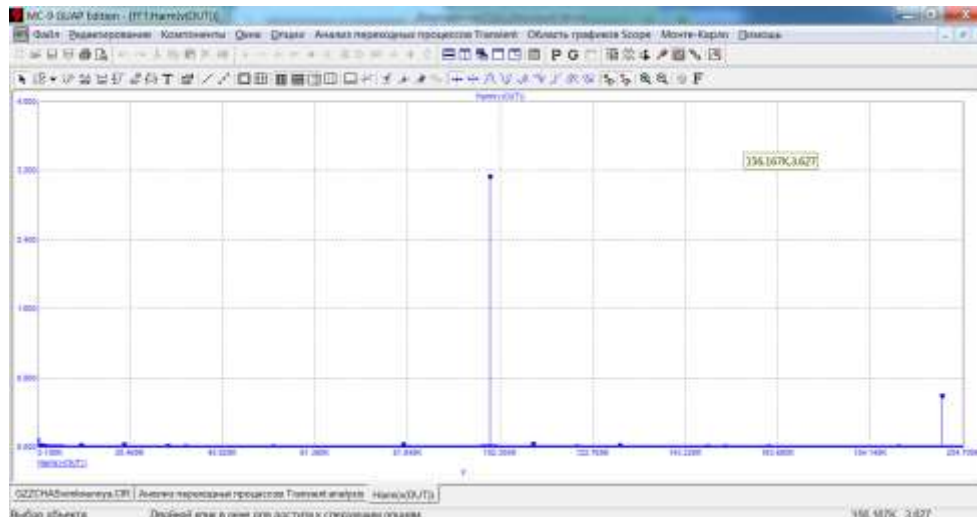


Рисунок 2.31– Результат Фур'є аналізу вихідного сигналу

Після проведення аналізу схеми меню **Analysis** виберіть пункт **Transient Analysis**, після чого виконайте команду **Аналіз перехідних процесів – Вікно Фур'є аналізу**. Результат – отриманий графік має вигляд, як показано на рис. 2.31.

Контрольні питання

1. Що таке ГЗЗ, відмінність від підсилювача потужності.
2. Накреслити ГЗЗ з колами, показати напрямки проходження струмів
3. Пояснити призначення блокувальних і розділових елементів схеми ГЗЗ.
4. Кола живлення і зміщення ГЗЗ.
5. Режими роботи ГЗЗ за напруженістю.
6. Вплив навантаження на форму вихідного сигналу ГЗЗ.
7. Часткове ввімкнення навантаження.
8. Використання паралельного коливального контура в якості навантаження ГЗЗ.
9. Формування вихідного сигналу. Форма імпульсу вихідного сигналу ГЗЗ.
10. Кут відтину, вибір оптимального кута відтину.
11. Динамічні характеристики ГЗЗ.
12. Дати визначення недонапруженого, граничного і перенапруженого режиму роботи ГЗЗ.

Лабораторна робота № 3

Моделювання транзисторного автогенератора

Мета роботи: дослідження схемотехніки та режимів збудження 51отири по51аторів за допомогою пакета моделювання Micro-Cap.

Теоретичні відомості

Загальні співвідношення для усталеного режиму АГ. Умова самозбудження АГ

Автогенератор (АГ) – електронний пристрій, який перетворює постійну напругу живлення у вихідні коливання періодичної форми із заданими параметрами. Для розгляду властивостей, а також умов функціонування, подамо автогенератор ввімкненням двох чотирьохполіусників (рис. 3.1).

Прийнявши, що в схемі рис. 3.1 пройшов процес самозбудження і в ній встановилися стаціонарні гармонічні коливання з відповідними комплексними амплітудами струмів і напруги. Кожен чотирьохполіусник можна характеризувати своїм, в загальному випадку, комплексним коефіцієнтом передачі.

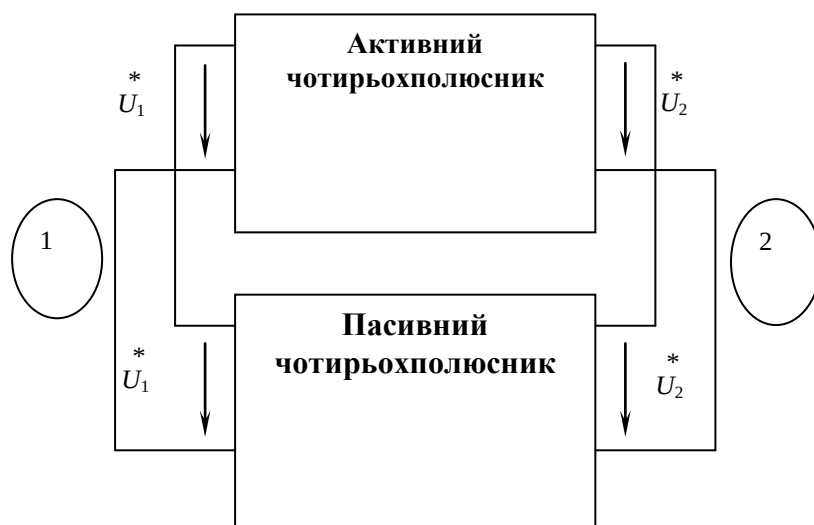


Рисунок 3.1 – Еквівалентна схема АГ

Якщо прийняти, що в стаціонарному режимі, з боку одного плеча кожного чотириполюсника в схемі рис. 3.1 діє напруга комплексної амплітуди U_1^* , а з боку іншого плеча діє напруга комплексної амплітуди U_2^* , комплексний коефіцієнт передачі за напругою активного чотириполюсника:

$$K = \frac{U_2^*}{U_1^*} = K e^{j\varphi_K}. \quad (3.1)$$

Комплексний коефіцієнт передачі за напругою пасивного чотириполюсника описується рівністю (3.2):

$$\beta = \frac{U_1^*}{U_2^*} = \beta e^{j\varphi_\beta}. \quad (3.2)$$

В стаціонарному режимі має виконуватися співвідношення (3.3):

$$K = \frac{1}{\beta}$$

або

$$K \beta = 1.$$

(3.3)

З врахуванням (3.1), (3.2) із співвідношення (3.3) випливає два вирази у дійсній формі:

$$K\beta = 1, \quad (3.4)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 0; 2\pi; \dots \quad (3.5)$$

Фізично вираз (3.4) означає, що в стаціонарному стані величина коефіцієнта передачі по замкнутому контуру в схемі рис.3.1 дорівнює одиниці, і цей вираз описує баланс амплітуд. У випадку АГ це також вказує, що потужність, яка виділяється генераторним приладом від джерела живлення у вихідне коло, дорівнює потужності втрат в елементах кола.

Вираз (3.5) описує умову балансу фаз і означає, що сигнали на вході активного чотириполюсника мають бути синфазними. Для АГ це означає,

що фазове зміщення вхідної і вихідної напруги, яке вноситься АЕ, має компенсуватися електричним колом, що включається між виходом і входом АЕ.

Отже, в схемі (див. рис. 3.1) величина коефіцієнта передачі активного чотириполюсника дорівнює $K = \frac{U_2}{U_1}$, буде тим меншою, чим більша U_1 .

Оскільки в стаціонарному режимі АГ амплітуда коливань завжди більша, ніж на початковій стадії самозбудження, то величина коефіцієнта передачі за напругою активного чотириполюсника в цьому режимі завжди менша, ніж в початковий момент. Позначивши величину коефіцієнта передачі активного чотириполюсника за малого значення U_1 через K_0 , маємо:

$$K_0 > K. \quad (3.6)$$

Коефіцієнт передачі пасивного чотириполюсника не залежить від діючої напруги, отже, в схемі, зображеній на рис.3.1 коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta = \text{const}$.

Очевидно, якщо в (3.4) замість K підставити K_0 , що задовольняє (3.6), то замість рівності отримаємо нерівність:

$$K_0 \beta > 1, \quad (3.7)$$

яку можна також записати у формі

$$\beta > 1/K_0 = \beta_{\text{КРИТ}} \quad (3.8)$$

де $\beta_{\text{КРИТ}}$ – критичне (мінімально допустиме) значення коефіцієнта передачі пасивного чотириполюсника.

Співвідношення (3.7) та (3.8) є умовою самозбудження АГ. Величина $G = K_0 \beta$ в теорії АГ називається чинником генерації і в схемах лампових і транзисторних АГ зазвичай вибирається $G = 2..3$.

Така величина чинника генерації створює необхідний запас в умові самозбудження АГ за змінення напруги живлення і параметрів генераторного приладу.

Оскільки фази коефіцієнтів передачі φ_K і φ_β пов'язані з частотою сигналу АГ, то умова балансу фаз (рівняння 3.5), може використовуватися для визначення частоти автоколивань в схемі АГ.

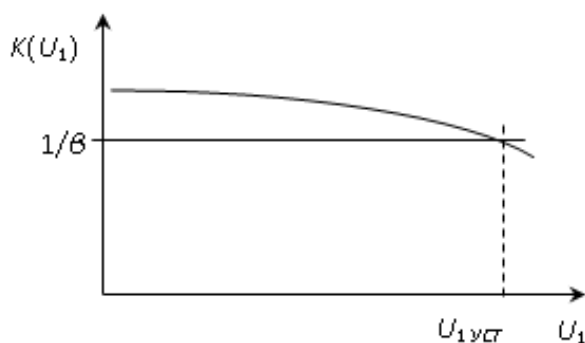


Рисунок 3.2 – Графічний метод визначення умови самозбудження АГ

Амплітуда коливань АГ в стаціонарному режимі може бути знайдена з умови балансу амплітуд. Для цього необхідно побудувати залежність величини коефіцієнта передачі за напругою генераторного приладу від величини вхідної напруги, тобто залежність $K(U_1)$ (рис. 3.2). У режимі, що встановився, має виконуватися співвідношення $K(U_1) = 1/\beta$, що витікає з балансу амплітуд (3.4). Тому в стаціонарному режимі, амплітуда U_{1ecn} визначається як точка перетину кривої $K(U_1)$ і горизонтальної прямої $1/\beta$ (рис. 3.2). Амплітуда вихідної напруги АГ в стаціонарному режимі:

$$U_{2\text{ ВУСТ}} = U_{1\text{ ВУСТ}}/\beta. \quad (3.9)$$

3.2 Узагальнена триточкова схема АГ. Ємнісна і індуктивна триточкові схеми АГ

У разі використання електронної лампи або транзистора як генераторного приладу – АЕ АГ – його вхідне і вихідне кола мають один спільний полюс, тому в єдиній еквівалентній схемі АГ (див. рис. 3.1) по одному з

полюсів плечей 1 і 2 мають бути безпосередньо сполучені між собою, як показано на рис. 3.1.

За такої умови будь-яке електричне коло, яке вмикається до генераторного приладу і відображається пасивним чотириполіусником на схемах (див. рис. 3.1 і рис. 3.2), може бути подане у вигляді Т- або П-подібного сполучення трьох комплексних опорів (рис. 3.3). Обидва з'єднання є рівноправними і легко перетворюються одне в одного. З'єднання відомі також як з'єднання зіркою і трикутником. Ці три опори підключаються до трьох електродів лампи або транзистора.

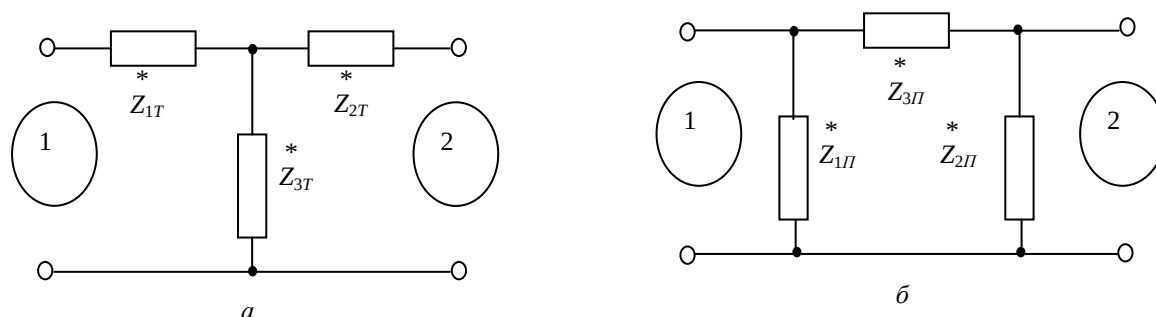


Рисунок 3.3 – Еквівалентна схема триточкового АГ: *а* – Т-подібна схема; *б* – П-подібна схема

Найбільшого практичного застосування отримала схема (рис. 3.4, б), яка називається узагальненою триточновою схемою АГ.

Отже, будь-яка схема АГ може бути подана у вигляді еквівалентних схем рис. 3.4:

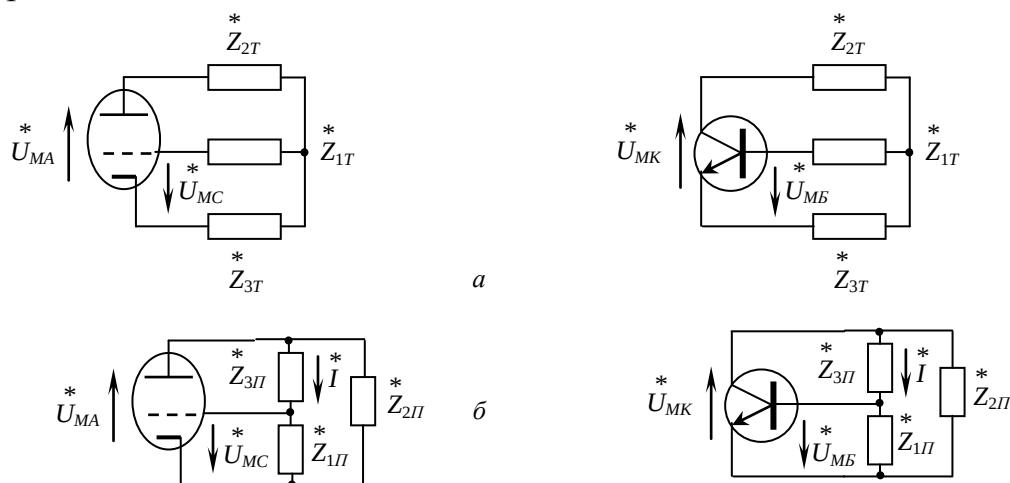


Рисунок 3.4 – Схема заміщення триточкового АГ на транзисторі і на тріоді: *а* – Т-подібна схема, *б* – П-подібна схема

У загальному випадку комплексні опори, наприклад, в позначеннях П-подібної схеми, можна записати як суму дійсної та уявної частини:

$$\begin{aligned} Z_{1П}^* &= r_1 + jx_1; \\ Z_{2П}^* &= r_2 + jx_2; \\ Z_{3П}^* &= r_3 + jx_3. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Якщо не враховувати вхідний струм АЕ, тобто струм сітки і бази, то в схемах (рис. 3.4, б) комплексні амплітуди напруги можна за законом Ома записати:

$$\begin{aligned} U_1^* &= U_{MC}^* = U_{MB}^* = I^* Z_{1П}^*; \\ U_2^* &= U_{MA}^* = U_{MK}^* = -I^* (Z_{1П}^* + Z_{3П}^*), \end{aligned} \quad (3.11)$$

де I^* – комплексна амплітуда струму через опори лівої гілки кола, утвореного послідовним з'єднанням опорів $Z_{1П}^*$ і $Z_{3П}^*$.

Відношення цієї напруги визначає коефіцієнт зворотного зв'язку в АГ. Отже

$$k^* = \frac{U_{MC}^*}{U_{MA}^*} = \frac{U_{MB}^*}{U_{MK}^*} = \frac{U_1^*}{U_2^*} = -\frac{Z_{1П}^*}{Z_{1П}^* + Z_{3П}^*}. \quad (3.12)$$

Оскільки протифазність напруги на вхідному і вихідному електродах АЕ в схемі (рис. 3.4, б) врахована в записі виразів (3.11), то відносно всіх розглянутих схем одноконтурних лампових і транзисторних АГ розв'язок рівняння (3.12) має бути додатним і дійсним, виражає коефіцієнт зворотного зв'язку. Такий випадок можливий за явно вираженого реактивного характеру опорів (3.10), тоді можна вважати:

$$Z_{1П}^* \approx jx_1; \quad Z_{2П}^* \approx jx_2; \quad Z_{3П}^* \approx jx_3.$$

Причому реактивні складові опорів x_1 і x_3 мають бути різного знаку (різного характеру) та має виконуватись нерівність $|x_3| > |x_1|$.

Таким чином, якщо виконуються зазначені умови, відповідно до електричної схеми узагальненої триточкової схеми АГ(рис. 3.3, б):

$$k^* \approx k \approx -\frac{x_1}{x_1 + x_3}. \quad (3.13)$$

Умова отримання гармонічних коливань в АГ – опори $Z_{1П}^*, Z_{2П}^*, Z_{3П}^*$ мають формувати вибіркоче електричне коло і, якщо не враховувати інерційні процеси в лампі або транзисторі, то частота автоколивань АГ практично збігається з резонансною частотою цього кола. Отже, на частоті автоколивань виконується співвідношення, що визначає умову резонансу електричного кола з опорів $Z_{1П}^*, Z_{2П}^*, Z_{3П}^*$:

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0, \quad (3.14)$$

З рівняння (3.14) випливає:

$$x_1 + x_3 = -x_2.$$

Відповідно до (3.14) отримаємо коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку:

$$k \approx \frac{x_1}{x_2}.$$

Оскільки умовою незгасаючих коливань в АГ має бути додатний коефіцієнт зворотного зв'язку $k > 0$, то з останнього співвідношення випливає, що реактивні опори x_1 і x_2 мають бути одного знака (одного характеру реактивності).

Таким чином, в узагальненій трьохточковій схемі АГ на частоті автоколивань опори x_1, x_2, x_3 мають задовольняти умови:

$$x_1 > 0, x_2 > 0, x_3 < 0, \quad (3.15)$$

або

$$x_1 < 0, x_2 < 0, x_3 > 0. \quad (3.16)$$

Причому на частоті автоколивань завжди має також виконуватися умова (3.14).

Умова (3.15) називається умовою індуктивної трьохточки і їй відповідає узагальнена трьохточкова схема АГ рис. 3.5, а. Умова (3.16) називається умовою ємнісної трьохточки і їй відповідає схема рис. 3.5, б:

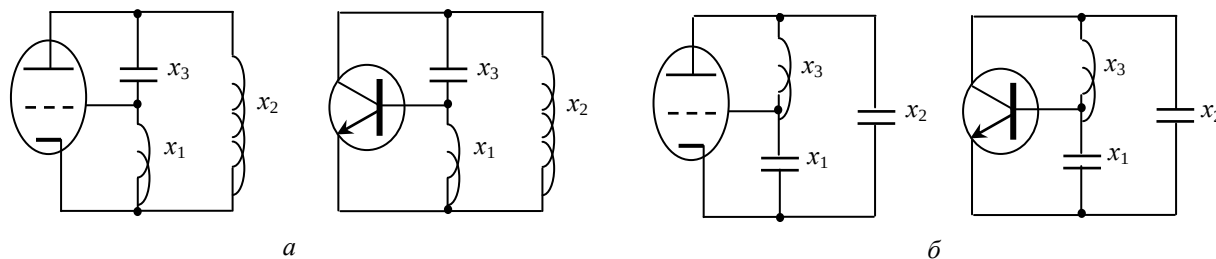


Рисунок 3.5 – Схема електрична триточкового автогенератора:

а – індуктивна схема; б – ємнісна схема

Потрібно зазначити, що АГ за схемою ємнісної трьохточки принципово дозволяють отримати велику стабільність частоти автоколиваний завдяки кращій фільтрації гармонічних складових струму АЕ (паралельно АЕ вмикається ємнісний елемент, а також завдяки можливості реалізації коливальної системи АГ з більшою стабільністю параметрів елементів).

Опори $Z_{1П}^*, Z_{2П}^*, Z_{3П}^*$ (рис. 3.4, б) утворюють коливальну систему – контур АГ, еквівалентний опір якого є навантаженням АЕ. Визначається цей опір відношенням

$$Z_{oe}^* = \frac{(Z_{1П}^* + Z_{3П}^*) Z_{2П}^*}{Z_{1П}^* + Z_{2П}^* + Z_{3П}^*} \approx \frac{(jx_1 + jx_3) jx_2}{j\sum x + \sum r}.$$

Оскільки на частоті автоколиваний $\sum x = 0$, а $j(x_1 + x_3) = -jx_2$, то

$$Z_{oe}^* \approx \frac{x_2^2}{\sum r} = p^2 \frac{\rho^2}{\sum r},$$

де $p = \frac{x_2}{x_1 + x_3} = \frac{|x_2|}{|x_3|}$ – коефіцієнт включення контура автогенератора;

ρ – характеристичний опір контура: $\rho = |x_1 + x_2| = |x_3|$.

Хід роботи

1. Дослідження трьохточкового автогенератора

Для моделювання транзисторного автогенератора необхідно скласти схему, подану на рис. 3.6.

1.1. Дослідити схему ємнісного трьохточкового АГ. Для цього відкрити вікно MicroCap та скласти АГ за схемою:

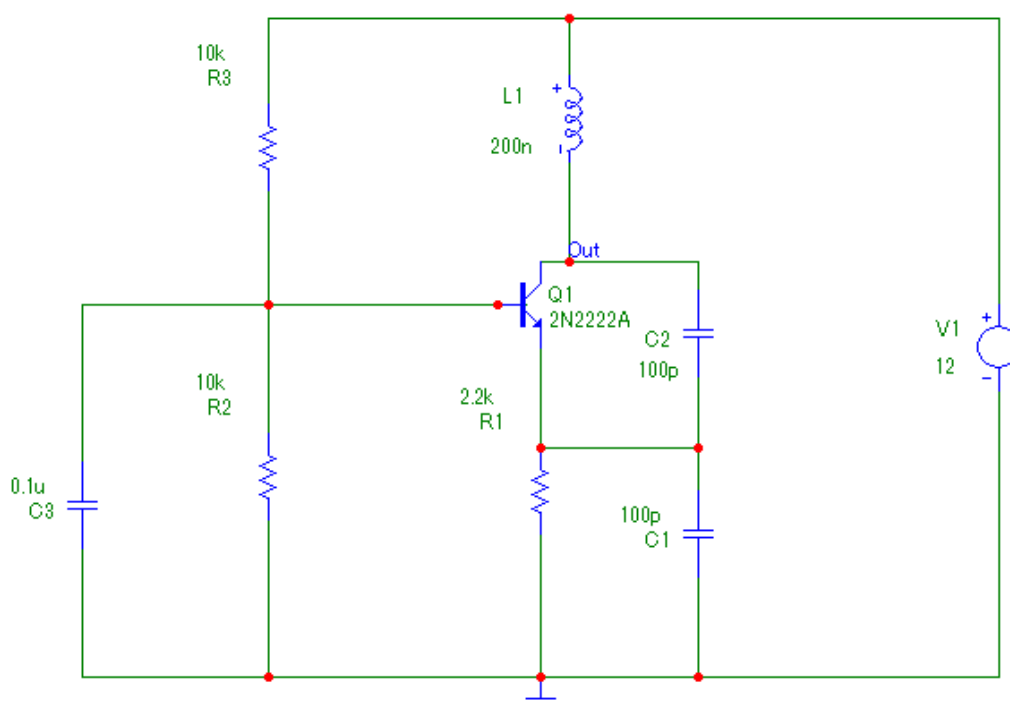


Рисунок 3.6 – Ємнісна трьохточкова схема АГ

Перевірити роботоздатність схеми; для цього запустити тестування Transient Analysis.

1.2. Дослідити вплив режиму живлення на роботу АГ. Для цього необхідно змінювати напругу джерела живлення V_1 від 1 до 24 В. Шляхом виконання функції аналізу **Transient Analysis > Fourier Analysis**, вивести на екран спектральний склад вихідного сигналу. Зробити відповідні висновки.

1.3. Дослідити вплив кола зворотного зв'язку на частоту вихідного сигналу. Для цього змінюючи по чергові номінали елементів кола зворотного зв'язку L_1 з 20 нФ до 2000 нФ, C_1 та C_2 з 10 пФ до 1000 пФ.

1.4. Дослідити вплив режиму напруженості на режим роботи АЕ АГ, для чого змінити номінали діляника напруги R_3 - R_2 на 50 % у бік збільшення та бік зменшення.

2. Дослідження автогенератора на основі λ -діода

2.1. Дослідити схему автогенератора на основі λ -діода. Для цього відкрити вікно MicroCap та скласти АГ за схемою:

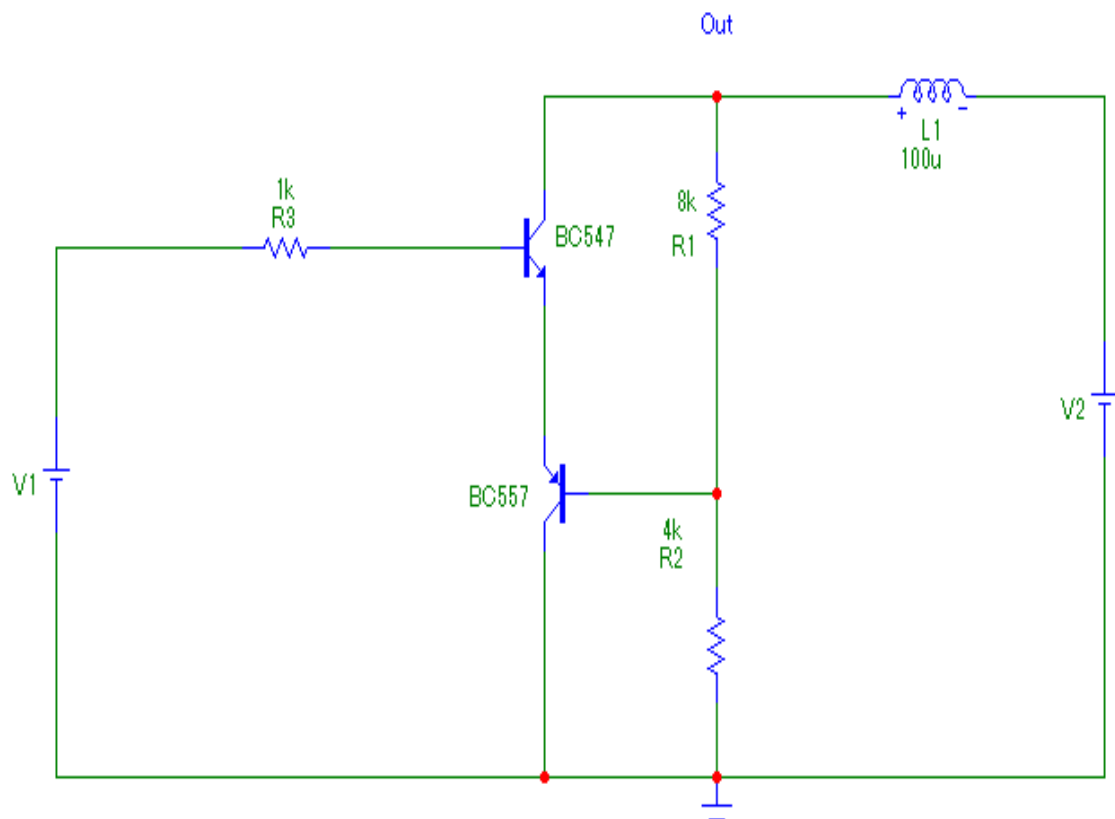


Рисунок 3.7 – Автогенератор на основі λ -діода

2.2. Для вибору робочої точки та режиму роботи дослідити вольт-амперну характеристику. Для цього скласти схему:

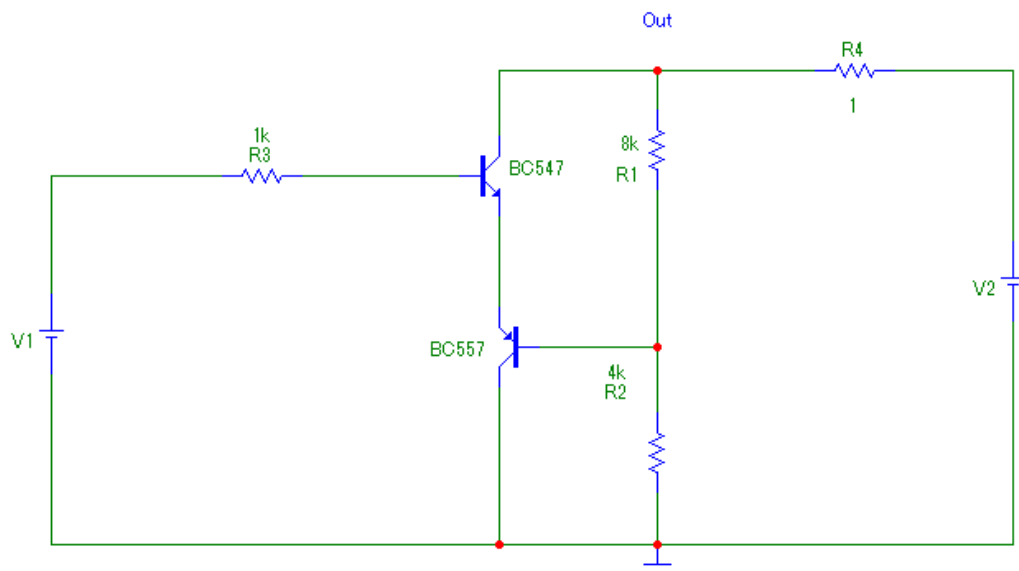


Рисунок 3.8 – Схема для аналізу вольт-амперної характеристики λ -діода

Для проведення аналізу потрібно відкрити **Analysis>DC analysis**.

У діалоговому вікні необхідно задати такі параметри:

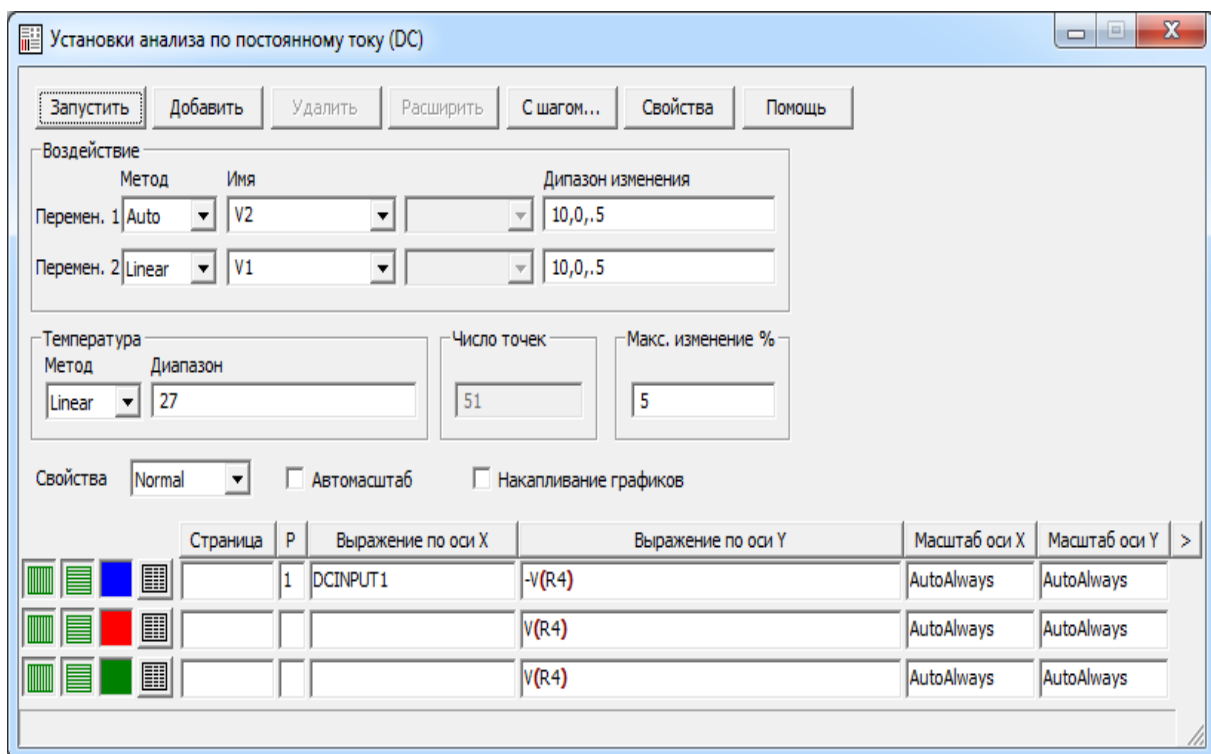


Рисунок 3.9 – Вікно аналізу за постійним струмом

Внаслідок моделювання отримуємо сімейство вольт-амперних характеристик:

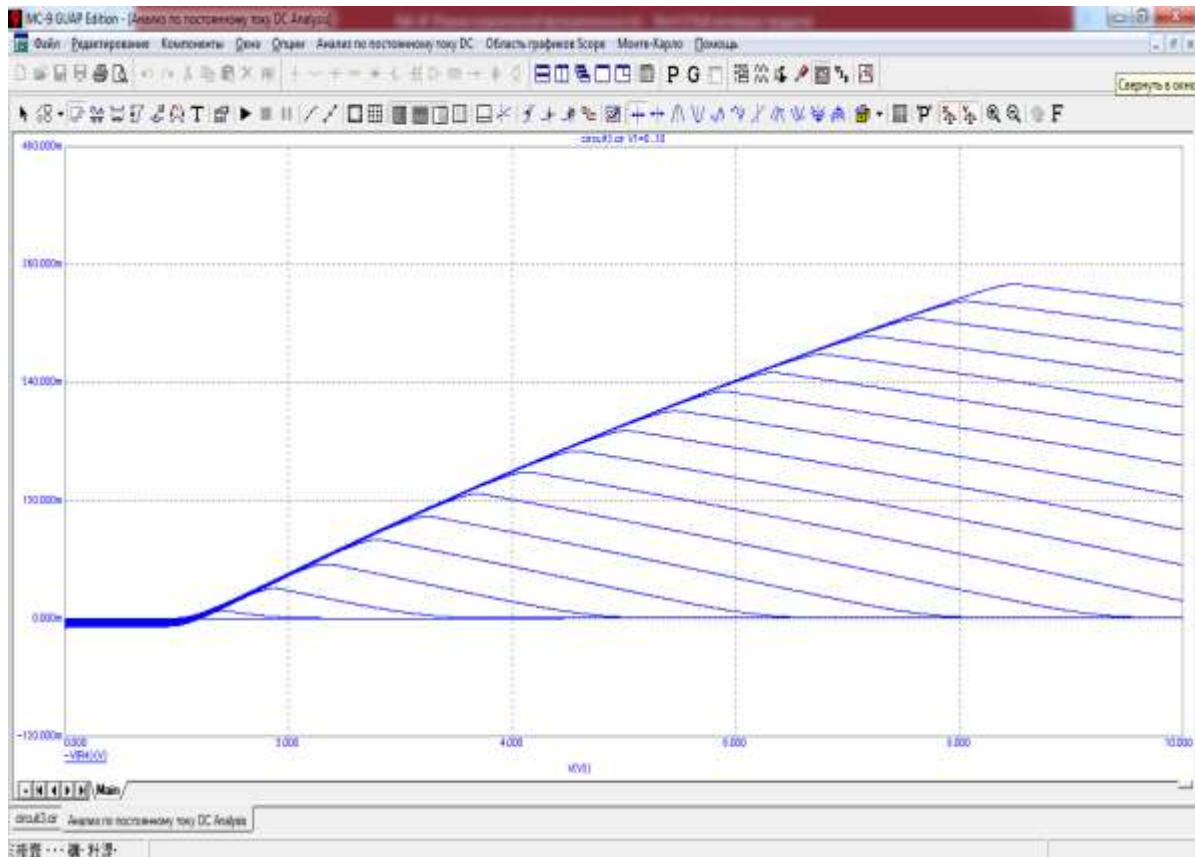


Рисунок 3.10 – Результат моделювання λ -діода за постійним струмом

2.3. Робоча точка схеми вибирається на середині спадної ділянки вольт-амперної характеристики, наприклад точка $V_1=3$ В, $V_2=3$ В.

2.4. Повернути схему до вигляду рис. 3.10. Для трьох робочих точок провести **Transient Analysis** > **Fourier Analysis**, результати внести до звіту.

2.5. Вибрати одну гілку вольт-амперної характеристики та за незмінної напруги V_2 провести аналіз перехідних процесів **Transient Analysis** для п'яти точок, зокрема за межами спадної ділянки вольт-амперної характеристики.

2.6. Замінивши транзистори BC547A на BF240, а транзистор BC557 на транзистор BF450 повторити дослідження згідно з пунктами 1–3.

2.7. Результати виконання та розрахунків оформити у вигляді звіту.

Контрольні питання

1. Що таке автогенератор та який принцип його роботи?
2. Які основні умови самозбудження автогенератора?
3. Що таке коефіцієнт підсилення та фазова умова в автогенераторах?
4. Які типи автогенераторів ви знаєте? Наведіть приклади.
5. Яке призначення частотно-визначального кола?
6. Як впливає добротність кола на стабільність частоти?
7. Що таке амплітудна стабілізація автогенератора та для чого вона потрібна?
8. Чим відрізняються автогенератори на RC та LC колах?
9. Що таке генератор із кварцовою стабілізацією? У чому його переваги?
10. Які методи вимірювання амплітуди та частоти автогенератора?

Лабораторна робота № 4

Частотна модуляція

Мета роботи: ознайомитися з принципом роботи FM-передавача CZE-05B, дослідити його основні параметри та навчитися вимірювати характеристики передавача у лабораторних умовах.

Теоретичні відомості

4.1 Частотно-модульований сигнал

Передавачі з ЧМ використовують у радіомовленні у діапазоні ультракоротких хвиль (УКХ), передачі сигналів звуку телемовленні і для більшості видів цифрового зв'язку. У діапазоні коротких хвиль використовують ЧМ з відносно малою девіацією до 1 кГц. Для телефонного зв'язку може бути або 5 або 10 кГц.

Частотна модуляція забезпечує максимальну завадостійкість передачі сигналу і відповідно дальність зв'язку. Умови оцінюють із збільшенням дальності зв'язку відносно амплітудної модуляції у 10–12 разів.

За частотної модуляції пропорційно амплітуді модульовального сигналу змінюється девіація частоти:

$$U_{\Omega} \approx \omega(t) - \omega_0 = \Delta\omega;$$

де ω_0 – центральна частота випромінювання.

Поняття *носійна* для сигналу з ЧМ не використовується, тому що за деяких індексів модуляції спектральна складова частоти ω_0 у сигналах випромінювання відсутня.

Під час частотної модуляції амплітуда сигналу зберігається постійною:

$$U(t) = U_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega(t)t)] + \varphi_0.$$

Зміна частоти сигналу веде до зміни фази сигналу:

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0 = \omega_0 t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt + \varphi_0 = \varphi_0 + \Delta\varphi(t);$$

де $\omega_0 t$ – лінійна зміна фази;

$\Delta\omega(t)$ – девіація частоти.

Одночасно з ЧМ здійснюється фазова модуляція. Тому прийнято поєднувати ці два типи модуляції спільною назвою *кутова модуляція*.

Завадостійкість з ЧМ пов'язана з тим, що інформація закладена у часових інтервалах, а не в енергетичних параметрах сигналів. Завадостійкість сигналу з ЧМ пов'язана з розширенням спектра сигналу випромінювання. Наприклад, для сигналів радіомовлення вважається, що ширина спектра сигналу з ЧМ становить:

$$\Delta f = (5..7)F_{\epsilon}.$$

Спектр сигналу з ЧМ має дуже складний вигляд, який у разі тональної модуляції описується за допомогою функції Бесселя:

$$U(t) = I_0 + \sum_1^n I_m \cos(\omega_0 + n\Omega)t + (-1)^n \cdot I_m \cos(\omega_0 - n\Omega)t;$$

де Ω – частота модулювального сигналу

$$U_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos(\Omega t + \varphi_0);$$

де I_m – амплітуда спектральної складової, яка залежить від індексу модуляції. У разі збільшення індексу модуляції основна потужність розділяється на високочастотні складові.

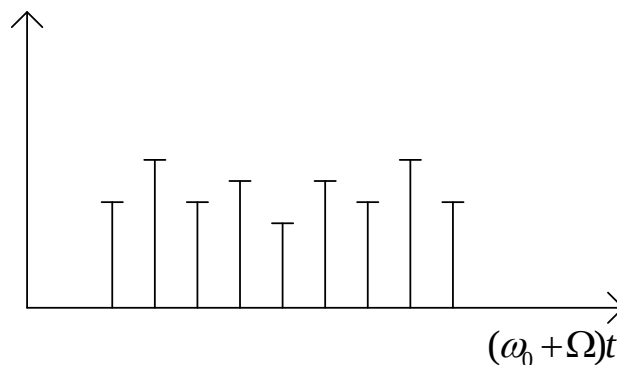


Рисунок 4.1 – Спектр сигналу з ЧМ

Параметри сигналів з ЧМ прийнято визначати у режимі тональної модуляції. Тому за тональної модуляції девіація частоти пропорційна амплітуді модулювального сигналу: $\Delta\omega(t) \approx U_{\Omega}$,

$$U_{\omega m}(t) = U_0 \cos[(\omega_0 + U_{\Omega} \cos \Omega t)t + \varphi_0],$$

де $U_{\Omega} \cos \Omega t$ – девіація частоти.

Індекс модуляції пропорційний зміні фази сигналу:

$$U_{\varphi m} = \int_0^t U_{\omega m}(t) = U_0 \sin \left[\omega_0 t + \frac{U_{\Omega}}{\Omega} \sin(\omega t) + \varphi_0 \right],$$

де $\frac{U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t = \Delta\varphi(t)$ – девіація фази.

Девіація фази визначає індекс модуляції, тому за частотної модуляції девіація частоти:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &\approx U_{\omega}; \\ m &\approx \Delta\omega / \Omega. \end{aligned}$$

Ширина спектра з ЧМ залежить від індексу модуляції, але під час проведення ЧМ із збільшенням частоти індекс модуляції зменшується і тому дальність зв'язку для вищих спектральних складових різко зменшується. Для вирівнювання потужності спектральних складових у передавальних пристроях під час проведення ЧМ обов'язково використовують частотну корекцію. Вхідний сигнал до модуляції пропускають через лампу з частотною характеристикою, яка пропорційна частоті модулювального сигналу $\kappa_{\Omega} \approx \Omega$. Та АЧХ відповідає диференціальній ланці з лінійною частотною характеристикою +6 дБ/окт. Або 20 дБ/дек. За малої корекції індекс модуляції не залежить від частоти і фактично в передавачах з ЧМ випромінюється фазо-модульований сигнал.

Під час фазової модуляції, наближеної до амплітуди модулювального сигналу, змінюється девіація фази:

$$\Delta\varphi = m \approx U_m;$$

але зміна фази веде до зміни девіації частоти $\Delta\omega = m\Omega$.

Девіація частоти сигналу випромінювання залежить від частоти сигналу модуляції. В передавачах радіомовних номінальне значення $\Delta\omega = 50 \text{ кГц}$, у випадку високоякісного мовлення $F_n = 33 \text{ Гц}$. Тому для реалізації необхідної девіації в передавачах з кутовою модуляцією обов'язково здійснюється помноження частоти: $h = \frac{50 \cdot 10^3}{33} = 1,5 \cdot 10^3$.

Зв'язок між частотною і фазовою модуляцією дає можливість використання частотних модуляторів для отримання фазової модуляції і фазових модуляторів для отримання частот. Перехід від одного виду модуляції до іншого здійснюється за допомогою попередньої корекції низькочастотних сигналів.

У першому випадку для отримання ФМ за допомогою частотно модульованого сигналу отримаємо:

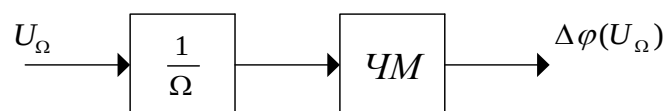


Рисунок 4.2 – Схема отримання ФМ за допомогою ЧМ сигналу

І в іншому випадку:

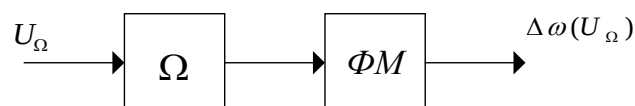


Рисунок 4.3 – схема отримання ЧМ за допомогою ФМ сигналу

$\frac{1}{\Omega} \rightarrow$ інтегрувальному колу; $\omega \rightarrow$ диференціувальному колу.

4.2 Основні методи реалізації кутової модуляції

Методи отримання кутової модуляції можна розділити на дві групи:

1. Пряма модуляція;
2. Непряма модуляція.

Під час прямої модуляції модулювальний сигнал подається безпосередньо на ОГ, змінюючи водночас частоту і фазу опорних коливань.

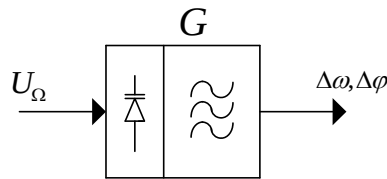


Рисунок 4.4 – Схема реалізації прямого методу модуляції

Під час непрямої модуляції ОГ працює на фіксованій частоті ω_0 , а зміна девіації й індексу модуляції здійснюється за допомогою фазових модуляторів

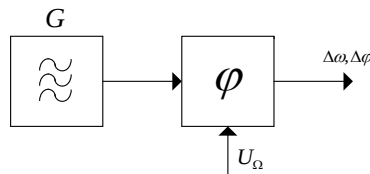


Рисунок 4.5 – Схема реалізації непрямого методу модуляції

За такого способу модуляції стабільність центральної частоти повністю залежить від стабільності ОГ (для кварцових генераторів порядку 10^{-6}). Потрібна девіація частоти або фази здійснюється зміною параметрів фазообертальної ланки фазового модулятора.

Перевага: автопідстроювання частоти можна не використовувати.

Недолік: індекс модуляції $m < 2\pi$. У реальних пристроях $m_{max} = (5 \dots 6)$. Мале значення індексу модуляції ускладнює отримання великих значень девіації частоти.

У простішому випадку кутова модуляція може бути реалізована введенням керованої реактивності (варикапа) до коливального контура.

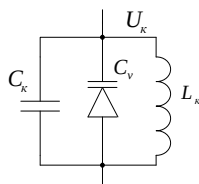


Рисунок 4.6 – Коливальний контур з введенням реактивності (варикапа)

Зміна швидкості варикапа веде до зміни резонансної частоти контура:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\kappa (C_\kappa + C_v)}}.$$

Відповідно змінюється фаза сигналу на виході контура: $\varphi = -\arctg \xi$, де ξ – відносне розлаштування.

І таким чином контурна напруга змінює зсув фази вхідного сигналу:

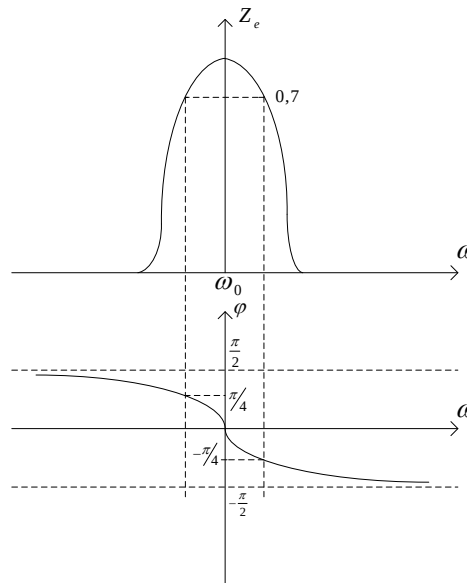


Рисунок 4.7 – Частотні характеристики сигналу

Зменшення резонансної частоти відносно робочої частоти сигналу веде до появи від'ємного фазового зсуву і навпаки. Контур можна вмикати у коливальну систему ОГ (3-х точка) і здійснювати як прямі, так і непрямі способи кутової модуляції.

Недолік: за рахунок нерівномірності АЧХ під час реалізації кутової модуляції з'являється паразитна кутова модуляція, а рахунок низької добротності варикапа збільшується смуга пропускання і погіршується стабільність частоти ОГ. Тому, як правило, варикап вмикають частково до контура:

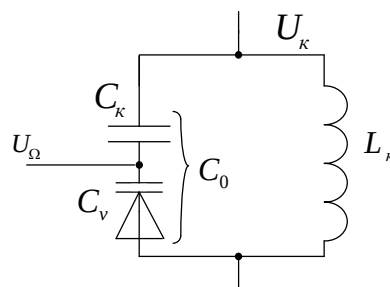


Рисунок 4.8 – Спосіб ввімкнення варикапа у коло

Основний недолік: ФЧХ зберігає свою лінійність від -45° до $+45^\circ$, тому індекс девіації дуже малий. За таких індексів модуляції $m \approx 1$ і спектр сигналу не значно відрізняється від сигналу з АМ.

Для збільшення m використовується багатоконтурний кутовий модулятор:

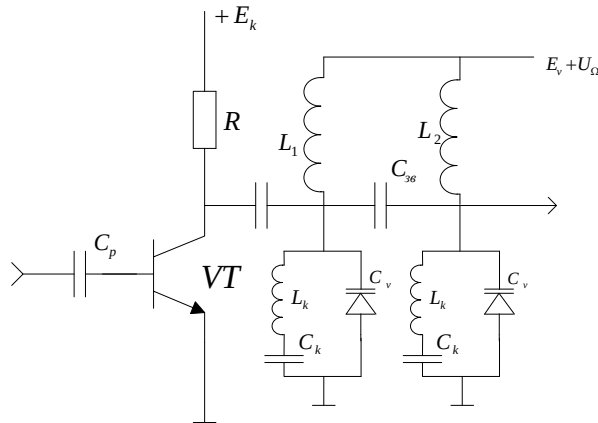


Рисунок 4.9 – Схема багатоконтурного кутового модулятора

У таких модуляторах використовується декілька контурів з варикапами, які налаштовані на різні резонансні частоти. За допомогою підбору оптимального зв'язку між контурами АЧХ вирівнюється. Моделювальна напруга U_Ω синхронно подається на всі контури, тому сигнал на виході такої коливальної системи отримує сумарний фазовий зсув:

$$\Delta\varphi = n\Delta\varphi_i.$$

Як правило, кількість контурів обмежується 4-ма, 5-ма. Індекс девіації $\Delta\varphi = 120^\circ \dots 150^\circ$. Сумарний m – до п'яти. Але така система складна в налаштуванні, потрібно налаштовувати ω_{01} та ω_{02} , а потім вирівнювати характеристику. Коефіцієнт передачі таких модуляторів відносно малий і тому необхідно підсилення як вхідного, так і вихідного каскаду.

Збільшення m за умови зменшення рівня вищих гармонік за рахунок зменшення парних гармонік можливе в так званих мостових модуляторах:

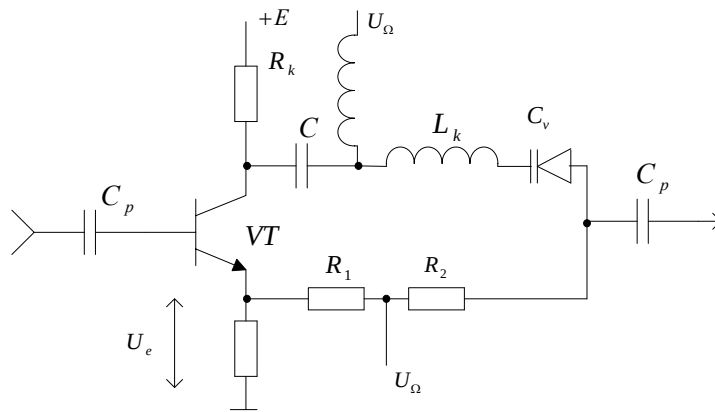


Рисунок 4.10 – Схема мостового модулятора

За рахунок того, що напруга на колекторі симетрично протилежна до напруги емітера $\dot{U}_k = -\dot{U}_e$, спостерігається рівновага моста по фазі. Під час подачі напруги модуляції в одне із плеч вводиться несиметрія, яка веде до фазового зсуву сумарної напруги, що знімається з розділового конденсатора C_p . Відносно одноконтурної системи девіація фаз збільшується в два рази, а рівень ПАМ зменшується. Такі схеми модуляції широко використовуються в передавачах низового зв'язку.

Керовані фазообертачі, які застосовуються для фазової модуляції, можна реалізувати різними способами, наприклад, на операційних підсилювачах.

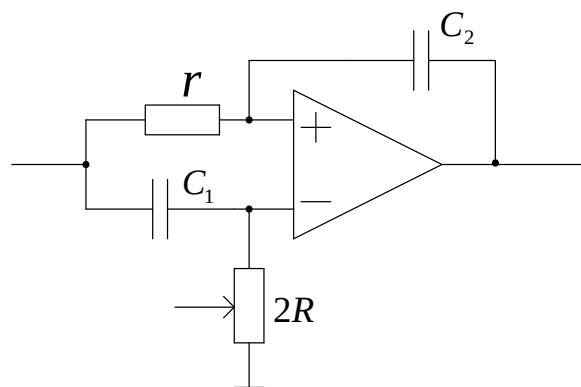


Рисунок 4.11 – Схема операційного підсилювача

В таких передавачах теоретично коефіцієнт передачі не залежить від частоти, завжди дорівнює одиниці $K(\omega) = 1$. Але зміна опору у одній із ла-

нок веде до зміни фази сигналу від інтегрувального кола до диференціувального.

Використання фазообертачів обмежене граничними частотами операційного підсилювача. Основними елементами кутових модуляторів є керувані реактивності. Як такі застосовують найчастіше варикапи, реактивні транзистори або лампи.

4.3 Особливості реалізації модуляторів на варикапах

За зміни реактивності зміна частоти у загальному випадку здійснюється нелійно $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ і тільки у дуже великих межах можна вважати що:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right).$$

Лінійна модуляція можлива тільки у випадку $\Delta\omega \ll \omega_0$. В той самий час характеристика варикапа, яка характеризує залежність ємності від напруги зміщення (вольт-фарадна характеристика) також нелінійна.

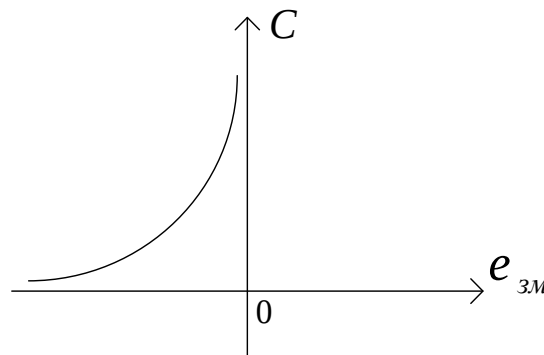


Рисунок 4.12 – Вольт-фарадна характеристика варикапа

Така функціональна залежність наближається до експотенціальної функції і визначається зміною концентрації носіїв під час подачі зворотного зміщення на напівпровідний перехід.

У разі подачі гармонічної напруги на варикап навіть за відсутності сигналу модуляції ємність варикапа змінюється нелінійно.

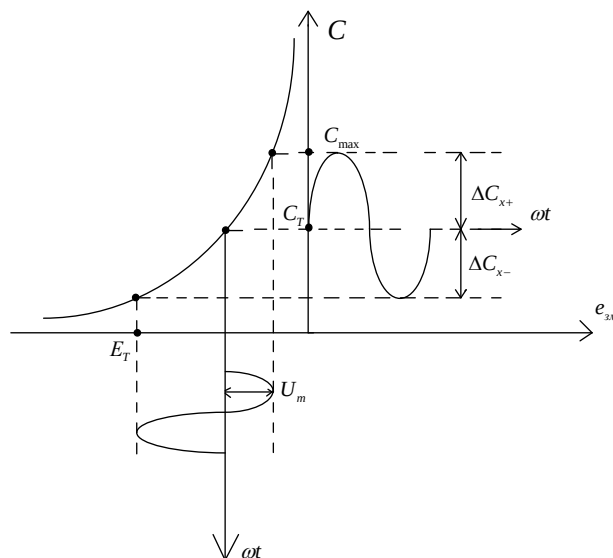


Рисунок 4.13 – Зміна ємності на вольт-фарадній характеристиці

Значення ємності відносно телефонного режиму C_T змінюється нелінійно $\Delta C_+ > \Delta C_-$. Середнє значення ємності варикапа C_{V0} більше за ємність телефонного режиму $C_{V0} > C_T$. Зміна середнього значення ємності веде до зміни центрального значення частоти:

$$\omega_0' = \omega_0 - \Delta\omega_0.$$

Тобто сигнал передавача зміщується на величину $\Delta\omega$. Таке явище називають зміщенням центральної частоти.

Для зменшення $\Delta\omega$ необхідно вибирати таку ділянку вольт-фарадної характеристики, яка наближається до лінійної, тобто зменшувати амплітуду високочастотного сигналу, але це приведе до зменшення можливої девіації частоти. Зміщення за відсутності модуляції відноситься до статичних зміщень і може бути враховане на етапі проектування ОГ. Під час змінення модулювального сигналу до варикапа прикладаються дві напруги:

$$e_v(t) = E_{VT} + E_{\Omega} \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t.$$

За рахунок зміни зміщення $E_{\Omega} \cos \Omega t$ залежно від амплітуди модуляції E_{Ω} змінюються межі ділянки вольт-фарадної характеристики і з'являється додаткове спотворення сигналу, яке відповідає девіації частоти. Фактично, за рахунок нелінійності частоти на виході частотного модулятора змінюється:

$$\Delta\omega(t) = \omega_0 - \Delta\omega_0 + \Delta\omega_1 \cos \Omega t + \Delta\omega_2 \cos 2\Omega t + \Delta\omega_3 \cos \Omega t;$$

1. Для зменшення нелінійних спотворень і зміщення центральної частоти зменшують вплив варикапа на контур, а саме, використовують часткове включення варикапа до контура (девіація частоти у цьому разі зменшується).
2. Приблизно у два рази можна зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень і значно зменшити зміщення за допомогою допоміжного включення назустріч двох варикапів.

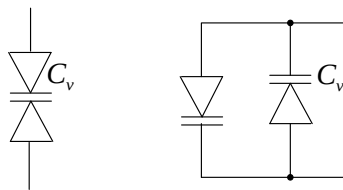


Рисунок 4.14 – Схема зустрічно ввімкнутих варикапів

3. Режим варикапа вибирається так, щоб $E_T \approx (5..6)V$, $U_m \leq 2V$, E_{Ω} до 1В.

У передавачах радіозв'язкових допустимий рівень спотворень (7...10) %. В радіомовних передавачах допустимий рівень спотворень $K_{н.сю} < 1$ %.

4.5 Методи покращення нелінійності модуляційних характеристик у модуляторі на варикапах

Крім згаданих вище методів в передавачах радіомовлення використовуються спеціальні методи, які дозволяють розширити динамічний діапазон і зменшити рівень спотворень.

❖ Використання додаткових модуляторів.

Модулювальний сигнал у протифазі подається на два ОГ-ри.

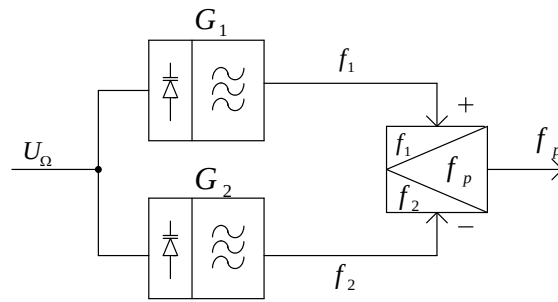


Рисунок 4.15 – Схемне використання додаткових модуляторів

Обидва генератори G_1 та G_2 працюють на різних частотах і за рахунок протилежного спрямування модуляції:

$$\begin{aligned} f_1 &= f_{01} + \Delta f; \\ f_2 &= f_{02} - \Delta f. \end{aligned}$$

Девіація однакова, але спрямована в різні сторони. Після змішувача f_p дорівнює:

$$\begin{aligned} f_p &= (f_{01} - f_{02}) + 2\Delta f; \\ f_{01} - f_{02} &= f_{i\pm}. \end{aligned}$$

де Δf – девіація частоти на виході.

Девіація частоти збільшується у два рази, а за рахунок двотактної структури різко зменшується рівень парних гармонік (2, 4, 6 = 0). Такі двотактні модулятори доцільно використовувати в області ВЧ біля 100 МГц, де рівень девіації $\Delta f \ll f_p$.

Такі модулятори можна використовувати для передачі звуку сигналів телебачення дециметрового (дц) діапазону. Але основне застосування таких модуляторів – це в передавачах радіорелейного зв'язку.

❖ Використовують нелінійну амплітудну корекцію

Суть корекції полягає у тому, що коефіцієнт передачі для малих сигналів має бути більшим, ніж для сигналів з більшою амплітудою. Крутість характеристик:

$$S_{\min} < S_{\max}.$$

Найчастіше як такий коректор використовують нелінійні RD-подільники. Структури найрізноманітніші, але по суті це так звана кусково-лінійна апроксимація:

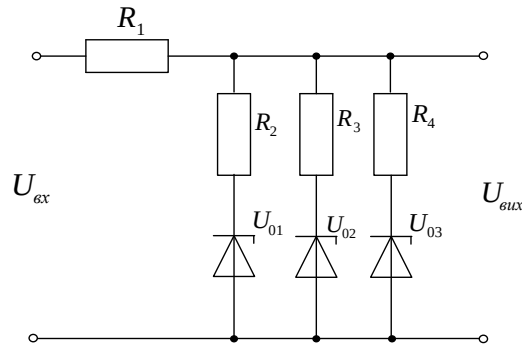


Рисунок 4.16 – Схемне зображення нелінійних RD- подільників

У випадку подачі напруги $U_{\text{вх}} < U_{01}$, вихідна напруга $U_{\text{вих}} \approx U_1$.

У разі $U_{02} > U_{\text{вх}} > U_{01}$.

$$U_{\text{вих}} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R}{2R} = \frac{1}{2};$$

$$U_{\text{вих}3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \approx \frac{1}{2,5}.$$

За перебільшення порогових значень U_{01} , U_{02} , U_{03} відбувається пробій стабілітрона і зменшення коефіцієнта передачі.

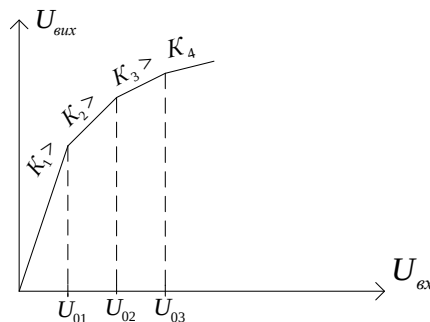


Рисунок 4.17 – Передатна характеристика

За допомогою підбору опорів і опорних напруг U_{01} , U_{02} , U_{03} можна сформуванати передаточну характеристику обернено пропорційну до вольт-

фарадної і тоді: $\Delta C \rightarrow \Delta \omega \approx E_\Omega$. Для радіомовних передавачів обов'язково використовують коректори.

4.6 Спосіб частотної корекції

Іноді цей метод називається RLC-корекцією. Тут використовують те, що для сигналу з частотною модуляцією індуктивність або ємність можна розглядати як нелінійний елемент і в коло модулятора додатково вмикають RLC-коло різного типу. В простішому випадку – індуктивного.

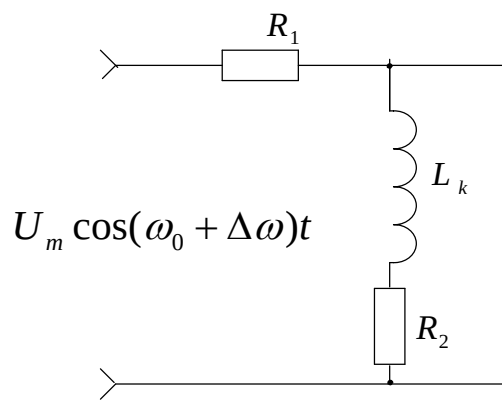


Рисунок 4.18 – RL-коло

За відсутності девіації опір індуктивності: $XL_0 = \omega_0 L$. Відповідно коефіцієнт передачі:

$$K(\omega) \approx \frac{\sqrt{X_{L0}^2 + R_2^2}}{\sqrt{X_{L0}^2 + R_2^2} + R_1};$$

У разі додатної девіації опір вихідної гілки збільшується, відповідно збільшується і коефіцієнт передачі: $K(\omega_0 + \Delta \omega) > K(\omega_0)$.

Додатній девіації відповідає область вольт-фарадної характеристики з малою крутизною, а від'ємній девіації відповідає область з великою крутизною. Для від'ємної девіації: $K(\omega_0 - \Delta \omega) < K(\omega_0)$.

Одним з недоліків модулятора на варикапах є відносно малий діапазон частот, тому останнім часом знову стали використовувати, особливо для цифрового зв'язку, модулятори на реактивних транзисторах. В реактивних транзисторах забезпечується такий динамічний режим, в якому зсув фаз між вихідним струмом і напругою становить $\pm 90^\circ$. Крім того, динамічні характеристики таких транзисторів мають ділянку з від'ємним динамічним опором. Використання від'ємного динамічного опору значно поширене у негатроніці.

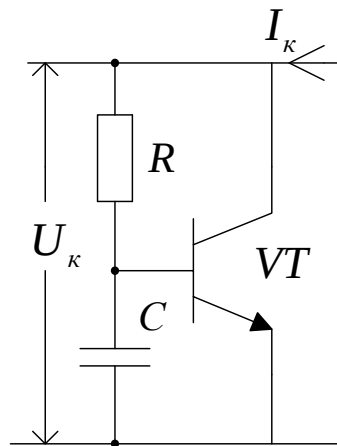


Рисунок 4.19 – Електрично керована реактивність

Якщо на робочій частоті номінал резистора $R \gg X_C$, то струм подільника збігатиметься за фазою з контурною напругою: $\varphi_g = 0$. Але напруга на конденсаторі φ_{UC} відносно струму відстає на 90° . Таким чином, базовий струм відстає від контурної напруги, і якщо робоча частота $f_p \ll f_{gr}$, то і струм колектора також відстає на 90° від контурної напруги. Такий елемент за вказаних умов еквівалентний індуктивності, яку просто реалізувати. Рівень нелінійних спотворень набагато менший, ніж для модуляторів з варикапом. Крім того, мають великий рівень паразитної АМ.

Опис лабораторного макета

Передавач CZE являє собою цифровий передавач на основі мікросхеми MC2833. Схема електрична принципова на рисунку 4.20:

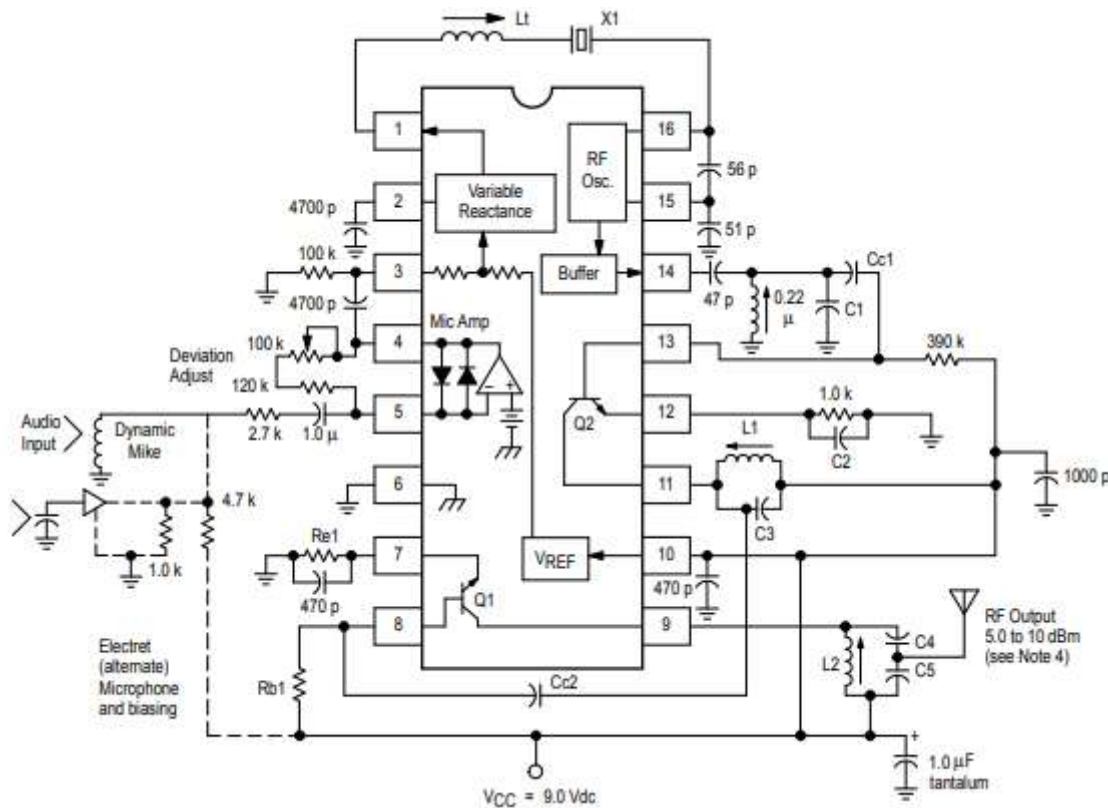


Рисунок 4.20 – Схема принципова ЧМ передавача CZE

Опис і функціональне призначення елементів схеми (рис. 4.20):

MIC – електретний мікрофон, джерело аудіосигналу;

$R_2 = 10 \text{ кОм}$ – Зміщення каскаду підсилювача;

$R_3 = 4,7 \text{ кОм}$ – Ланцюг стабілізації генератора;

$C_1 = 10 \text{ нФ}$ – Розділовий конденсатор (між підсилювачем і VCO);

$C_2 = 47 \text{ нФ}$ – Конденсатор зворотного зв'язку для VCO;

$C_3 = 22 \text{ пФ}$ – Конденсатор генератора (з кварцем X1);

$C_4 = 22 \text{ пФ}$ – Конденсатор генератора (з кварцем X1);

$C_5 = 100 \text{ нФ}$ – Байпас живлення;

X_1 кварцовий резонатор 10,7...16 МГц, задає основну частоту генератора;

$L_1 = 0,22\text{--}0,47$ мкГн – Індуктивність у колі генератора;

$L_2 = 0,15\text{--}0,22$ мкГн – Вихідна індуктивність (контур узгодження);

$L_3 = 0,22\text{--}0,47$ мкГн – Множення частоти / фільтр гармонік;

Антенна телескопічна або дровава 20–80 см – випромінювач сигналу;

$VCC = 3\text{--}9$ В – Джерело живлення;

$C_6, C_7 = 100$ нФ + 10 мкФ – додаткове фільтрування живлення.

R_1 – резистор навантаження мікрофона (типово 10–47 кОм, залежно від чутливості).

Структурна схеми мікросхеми MC2833 на рисунку 4.21:

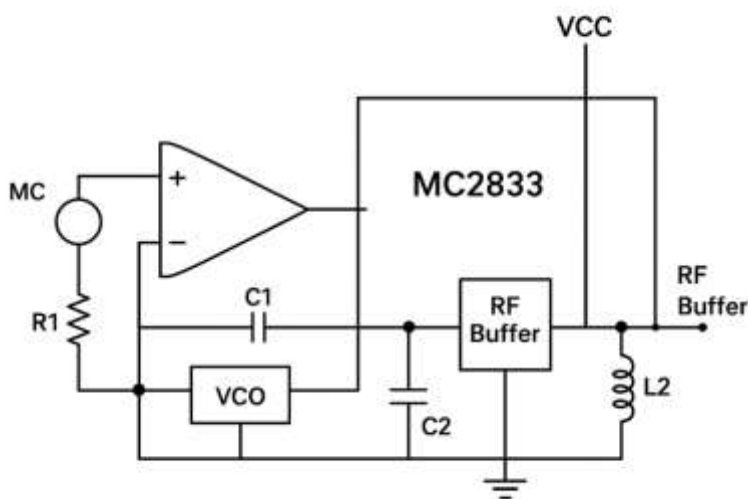


Рисунок 4.21 – Структурна схеми мікросхеми MC2833

Мікросхема MC2833 (MC2833) являє собою інтегрований малопотужний FM-передавач, у якому всі основні вузли передавання сигналу розміщені на одному кристалі. Вона призначена для використання в бездротових телефонах, малопотужних радіопередавачах, телеметричних системах та інших пристроях FM-зв'язку. До складу мікросхеми входять мікрофонний підсилювач, генератор, керований напругою (VCO), реактив-

ний модулятор, буферний підсилювач і два додаткові транзистори для підсилення вихідної потужності.

Робота мікросхеми починається з надходження звукового сигналу від електретного мікрофона на вхід Mic Amp Input. Амплітуда такого сигналу зазвичай становить лише кілька мілівольт, тому її недостатньо для безпосередньої модуляції генератора.

Внутрішній мікрофонний підсилювач:

- підсилює сигнал у десятки разів;
- формує необхідний рівень напруги;
- забезпечує мінімальні нелінійні спотворення;
- передає підсилений сигнал на модулюючий каскад.

Після підсилення сигнал надходить на Modulator Input.

Особливістю MC2833 є використання реактивного модулятора (Variable Reactance).

Принцип його роботи полягає в тому, що під дією звукового сигналу змінюється еквівалентна ємність або реактивний опір коливального контуру генератора. Через це змінюється його резонансна частота.

Таким чином:

- позитивна півхвиля звукового сигналу збільшує частоту генерації;
- негативна півхвиля зменшує її.

Амплітуда несучої при цьому практично не змінюється, а інформація передається саме зміною частоти, що є характерною особливістю частотної модуляції (FM).

Основою мікросхеми є генератор, керований напругою (VCO).

До його виводів підключають зовнішній LC-контур, який визначає робочу частоту передавача.

Генератор:

- безперервно виробляє високочастотні коливання;
- підтримує стабільну амплітуду;

- змінює свою частоту відповідно до сигналу модулятора.

Саме тут відбувається перетворення звукового сигналу у високочастотний FM-сигнал.

Безпосереднє підключення антени до генератора призвело б до зміни параметрів LC-контуру та нестабільності частоти.

Для усунення цього використовується буферний підсилювач.

Його функції:

- розділення генератора і навантаження;
- стабілізація частоти генерації;
- попереднє підсилення ВЧ-сигналу.

Буфер практично не впливає на форму сигналу, але значно підвищує стабільність роботи передавача.

Після буферного каскаду сигнал надходить на два внутрішні транзистори (Tr1 і Tr2).

Вони можуть працювати:

- як підсилювачі потужності;
- як буферні каскади;
- як помножувачі частоти (у спеціальних схемах).

Використання цих транзисторів дозволяє збільшити вихідну потужність приблизно до +10 dBm, тоді як без них прямий вихід генератора забезпечує близько -30 dBm.

Після підсилення сигнал надходить на вихід RF Output.

Між виходом мікросхеми та антеною зазвичай встановлюють:

- узгоджувальний LC-фільтр;
- коло пригнічення гармонік;
- антену.

Результат – в простір випромінюється високочастотний FM-сигнал, який може прийматися звичайним FM-приймачем або спеціалізованим приймальним пристроєм.

Вихідний сигнал формується з урахуванням параметрів живлення, навантаження та схеми підключення. Характеристики залежатимуть від конкретної версії MC2833 та типу застосування.

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитися з технічними характеристиками CZE-05B.
2. Підключити передавач до еквівалента антени 50 Ом.
3. Встановити робочу частоту у діапазоні 88–108 МГц.
4. Подати звуковий сигнал від генератора НЧ або комп'ютера на аудіовхід передавача.
5. За допомогою частотоміра виміряти відхилення частоти несучої при подачі різних рівнів сигналу.
6. Виміряти спектр сигналу за допомогою аналізатора спектра чи ПЗ.
7. За допомогою осцилографа дослідити форму сигналу на виході передавача.
8. Визначити девіацію частоти та коефіцієнт модуляції.
9. Зробити висновки щодо якості роботи передавача.
10. Результати виконання та розрахунків оформити у вигляді звіту.

Контрольні питання

1. Які основні технічні характеристики FM-передавача CZE-05B?
2. У чому полягає принцип частотної модуляції?
3. Як визначається девіація частоти?
4. Що таке коефіцієнт модуляції?
5. Як впливає рівень звукового сигналу на спектр випромінюваного сигналу?
6. Яких заходів безпеки потрібно дотримуватись під час роботи з радіопередавачами?

Лабораторна робота № 5

Дослідження вхідних кіл пристроїв приймання сигналів

Мета роботи: вивчити теоретичні основи та принципи функціонування вхідних кіл пристроїв приймання сигналів, отримати навички моделювання аналогових пристроїв за допомогою програми Micro-Cap.

Обладнання: персональний комп'ютер, програма Micro-Cap.

Теоретичні відомості

5.1 Призначення вхідних кіл

Вхідні кола (ВК) слугують для узгодження антени з активним елементом першого каскаду і попередньої фільтрації спектра прийнятої радіосигналу у пристроях приймання сигналів.

Основні вимоги до ВК:

1. Висока частотна селективність.
2. Високий коефіцієнт передачі.
3. Висока лінійність амплітудно- і фазочастотної характеристик в межах смуги пропускання.
4. Мала нелінійність амплітудної характеристики у випадку використання у ВК варикапів або електронних ключів.
5. Забезпечення постійності параметрів під час перестроювання в межах піддіапазону частот.
6. Малий вплив заміни антени на параметри пристрою приймання.
7. Малий коефіцієнт шуму.

Вхідне коло складається з послідовно з'єднаних вхідної ланки зв'язку ЛЗ1, фільтрувальної ланки Φ і вихідної ланки зв'язку ЛЗ2 (рис. 2.1).

В процесі аналізування ВК потрібно враховувати такі параметри: ЕРС в антені E_A , величина якої пов'язана з напруженістю електромагнітного поля H через діючу висоту антени залежністю $h_d = E_A/H$; комплексний опір антени $Z_A = R_A + jX_A$; провідність навантаження Y_H ; вхідний опір ЛЗ1 Z_{BX} і коефіцієнти передачі всіх ланок, значення яких наведено на рис. 2.1.

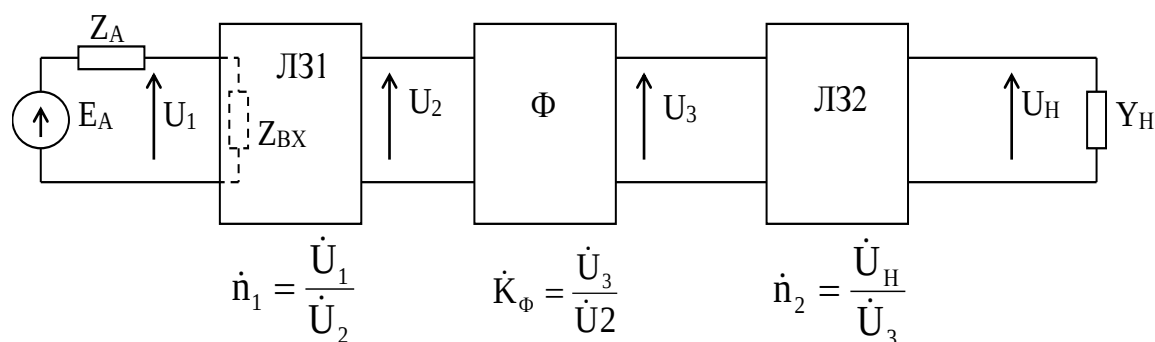


Рисунок 5.1 – Заступна схема вхідного кола

Комплексний опір приймальної антени Z_A в широкому діапазоні частот описується складною залежністю, тому що антена є ланкою з розподіленими параметрами. В порівняно вузькому діапазоні частот опір антени може бути подано простим еквівалентом – ланкою з зосередженими параметрами. Еквівалент антени, фізична довжина якої значно менша довжини хвилі, складається з послідовного з'єднання резистора R_A і конденсатора C_A (рис. 5.2, а). В більш широкому діапазоні частот еквівалент антени має бути доповнений індуктивністю L_A .

На рис. 5.2, б) зображено стандартний еквівалент зовнішньої антени, який використовується під час випробовувань радіомовних приймачів. В діапазонах ДХ і СХ радіомовного діапазону цей еквівалент можна спростити (рис. 5.2, в), тому що на відносно низьких частотах опір індуктивності L_A малий і опором паралельної ланки R_2 , C_2 можна знехтувати. Еквівалент приймальної антени, який використовується на КХ

і УКХ, в порівняно вузькому діапазоні може бути поданий резистором R_A . Півхвильова антена має опір $R_A = 75 \text{ Ом}$ (рис. 5.2, г). Еквівалент магнітної або рамкової антени складається з активного опору R_A і індуктивності L_A (рис. 5.2, д).

Внаслідок зміни метеорологічних умов (температури, вологості, ожеледиці) змінюються параметри антени. У разі сильного зв'язку з антеною це викликає зміну резонансної частоти ВК і змінює форму його частотних характеристик. Для радіомовних приймачів допустимим вважається зміна ємності антени на $\pm 50 \%$.

5.2 Узагальнений аналіз вхідного кола

Коефіцієнт передачі ВК дорівнює (див. рис 5.1):

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{E}_A} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_3} \cdot \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} \cdot \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \cdot \frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_A} = \frac{\dot{n}_2}{\dot{n}_1} \cdot \dot{K}_\Phi \cdot \dot{K}_D,$$

де $\dot{K}_D$ – коефіцієнт передачі ланки, утвореної Z_{BX} і Z_A .

Z_{BX} – перерахована до входу ЛЗ1 провідність навантаження Y_H .

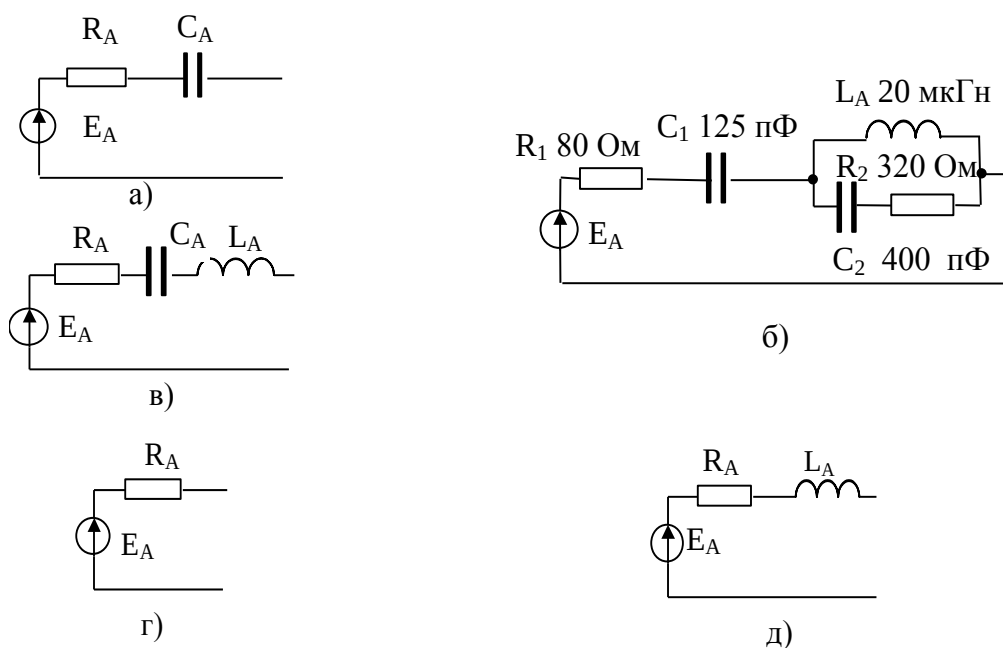


Рисунок 5.2 – Еквівалент антени у діапазоні частот

Модуль коефіцієнта передачі ВК:

$$K = \frac{n_2}{n_1} \cdot K_\Phi \cdot \frac{\sqrt{R_{BX}^2 + X_{BX}^2}}{\sqrt{(R_A + R_{BX})^2 + (X_A + X_{BX})^2}},$$

де R_A – активний опір антени,

X_A – реактивний опір антени,

R_{BX} – приведений до входу активний опір,

X_{BX} – приведений до входу реактивний опір.

Умова максимальної передачі потужності виконується за узгодження R_A і R_{BX} , тобто за

1. $X_A = X_{BX}$ і $X_{BX} = 0$. За такої умови

$$P_{BX} = I_A^2 \cdot R_{BX} = \frac{E_A^2}{(R_A + R_{BX})^2} \cdot R_{BX}.$$

2. Вхідна потужність досягає максимуму за умови $R_A = R_{BX}$:

$$P_{BXMAX} = E_A^2 / 4 \cdot R_A.$$

Оскільки у ланках зв'язку і у фільтрувальній ланці втрати практично відсутні, то $P_{BXmax} = P_{Hmax}$:

$$E_A^2 / 4 \cdot R_A = U_H^2 / R_H,$$

звідки

$$U_H^2 / E_A^2 = R_H / 4 \cdot R_A,$$

тому $K_{max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_H}{R_A}}$ незалежно від характеристик ланок.

Максимальне значення коефіцієнта передачі потужності близьке до одиниці.

У випадку неузгодження R_A і Z_{BX} можливі такі випадки:

1. $Z_A \ll Z_{BX}$, тоді $K_d = 1$ і $K = \frac{n_2}{n_1} \cdot K_\Phi$.

За частотно незалежних n_1 і n_2 частотна характеристика ВК визначається лише ланкою Φ .

$$2. Z_A \gg Z_{BX}, \text{ тоді } K_D = Z_{BX}/Z_A \text{ і } K = \frac{n_2}{n_1} \cdot K_\Phi \cdot \frac{Z_{BX}}{Z_A}.$$

В цьому випадку крім ланки Φ на частотну характеристику ВК також впливають частотні залежності Z_A і Z_{BX} .

Висновок: завдяки тому, що в ланках ВК втрат практично немає, у разі повного узгодження параметрів антени з навантаженням резонансний коефіцієнт передачі залежить тільки від активних опорів антени і навантаження.

5.3 Аналіз одноконтурного вхідного кола

Одноконтурне ВК разом з антеною і навантаженням можна подати еквівалентною схемою, наведеною на рис. 5.3.

Для визначення коефіцієнта передачі ВК замінимо генератор напруги E_A генератором струму I_A і перерахуємо провідності навантаження та антени до параметрів контура. Одержимо еквівалентні схеми, вказані на рис. 5.4, а) і рис. 5.4, б).

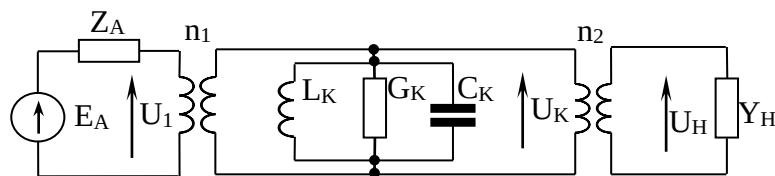


Рисунок 5.3 – Заступна схема одноконтурного ВК

Для останньої схеми легко знайти напругу U_K :

$$U_K = \frac{n_1 \cdot I_A}{n_1^2 \cdot Y_A + Y_K + n_2^2 \cdot Y_H}.$$

Врахувавши, що $U_H = n_2 \cdot U_K$, одержимо

$$K = \frac{U_H}{E_A} = \frac{n_1 n_2}{Z_A \cdot (n_1^2 \cdot Y_A + Y_K + n_2^2 \cdot Y_H)}.$$

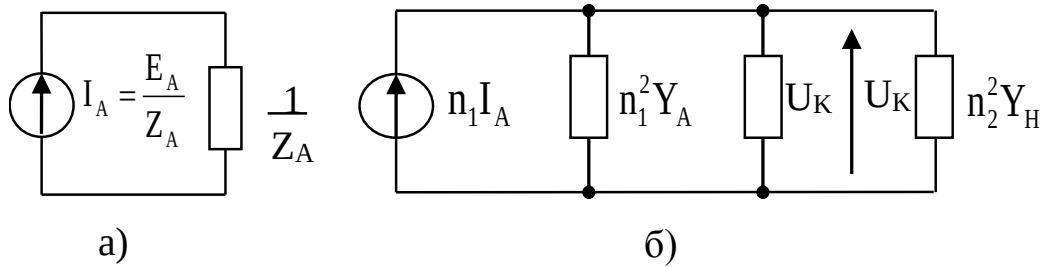


Рисунок 5.4 – Еквівалентні схеми одноконтурного ВК у діапазоні частот

Будемо вважати, що провідності антени та навантаження мають ємнісний характер. Тому на резонансній частоті можна вважати, що реактивності антени, навантаження та контура взаємно компенсуються:

$$n_1^2 \cdot b_A + b_K + n_2^2 \cdot b_H = 0$$

Підставимо значення реактивностей

$$n_1^2 \cdot \omega_0 \cdot C_A + \omega_0 \cdot C_K + n_2^2 \cdot \omega_0 \cdot C_H - \frac{1}{\omega_0 \cdot L_K} = 0,$$

звідки

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(n_1^2 \cdot C_A + C_K + n_2^2 \cdot C_H) \cdot L_K}}.$$

Таким чином, резонансний коефіцієнт передачі дорівнює

$$K_0 = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot (n_1^2 \cdot G_A + G_K + n_2^2 \cdot G_H)} = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot G_E} = \frac{n_1 \cdot n_2 \cdot R_E}{Z_A},$$

де G_E і R_E – відповідно резонансна еквівалентна провідність і еквівалентний опір навантаженого контура.

5.4 Одноконтурне входне коло з зовнішньоємнісним зв'язком з антеною

Схему одноконтурного ВК з зовнішньоємнісним зв'язком з антеною наведено на рис. 5.5, а його заступну схему – на рис. 5.6.

Така схема використовується в діапазонах СЧ і ВЧ, тому опір антени можна вважати чисто ємнісним і Z_A буде складатися з послідовно ввімкнених C_A і $C_{ЗВ}$. Для цієї схеми контур під'єднано повністю до антени і навантаження, тобто $n_1 = n_2 = 1$. Тому у формулу для K_0 підставимо:

$$Z_A = \frac{C_A + C_{ЗВ}}{\omega \cdot C_A \cdot C_{ЗВ}}, \quad G_E = \frac{d_E}{\omega_0 \cdot L}, \quad n_1 = n_2 = 1.$$

Тут d_E – затухання навантаженого контура.

Внаслідок підстановки одержимо

$$K_0 = \frac{\omega_0^2 \cdot C_A \cdot C_{ЗВ} \cdot L_K}{(C_A + C_{ЗВ}) \cdot d_E}.$$

Величина резонансного коефіцієнта підсилення пропорційна квадрату частоти, тому таке ВК використовують у тих випадках, коли коефіцієнт перекриття діапазону частот малий, або у простих приймачах.

Розглянемо випадок перестроювання ВК зміною індуктивності катушки. Для цього в одержану формулу замість L_K підставимо значення $1/\omega_0^2 \cdot C_K$:

$$K_0 = \frac{C_A \cdot C_{ЗВ}}{C_K \cdot (C_A + C_{ЗВ}) \cdot d_E}.$$

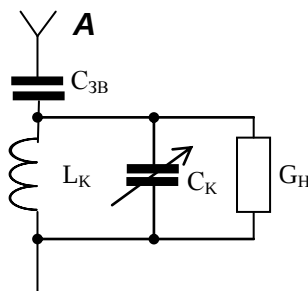


Рисунок 5.5 – ВК з ємнісним зв'язком

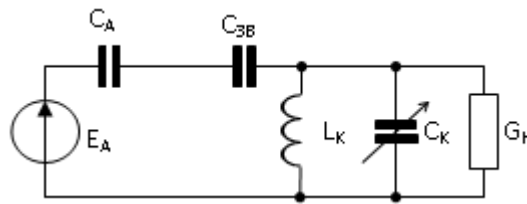


Рисунок 5.6 – Еквівалентна схема ВК з ємнісним зв'язком

У цьому випадку резонансний коефіцієнт передачі не залежить від частоти, що є суттєвою перевагою над попередньою схемою. Однак, внаслідок складності реалізації варіометра, таке ВК здебільше використовують в автомобільних приймачах, в яких зовнішня штирова антена з'єднана з входом приймача за допомогою коаксіального кабелю з досить великою власною ємністю. Ця ємність під'єднується паралельно до конденсатора контура і у разі зміни останнього значно зменшує коефіцієнт перекриття діапазону ВК.

5.5 Одноконтурне вхідне коло з індуктивним зв'язком з антенною

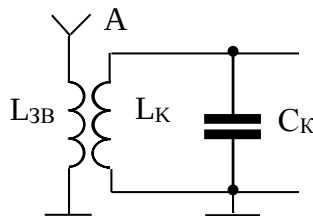


Рисунок 5.7 – Схема ВК з трансформаторним зв'язком

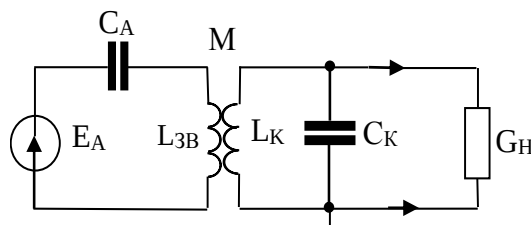


Рисунок 5.8 – Еквівалентна схема ВК з трансформаторним зв'язком

Принципову схема такого ВК показано на рис. 5.7, а його заступну схему – на рис. 5.8.

Між антенною котушкою L_{3B} і котушкою контура L_K існує зв'язок, який характеризується взаємною індуктивністю M . Величину цього зв'язку можна змінювати взаємним розміщенням котушок. Ємність антени C_A та індуктивність антенної котушки L_{3B} утворюють послідовний коливальний контур, який визначає загальний опір антени:

$$Z_A = \omega_0 \cdot L_{3B} - \frac{1}{\omega_0 \cdot C_A} = \omega_0 \cdot L_{3B} \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{3B} \cdot C_A}\right) = \omega_0 \cdot L_{3B} \cdot \left(1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right),$$

де $\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_{3B} \cdot C_A}}$, резонансна частота антенної ланки.

Визначаємо значення n_1 : $n_1 = M/L_K$. Врахувавши, що коефіцієнт зв'язку між котушками $k_{3B} = \frac{M}{\sqrt{L_{3B} \cdot L_K}}$, знаходимо: $n_1 = k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_{3B}}{L_K}}$.

Величина $n_2 = 1$. Візьмемо до уваги, що $G_E = \frac{d_E}{\omega_0 \cdot L_K}$, і визначимо:

$$K = \frac{k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_{3B}}{L_K}} \cdot \omega_0 \cdot L_K}{\omega_0 \cdot L_{3B} \cdot \left(1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right) \cdot d_E} = k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_K}{L_{3B}}} \cdot \frac{1}{d_E \left(1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}\right)}.$$

Під час перестроювання ВК в діапазоні частот від $\omega_{\min}$ до $\omega_{\max}$ можливі такі випадки:

1. $\omega_A > \omega_{\max}$. У цьому випадку $K \approx k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_K}{L_{3B}}} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_A^2 \cdot d_e}$, тобто в про-

цесі перестроювання змінюється пропорційно квадрату частоти, тому такий варіант побудови ВК використовується тільки за малого коефіцієнта зміни частоти.

2. $\omega_{\min} < \omega_A < \omega_{\max}$. Як видно з формули, у цьому випадку коефіцієнт передачі в діапазоні частот дуже сильно залежить від частоти, тому такий варіант ВК не використовується.

3. $\omega_A < \omega_{\min}$. У цьому випадку $K \approx k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_K}{L_{3B}}} \cdot \frac{1}{d_E}$. Під час перестроювання коефіцієнт передачі майже не залежить від частоти, тому на практиці такий варіант побудови ВК використовується найчастіше. Таке ВК часто називають вхідним колом з видовженою антеною на відміну від ВК п. 1, яке називають ВК з вкороченою антеною.

5.6 Частотні залежності параметрів контура за перестроювання ємністю і індуктивністю

У першому наближенні можна вважати, що величини ємності конденсатора та індуктивності котушки не залежать від частоти, величина опору котушки за рахунок явища скін-ефекту зростає пропорційно зростанню частоти. Враховуючи останнє, визначимо залежності добротності Q , смуги частот Π і еквівалентного резонансного опору контура R_{OE} від способу перестроювання (таблиця 5.1) з урахуванням активного опору контура r . З одержаних результатів можна зробити висновок, що під час перестроювання ємністю, параметри контура змінюються значно менше, ніж під час перестроювання індуктивністю.

Таблиця 5.1 – Залежність параметра ВК за різних типів регулювання

Перестроювання ємністю		Перестроювання індуктивністю	
$Q = \omega_0 L / r$	Добротність не залежить від частоти	$Q = 1/r \cdot \omega_0 \cdot C$	Добротність обернено пропорційна квадрату частоти
$\Pi = \omega_0 / 2\pi \cdot Q$	Смуга пропускання пропорційна частоті	$\Pi = \omega_0 / 2\pi \cdot Q$	Смуга пропускання пропорційна кубу частоти
$R_{OE} = \omega_0^2 \cdot L^2 / r$	Резонансний опір пропорційний частоті	$R_{OE} = 1/r \cdot \omega_0^2 \cdot C^2$	Резонансний опір обернено пропорційний кубу частоти

5.7 Частотна селективність одноконтурного вхідного кола

Величина коефіцієнта передачі одноконтурного ВК виражається залежністю:

$$\dot{K} = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A (G_E + j b_E)},$$

де $G_E = n_1^2 \cdot G_A + G_K + n_2^2 \cdot G_H$,

$$b_E = n_1^2 \cdot \omega \cdot C_A + \omega \cdot C_K + n_2^2 \cdot \omega \cdot C_H - \frac{1}{\omega \cdot L_K} = \omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}.$$

На резонансній частоті $b_E = 0$ і $\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \omega_0$, тому можна записати:

$$\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L} = \frac{1}{\omega \cdot L} (\omega^2 \cdot C \cdot L - 1) = \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right).$$

Враховувачи, що $\omega_0 \cdot L = \frac{d_E}{G_E}$, знаходимо:

$$\dot{K} = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot G_E \cdot \left[1 + j \frac{1}{d_E} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot G_E \cdot (1 + j\xi)},$$

де ξ – узагальнена зміна частоти.

На резонансній частоті коефіцієнт передачі

$$K_0 = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot G_E},$$

тому рівняння частотної характеристики буде таким:

$$\dot{y} = \frac{\dot{K}}{K_0} = \frac{1}{1 + j\xi},$$

а її модуль визначається рівністю:

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}.$$

Рівняння селективності $S_E = \sqrt{1 + \xi^2}$. За малих змін частоти $\Delta\omega$ можна записати:

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta F}{F_0}.$$

Після підстановки у вираз для частотної характеристики одержимо:

$$y = 1 / \sqrt{1 + (2\Delta F / d_E F_0)^2}.$$

Для визначення смуги пропускання на рівні $1/\sqrt{2}$ використаємо останню формулу:

$$1/\sqrt{2} = 1 / \sqrt{1 + (2\Delta F / d_E F_0)^2},$$

звідки

$$\Pi_{0,7} = 2\Delta F = d_E F_0.$$

Смуга пропускання на рівні $y = a$:

$$\Pi_a = d_E \cdot F_0 \cdot \sqrt{(1/y_a^2) - 1} = \Pi_{0,7} \sqrt{(1/y_a^2) - 1}.$$

Коефіцієнт прямокутності одноконтурного ВК на рівні $y = a$

$$K_{\Pi a} = \Pi_a / \Pi_{0,7} = \sqrt{(1/y_a^2) - 1} \approx 1/y_a.$$

5.8 Залежність резонансного коефіцієнта передачі від зв'язку з антеною і навантаженням

Зробимо аналіз залежності виразу для визначення резонансного коефіцієнта передачі одноконтурного ВК від величин коефіцієнтів зв'язку з антеною і навантаженням. Резонансний коефіцієнт передачі описується формулою:

$$K_0 = \frac{n_1 \cdot n_2}{Z_A \cdot (n_1 \cdot G_A + G_K + n_2 \cdot G_H)}.$$

Як бачимо, K_0 симетрично залежить від n_1 і n_2 , тому досить визначити, наприклад, залежність K_0 від n_1 , а n_2 вважати постійним. Позначимо $G_K + n_2^2 \cdot G_H = G_{K0} = \text{const}$, тоді

$$K_0 = \frac{n_2}{Z_A} \cdot \frac{n_1}{n_1^2 \cdot G_A + G_{K0}}.$$

За зростання n_1 значення коефіцієнта передачі спочатку буде зростати, потім досягне максимального значення і, завдяки тому, що у знаменнику маємо квадрат n_1 , під час подальшого зростання n_1 коефіцієнт передачі почне зменшуватись. Визначимо оптимальне значення n_{1opt} , за якого K_0 досягне максимального значення. Для цього прирівняємо чисельник виразу для похідної $\partial K_0 / \partial n_1$ до нуля

$$n_{1opt}^2 \cdot G_A + G_{K0} - 2n_{1opt}^2 \cdot G_A = 0,$$

звідки

$$n_{1opt} = \sqrt{G_{K0} / G_A}.$$

Після підстановки цього значення одержимо

$$K_{0MAX} = \frac{n_2}{Z_A} \cdot \frac{1}{2\sqrt{G_A \cdot G_{K0}}}.$$

В процесі визначення відношення K_0 до K_{0MAX} помножимо чисельник і знаменник на вираз $1/G_{K0}$, після чого одержимо

$$\begin{aligned} K_0 / K_{0MAX} &= 2n_1 \sqrt{G_A / G_{K0}} / (n_1^2 \cdot G_A / G_{K0} + 1) = \\ &= 2n_1 / n_{1opt} / (1 + n_1 / n_{1opt}) = 2a / (1 + a) \end{aligned}$$

Як бачимо з одержаного виразу, у разі зміни $a = n_1 / n_{1opt}$ від значення 0,5 до 2 відношення K_0 / K_{0MAX} змінюється в межах від 0,8 до 1,0, тобто за зміни n_1 в чотири рази в околі оптимального значення резонансний коефіцієнт передачі змінюється всього в межах 20 %. У випадку зміни зв'язку з навантаженням (зміни n_2) резонансний коефіцієнт передачі змінюється аналогічним чином.

Хід роботи

1. Для схеми на рис. 5.9 зняти залежність АЧХ вхідного кола від коефіцієнта зв'язку між контурами кола, якщо за замовчуванням для трансформатора $L_1 = L_2 = 100$ мкГн, провести дослідження для зміни коефіцієнта

зв'язку трансформатора $K_{зв}=0.1\div 1$, з кроком 0.25, та за зміни сталої навантаження шляхом зміни ємності $C_3=10\div 50$ пФ.

2. Для схеми на рис. 5.9 зняти залежність АЧХ вхідного кола від коефіцієнта зв'язку між контурами кола, використовуючи розділ меню Step-ring, якщо змінюється $L_1=50\div 300$ мкГн, з кроком 75 мкГн, $L_2=100$ мГн. $K_{зв}=0.1\div 1$, з кроком 0.25. Визначте смугу пропускання на рівні 0.7.

3. Для схеми на рис. 5.10 зняти АЧХ за $L_1=50$ мкГн, 300 мкГн, $L_2=600$ мкГн і довжини котушки 50 мм, діаметра 25 мм, використовуючи відомі рівняння для розрахунку кількості витків котушки. Визначте смугу пропускання.

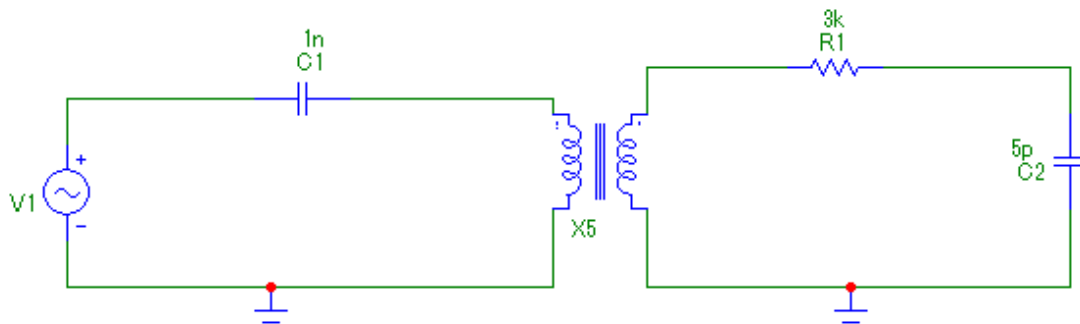


Рисунок 5.9 – Модель вхідного кола з трансформаторним зв'язком

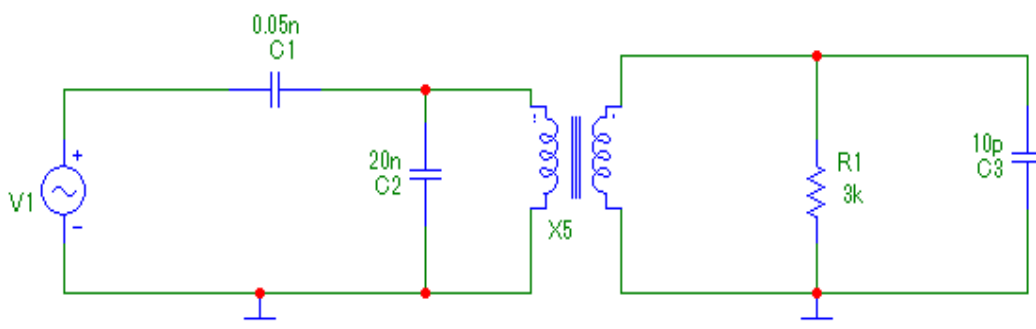


Рисунок 5.10 – Модель вхідного кола з комбінованим зв'язком

4. По знятих АЧХ схем на рис. 5.9. та рис. 5.10. визначити тип зв'язку.

Контрольні питання

1. Поясніть призначення входних кіл.
2. За якої умови входна потужність пристрою приймання досягає максимуму?
3. Як визначається резонансна частота одноконтурного входного кола?
4. Нарисуйте схему одноконтурного входного кола з ємнісним зв'язком з антеною та наведіть його основні параметри.
5. Нарисуйте схему одноконтурного входного кола з індуктивним зв'язком з антеною та наведіть його основні параметри.
6. Як визначається коефіцієнт прямокутності одноконтурного ВК на довільному рівні?
7. Як змінюється селективність у разі малих змін частоти?
8. Як визначається коефіцієнт передачі одноконтурного ВК на резонансній частоті?
9. Поясніть залежність резонансного коефіцієнта передачі ВК від зв'язку з антеною і навантаженням.
10. Як змінюється коефіцієнт передачі ВК у випадку зміни зв'язку з антеною?

Лабораторна робота № 6

Резонансний підсилювач проміжної частоти і амплітудний детектор

Мета роботи: вивчити принципи роботи з програмами схемотехнічного моделювання, отримати навички моделювання аналогових пристроїв за допомогою програми Micro-Cap.

Обладнання: персональний комп'ютер, програма Micro-Cap.

Теоретичні відомості

6.1 Амплітудні детектори

Амплітудний детектор (АД) – це пристрій, вихідна напруга або струм якого повторюють закон зміни амплітуди вхідного сигналу. До основних параметрів АД відносяться:

1. Коефіцієнт передачі АД – відношення амплітуди вихідної напруги U_{Ω} до амплітуди обвідного коливання вхідного модульованого сигналу mU_{m0} :

$$K_d = U_{\Omega} / mU_{m0}.$$

2. Лінійні спотворення – залежності коефіцієнта передачі детектора від частоти модуляції вхідного сигналу $K_d(\Omega)$ (амплітудно-частотні спотворення) і фазового зсуву вихідної напруги відносно обвідної модульованого сигналу від частоти модуляції (фазово-частотні спотворення).

3. Нелінійні спотворення – визначаються коефіцієнтом гармонік за однотонової модуляції несучого коливання

$$k_r = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots} / U_{\Omega},$$

де $U_{2\Omega}$, $U_{3\Omega}$ – амплітуди вихідних напруг АД з кутовими частотами 2Ω , 3Ω і т. д.

4. Вхідна провідність – відношення амплітуди першої гармоніки вхідного струму до амплітуди напруги несучого коливання на вході детектора: $Y_{BX} = I_{\omega}/U_{m0}$. Вона є комплексною, але, внаслідок того, що ємнісна складова провідності входить в ємність попереднього резонансного контура, то можна вважати вхідну провідність активною.

Схему детектора з нелінійним елементом НЕ показано на рис. 6.1, а). Нехай на вхід НЕ діє АМ-коливання (рис. 6.1, б)

$$u_{BX} = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t.$$

Спектр цього коливання показано на рис. 6.1, в). На навантаженні детектора виділиться напруга (рис. 6.1, д), яка містить з постійну U_0 і змінну u_{Ω} складові. Корисним результатом детектування є складова $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$. Спектр напруги на виході детектора показано на рис. 6.1, г).

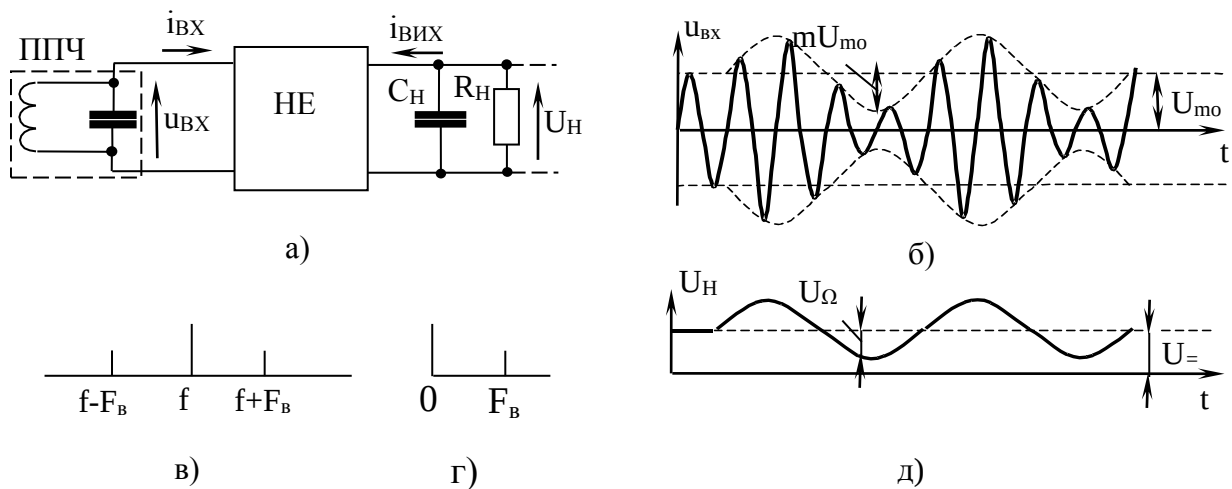


Рисунок 6.1 – Еквівалентна схема та епюри сигналів амплітудного детектора

Найчастіше як нелінійні елементи в АД використовують діоди, рідше транзистори, інтегральні модулі. Діодні детектори прості і дозволяють одержати практично неспотворене детектування в широкому частотному і динамічному діапазонах.

На рис. 6.2 наведено схеми послідовного (а) і паралельного (б) діодних детекторів.

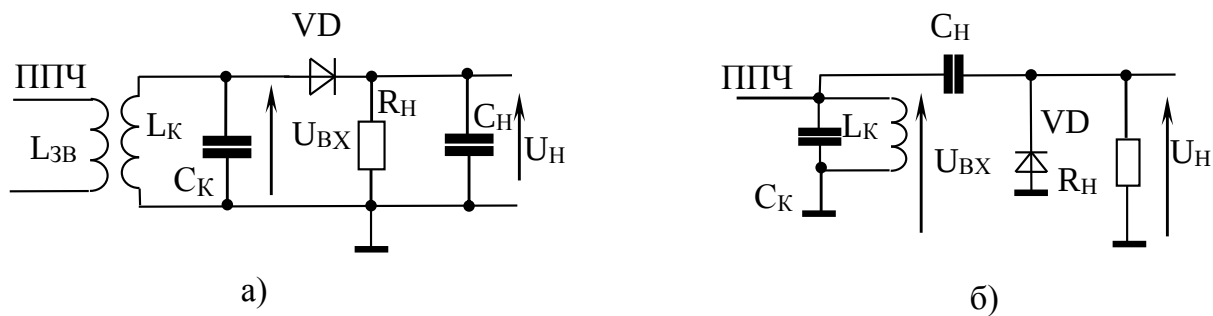


Рисунок 6.2 – Схема електрична принципова:
 а) – послідовного амплітудного детектора; б) – паралельного амплітудного детектора

В послідовному детекторі під дією вхідної напруги протікають імпульси струму, спектр яких складається з постійної складової і складових з частотами ω , 2ω і т. д. Постійна складова створює на навантаженні R_H спад напруги U_H . Високочастотні складові фільтруються конденсатором C_H , реактивний опір якого для цих частот дуже малий. За амплітудної модуляції сигналу змінюється амплітуда імпульсів струму і їх середнє значення та напруга на R_H , відповідно.

В паралельному детекторі на резисторі R_H крім постійної складової виділяється і вхідна напруга $u_{ВХ}$, яка проникає через конденсатор C_H . Тому для фільтрації останньої на виході паралельного АД застосовується фільтр низьких частот.

6.2 Теорія детектування слабих сигналів

Оскільки АД є нелінійним елементом, то його властивості суттєво залежать від рівня вхідного сигналу. Тому важливо розглянути властивості АД за детектування слабих і сильних сигналів окремо. Для діодних детек-

торів слабким вважається сигнал з амплітудою $U_m < 0,25 \text{ В}$, для транзисторних $U_m < 25 \text{ мВ}$.

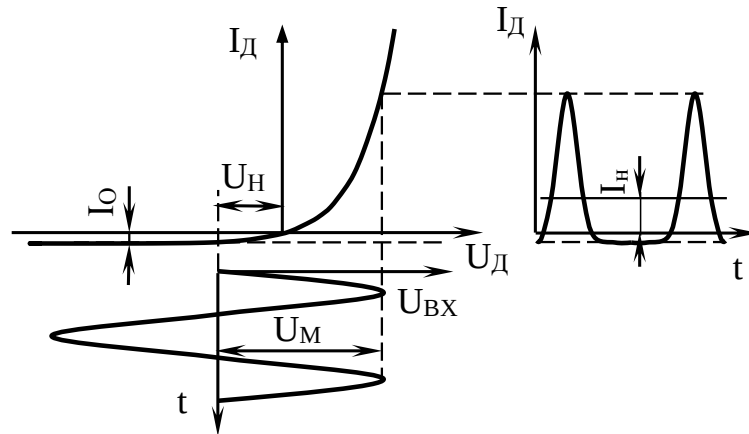


Рисунок 6.3 – Формування вихідних імпульсів амплітудного детектора в режимі слабого сигналу

Під час розгляду роботи послідовного АД (див. рис. 6.1, а) в режимі слабого сигналу можна помітити, що внаслідок нелінійності ВАХ діода через навантаження детектора (рис. 6.3) протікають імпульси струму, середнє значення яких I_H викликає спад напруги на навантаженні $U_H = I_H \cdot R_H$. Ця напруга є запиральною відносно діода, тому можна записати, що до діода прикладена напруга

$$u = U_m \cos \omega t - U_H.$$

В загальному випадку струм через діод можна подати у вигляді

$$i = f(E + u),$$

де E – початкова напруга зміщення, зокрема, як на рис. 6.1, а), вона може дорівнювати нулю.

У разі малого сигналу результат детектування також буде малим, тому струм через діод виразимо через ряд Тейлора:

$$i = f(E) + f'(E)u + 0,5f''(E)u^2 + \dots,$$

де $f(E)$ – струм за відсутності сигналу, який близький до нуля для $E = 0$;

$f'(E) = S$ – крутизна ВАХ в робочій точці;

$f''(E) = S'$ – швидкість зміни (похідна) крутизни.

Підставивши значення u за умови $E = 0$ після нескладних перетворень одержимо:

$$i = (S - S'U_H)U_m \cos \omega t - SU_H + 0,5S'U_H^2 + 0,25S'U_m^2 + 0,25S'U_m^2 \cos 2\omega t + \dots$$

Звідси визначаємо амплітуду струму з частотою ω і постійну складову:

$$I_\omega = (S - S'U_H)U_m,$$
$$I_H = -SU_H + 0,25S'U_m^2 \left[1 + 2(U_H / U_m)^2 \right].$$

У разі детектування слабких сигналів $(U_H / U_m)^2 \ll 1$, тому, після підстановки в останній вираз значення $U_H = I_H R_H$, одержимо:

$$I_H = [0,25S / (1 + S'R_H)] U_m^2.$$

Оскільки S , S' і R_H – постійні величини, то позначимо $0,25S / (1 + S'R_H) = A$. Тоді

$$I_H = AU_m^2.$$

Як бачимо, струм в навантаженні пропорційний квадрату вхідної напруги, тому такий детектор називається квадратичним. Якщо $U_m = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t)$, то вихідний струм АДа аналітично описується виразом:

$$I = AU_{m0}^2 (1 + 2m \cos \Omega t + 0,5m^2 + 0,5m^2 \cos 2\Omega t).$$

В одержаному виразі є перша і друга гармоніки частоти модуляції:

$$I_\Omega = 2AmU_{m0}^2,$$

$$I_{2\Omega} = 0,5Am^2U_{m0}^2.$$

Визначимо коефіцієнт гармонік:

$$k_\Gamma = I_{2\Omega} / I_{1\Omega} = 0,25m.$$

Коефіцієнт передачі за напругою детектора:

$$K_d = \frac{U_\Omega}{mU_{m0}} = \frac{I_\Omega R_H}{mU_{m0}} = 2AR_H U_{m0}.$$

В детекторі слабких сигналів коефіцієнт передачі малий і зменшується за зменшення амплітуди сигналу, а нелінійні спотворення продетектованого сигналу пропорційні глибині модуляції. Тому детектори слабких сигналів практично не використовуються.

6.3 Діодний детектор сильних сигналів

З метою спрощення аналізу процесів в послідовному детекторі сильних сигналів ($U_m > 0,5V$) ВАХ апроксимують лінійно-ламаною залежністю (рис. 6.4). Детектування в цьому випадку здійснюється з відсічкою струму. Величину зворотного струму через діод візьмемо такою, що дорівнює нулю. Середнє значення імпульсів струму в колі діод - навантаження викликає появу на навантаженні напруги U_H .

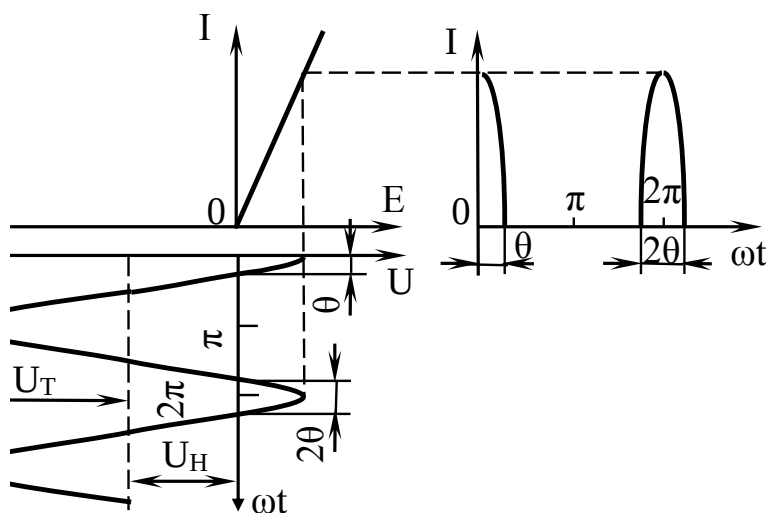


Рисунок 6.4 – Формування вихідних імпульсів амплітудного детектора в режимі сильного сигналу

Якщо до діода прикладено напругу u і крутизну ВАХ діода S , то струм через діод дорівнює:

$$i = \begin{cases} S \cdot u & \text{за } u > 0 \\ 0 & \text{за } u \leq 0 \end{cases}.$$

Якщо на детектор подається немодульований сигнал $u_{\text{вз}} = U_m \cos \omega t$, то до діода прикладено напругу

$$u = U_m \cos \omega t - U_H.$$

Струм через діод має вигляд імпульсів (див. рис. 6.5) з кутом відсіку θ . З умови $u = 0$ запишемо

$$U_m \cos \theta - U_H = 0,$$

звідки $U_H = U_m \cos \theta$. З урахуванням останнього струм діода визначається умовою

$$i = \begin{cases} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) & \text{за } \omega t < \theta \\ 0 & \text{за } \omega t > \theta \end{cases}$$

Цей струм складається з постійної складової I_H , складової з частотою ω і її гармонік. Результат детектування визначається постійною складовою як середнє значення струму через навантаження:

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta S \cdot U_m \cdot (\cos \omega t - \cos \theta) \cdot \partial \omega t = \frac{S \cdot U_m}{\pi} \cdot (\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta).$$

Для визначення кута відсіку врахуємо, що $I_H = U_H / R_H$. Тоді

$$U_H = \frac{S \cdot R_H \cdot U_m}{\pi} \cdot (\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta).$$

Після підстановки $U_H = U_m \cos \theta$ одержимо

$$\text{tg} \theta - \theta = \pi / S \cdot R_H.$$

З одержаної залежності видно, що кут θ не залежить від амплітуди вхідного сигналу, тобто напруга U_H пропорційна амплітуді вхідного сигналу.

Такий детектор називають лінійним.

Врахуємо, що за малих θ $\operatorname{tg}\theta \approx \theta + \theta^3/3$, тоді

$$\theta = \sqrt[3]{3\pi/S \cdot R_H}.$$

Цей кут визначає основні параметри детектора.

Під час амплітудної модуляції $U_m = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t)$, напруга на навантаженні детектора – $U_H = U_m \cos \theta = U_{m0} \cos \theta \cdot (1 + m \cos \Omega t)$ і амплітуда змінної складової вихідної напруги з частотою Ω – $U_\Omega = m U_{m0} \cos \theta$.

Коефіцієнт передачі детектора:

$$K_D = U_\Omega / m U_{m0} = \cos \theta.$$

Внаслідок того, що кут відсіку малий, $K_D \approx 1$.

Вхідний опір детектора можна визначити через першу гармоніку струму діода з розкладу в ряд Фур'є виразу, що описує струм діода. Але за $K_D \approx 1$ ($U_m \approx U_H$) і з урахуванням того, що опір відкритого діода дуже малий, а закритого – великий, практично вся потужність, підведена до детектора, виділяється на опорі навантаження ($P_{BX} \approx P_{ВНХ}$), тому:

$$\frac{U_m^2}{2R_{BX}} \approx \frac{U_H^2}{R_H}.$$

звідки

$$R_{BX} = R_H/2.$$

У паралельному детекторі вхідний опір складається з паралельного з'єднання опору послідовного детектора і опору навантаження, які безпосередньо через конденсатор C_H з'єднуються з джерелом сигналу:

$$R_{BX.ПОСЛ} = \frac{R_{BX} \cdot R_H}{R_{BX} + R_H} = \frac{R_H}{3},$$

тобто він менший, ніж у послідовному детекторі.

6.4 Нелінійні спотворення в діодному детекторі

У разі сильного сигналу детекторна характеристика близька до лінійної. Щоб забезпечити малий рівень нелінійних спотворень, тобто високу лінійність, амплітуда модульованого сигналу не має спадати нижче значення $U'_m = 0,15 \dots 0,25 \text{ В}$. Для цього необхідно виконати умову $U_{m0}(1-m) \geq U'_m$. Так, за коефіцієнта модуляції $m = 0,8$, амплітуда U_{m0} має становити $0,75 \dots 1,25 \text{ В}$. У разі сильного сигналу нелінійні перекручення можуть виникнути і внаслідок інших причин, до яких відносяться можливий вплив інерційності навантаження детектора, а також різниця в опорі навантаження детектора для змінного і постійного струму.

6.4.1 Вплив інерційності навантаження

Вплив інерційності навантаження пояснюється на рис. 6.6. В послідовному детекторі за додатної півхвилі вхідної напруги діод відкривається і напруга на конденсаторі C_H швидко зростає, практично повторюючи форму вхідної напруги. Після досягнення максимального значення вхідна напруга починає зменшуватися, що призводить до запирання діода. Після цього конденсатор C_H починає розряджатися через резистор R_H . Стала часу розряду ланки $C_H R_H$ велика і вихідна напруга зменшується значно повільніше, ніж наростає. До моменту часу t_1 напруга на навантаженні відтворює форму обвідного коливання. Якщо стала часу занадто велика, то з моменту t_1 амплітуда сигналу зменшується, а напруга U_H не встигає відслідковувати цю зміну – виникають спотворення. Тому, починаючи з моменту часу t_1 , вихідна напруга змінюється за експоненціальним законом:

$$U_H = U_{H1} \exp[-(t - t_1)/C_H \cdot R_H],$$

тоді як амплітуда вхідної напруги змінюється за законом

$$U_m = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t).$$

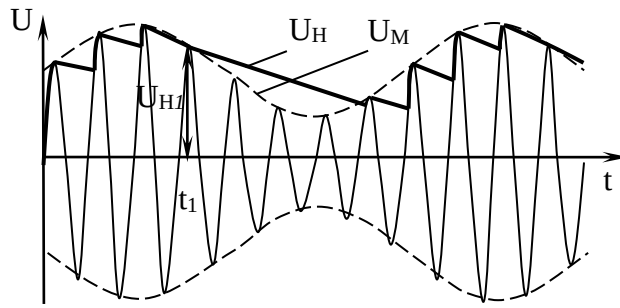


Рисунок 6.5 – Нелінійні спотворення АДа, викликані інерційністю навантаження

Нелінійних спотворень не буде, якщо починаючи моменту часу t_1 швидкість розряду конденсатора C_H , тобто зміна напруги U_H буде більша, ніж швидкість зміни амплітуди обвідного колювання:

$$\left| \frac{\partial U_H}{\partial t} \right|_{t=t_1} \geq \left| \frac{\partial U_m}{\partial t} \right|_{t=t_1}.$$

Швидкість зміни напруги на конденсаторі C_H дорівнює

$$\frac{\partial U_H}{\partial t} = -\frac{U_{H1}}{C_H \cdot R_H} \cdot \exp[-(t - t_1)/C_H \cdot R_H].$$

Вона максимальна на початку процесу за $t = t_1$. З урахуванням того, що $U_{H1} \approx U_{m0}(1 + m \cos \Omega t_1)$ одержимо

$$\left(\frac{\partial U_H}{\partial t} \right)_{t=t_1} = -\frac{U_{m0}}{C_H R_H} (1 + m \cos \Omega t_1).$$

Швидкість зміни амплітуди сигналу в момент t_1

$$\left(\frac{\partial U_m}{\partial t} \right)_{t=t_1} = -\Omega \cdot m U_{m0} \sin \Omega t_1.$$

Після підстановки одержаних значень маємо

$$\frac{U_{m0}}{C_H R_H} (1 + m \cos \Omega t_1) \geq \Omega \cdot m U_{m0} \sin \Omega t_1,$$

або

$$\frac{1}{C_H R_H} \geq \frac{\Omega \cdot m \sin \Omega t_1}{1 + m \cos \Omega t_1}.$$

Оскільки, ланка $C_H R_H$ також виконує функцію фільтра частоти несучого коливання, то необхідно визначити максимальне допустиме значення постійної часу цієї ланки. Це значення досягається за максимального значення правої частини одержаної нерівності. Для знаходження цього максимуму прирівнюємо до нуля похідну правої частини нерівності, звідки знаходимо умову максимуму: $\cos \Omega t_1 = -m$. Після підстановки цього значення у нерівність одержимо умову, за якої нелінійні спотворення відсутні:

$$C_H R_H \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m \cdot \Omega_{\max}}.$$

Ця нерівність має виконуватися за максимального коефіцієнта модуляції і на найвищій частоті модуляції $\Omega_{\max}$.

6.4.2 Вплив різниці опорів навантаження для змінного і постійного струму

Як показано на рис. 6.6, крім опору R_H детектор навантажений на ланку, яка складається з роздільного конденсатора C_P і, в більшості випадків, з вхідного опору підсилювача низької частоти $R_{ВХ.ПНЧ}$.

Розділовий конденсатор вибрано з умови відсутності частотних спотворень на найнижчій частоті модуляції: $1/\Omega_H C_P \ll R_{ВХ.ПНЧ}$. Тому для струму з частотою модуляції опір навантаження детектора складається з паралельно з'єднаних опорів R_H і $R_{ВХ.ПНЧ}$: $R_{\Omega} = R_H R_{ВХ.ПНЧ} / (R_H + R_{ВХ.ПНЧ})$ і він менший, ніж опір навантаження для постійного струму R_H . Постійна часу ланки $C_P R_{ВХ.ПНЧ}$ набагато більша від постійної часу навантаження $C_H R_H$, тому, незважаючи на модуляцію сигналу, конденсатор C_P поступово заря-

диться до рівня $U_{m0}\cos\theta$. За зменшенні рівня вхідної модульованої до значення меншого від напруги U_{m0} , конденсатор C_p починає розряджатися і його струм розряду протікає через резистори $R_{BX.ПНЧ}$ і R_H , створюючи на останньому (рис. 6.7) спад напруги, який дорівнює

$$U_{m0} \cos\theta R_H / (R_H + R_{BX.ПНЧ}).$$

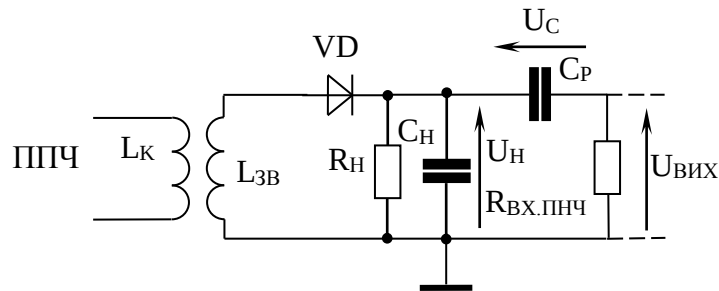


Рисунок 6.6 – Амплітудний детектор з навантаженням у вигляді вхідного опору підсилювача низької частоти

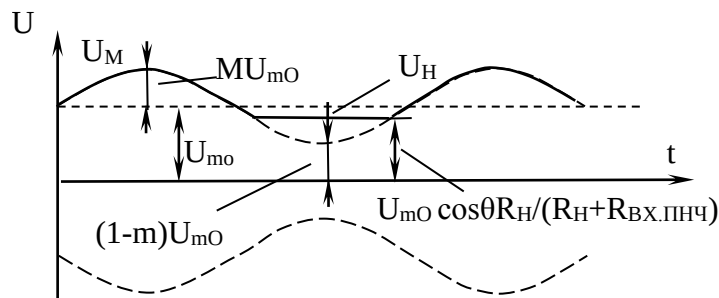


Рисунок 6.7 – Нелінійне спотворення вихідного сигналу Ада, викликане опором навантаження

Якщо напруга сигналу стає меншою від цього спаду, то діод запирається і вихідна напруга детектора перестає змінюватися (появиться сходинка). Мінімальна амплітуда сигналу визначається максимальним значенням коефіцієнта модуляції і дорівнює $(1-m)U_{m0}$. Тому для забезпечення відсутності спотворень висота сходинки має бути меншою від мінімального значення амплітуди сигналу:

$$U_{m0} \cos\theta R_H / (R_H + R_{BX.ПНЧ}) < U_{m0}(1 - m)$$

звідки

$$R_{\text{ВХ.ПНЧ}} > R_{\text{Н}} (\cos\theta + m - 1) / (1 - m).$$

За $\cos\theta \approx 1$ цей вираз набуває вигляду

$$R_{\text{ВХ.ПНЧ}} > R_{\text{Н}} m / (1 - m).$$

Зокрема, якщо $m_{\text{max}} = 0,8$ то $R_{\text{ВХ.ПНЧ}} > 4R_{\text{Н}}$.

Хід роботи

В цій роботі проводиться моделювання резонансного підсилювача проміжної частоти 465 кГц і діодного амплітудного детектора, що є складовою частиною супергетеродинних пристроїв приймання радіосигналів. Електричну принципову схему змодельованих каскадів наведено на рис. 6.8. Номінали елементів вказано на схемі.

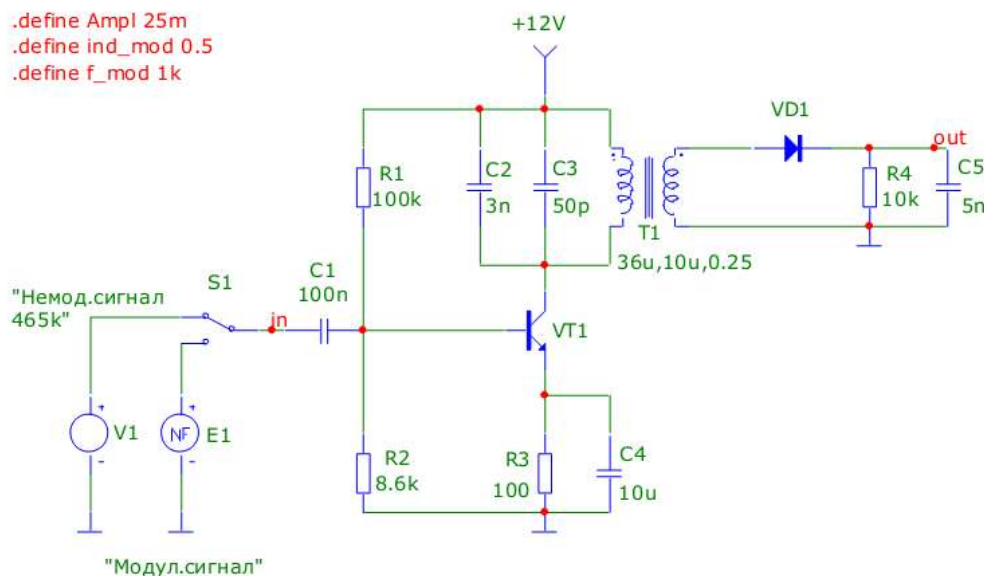


Рисунок 6.8 – Схема електрична принципова

Підсилювач проміжної частоти виконано на транзисторі VT1, коливальний контур утворено конденсатором C2, підлаштовним конденсатором C3 й індуктивністю, що входить в трансформатор T1. Опір втрат контура задано у вигляді параметра RP моделі конденсатора C2 такою, що дорів-

нює 7 кОм, а це за вказаних номіналів елементів відповідає добротності $Q \approx 70$. Режим роботи транзистора за постійним струмом задається за допомогою резисторів R1-R3. Амплітудний детектор виконано на діоді VD1, його навантаженням слугує фільтр R4C5. Сигнал з виходу підсилювача знімається за допомогою трансформатора T1 з коефіцієнтом зв'язку 0,25. Підсилювач живиться від джерела постійної напруги +12 В.

На вхід схеми подається або немодульований гармонічний сигнал від джерела напруги V1, або амплітудно модульований сигнал від користувачького джерела напруги E1, причому

$$v(E1) = \text{Ampl} * \cos(2 * \text{PI} * 465\text{k} * t) * (1 + \text{ind_mod} * \cos(2 * \text{PI} * f_mod * t)),$$

де Ampl, ind_mod, f_mod – відповідно амплітуда носійної, індекс модуляції та частота модулювального сигналу, задаються за допомогою текстових директив,

t – час,

PI – число π .

Перемикання вхідного сигналу здійснюється за допомогою перемикача S1.

1. З метою встановлення заданого режиму роботи транзистора за постійним струмом (струм емітера 1 мА) необхідно провести динамічний аналіз за постійним струмом Dynamic DC (рис. 6.9). На рисунку вказано значення струмів, що протікають через елементи схеми.

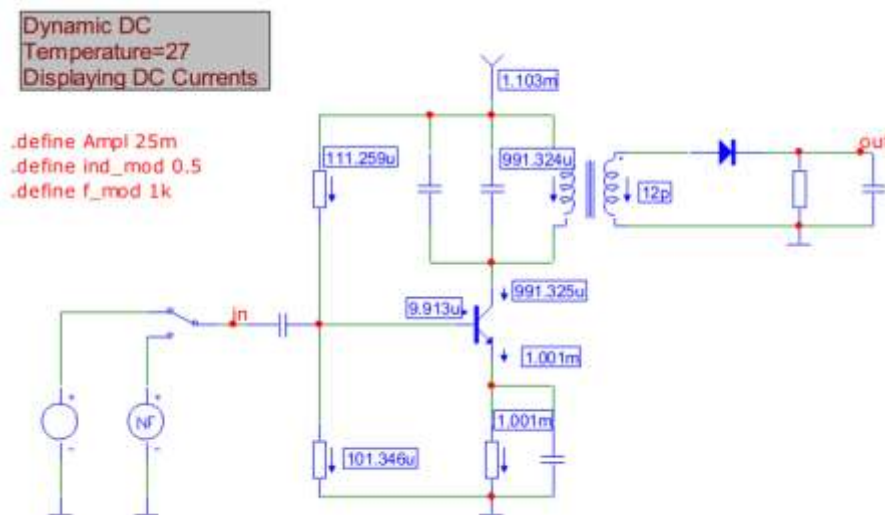


Рисунок 6.9 – Проведення аналізу DC

Шляхом зміни опорів резисторів R1 і R2 встановим струм емітера транзистора $VT1 \approx 1\text{mA}$, а струм базового дільника $\approx 100\text{мкА}$, на порядок більше, струму бази транзистора ($\approx 10\text{мкА}$).

2. З метою налаштування коливального контура на резонансну частоту 465 кГц необхідно провести динамічний малосигнальний аналіз за змінним струмом Dynamic AC (рисунок 6.10). На рисунку у вузлах схеми вказано значення коефіцієнтів передання за змінним струмом.

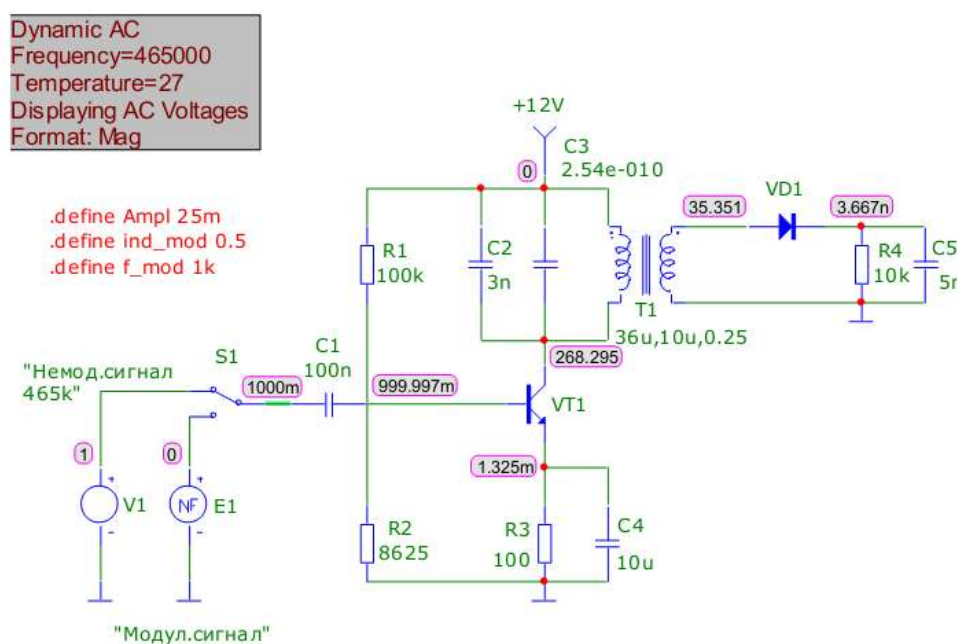


Рисунок 6.10 – Проведення аналізу Dynamic AC

Моделювання здійснити шляхом динамічної зміни ємності підлаштовного конденсатора C3. Максимальне значення коефіцієнта передавання підсилювача на частоті 465 кГц досягається за $C3 \approx 254\text{пФ}$.

3. З метою побудови АЧХ досліджуваної схеми провести малосигнальний аналіз за змінним струмом AC Analysis. Результати аналізу наведено на рисунку 6.11.

На верхньому рисунку подано залежність коефіцієнта підсилення резонансного підсилювача на транзисторі VT1 від частоти (відношення змінної напруги сигналу на колекторі транзистора до напруги вхідного сигнала).

лу). Як видно з рисунка, резонансний частоті коефіцієнт підсилення дорівнює приблизно 268.

На нижньому рисунку показано залежність коефіцієнта передавання сигналу з входу пристрою на анод діода VD1. Резонансне значення коефіцієнта передавання становить ≈ 35 .

Для визначення частотних характеристик пристрою побудовано залежність коефіцієнта передавання сигналу з входу пристрою на анод діода VD1 від частоти, вираженого в децибелах (рис. 6.16). З рисунка видно, що резонансний коефіцієнт передавання становить ≈ 31 дБ. Смуга пропускання за рівнем -3 дБ становить ≈ 7 кГц.

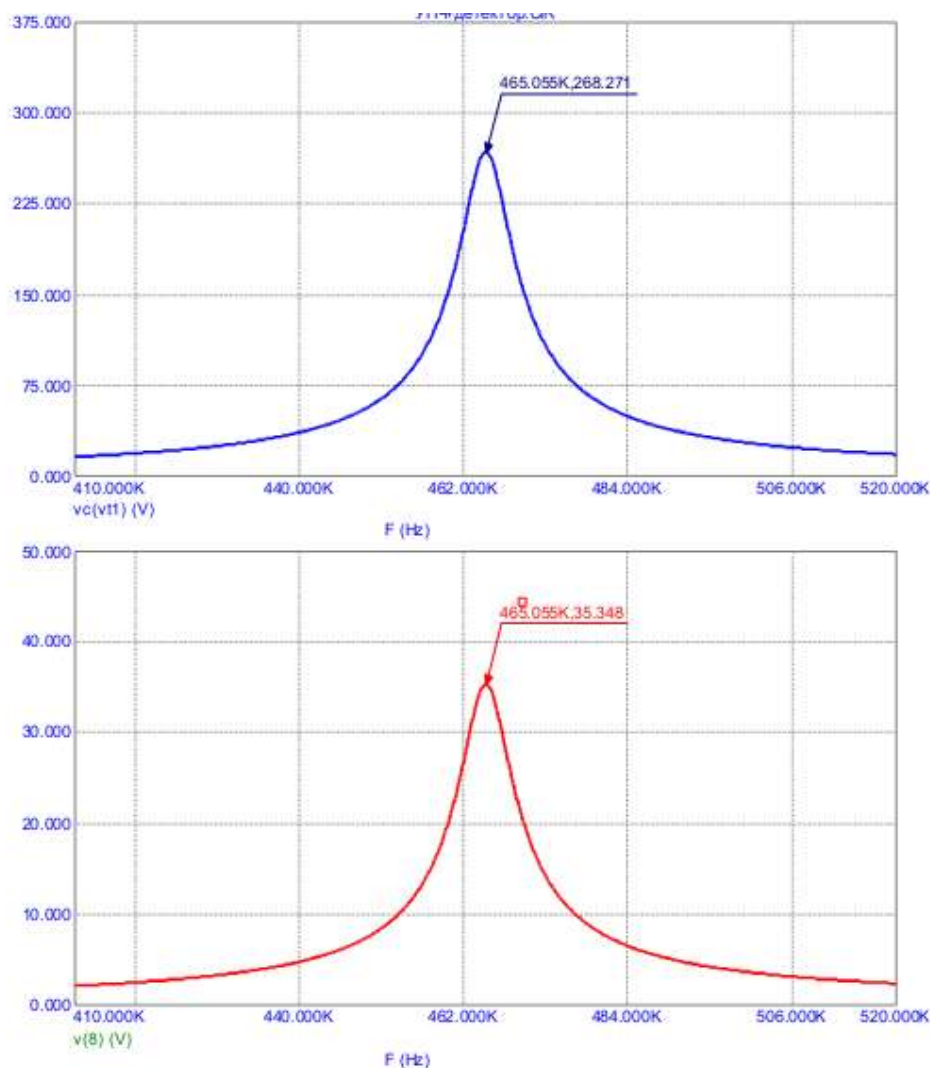


Рисунок 6.11 – Амплітудно-частотні характеристики модульованих каскадів



Рисунок 6.12 – Визначення частотних характеристик приладу

4. З метою отримання часових діаграм сигналів в ключових вузлах пристрою необхідно провести аналіз перехідних процесів Transient Analysis. Вид сигналів в ключових вузлах пристрою у разі подачі на його вхід амплітудно-модульованого сигналу подано на рисунку 6.11, де $v(in)$ – вхідний сигнал; $v(6)$ – сигнал на колекторі транзистора VT1; $v(8)$ – сигнал на аноді діода VD1; $v(out)-avg(v(out))$ – сигнал на навантаженні детектора R4 з врахуванням постійної складової цього сигналу (точніше його середнього значення). З рисунка видно, що амплітуда продетектованого сигналу на навантаженні R4 становить ≈ 355 мВ.

5. З метою визначення коефіцієнта гармонік вихідного сигналу потрібно провести аналіз нелінійних спотворень. Цей аналіз проводиться в режимі Transient Analysis з використанням функцій спектрального аналізу HARM, IHD, THD.

6. Результати побудови гармонік вихідного сигналу, а також результати визначення індивідуальних коефіцієнтів нелінійних спотворень (для кожної гармоніки) і визначення загального коефіцієнта нелінійних спотворень (з накопиченням) подано на рисунку 6.14.

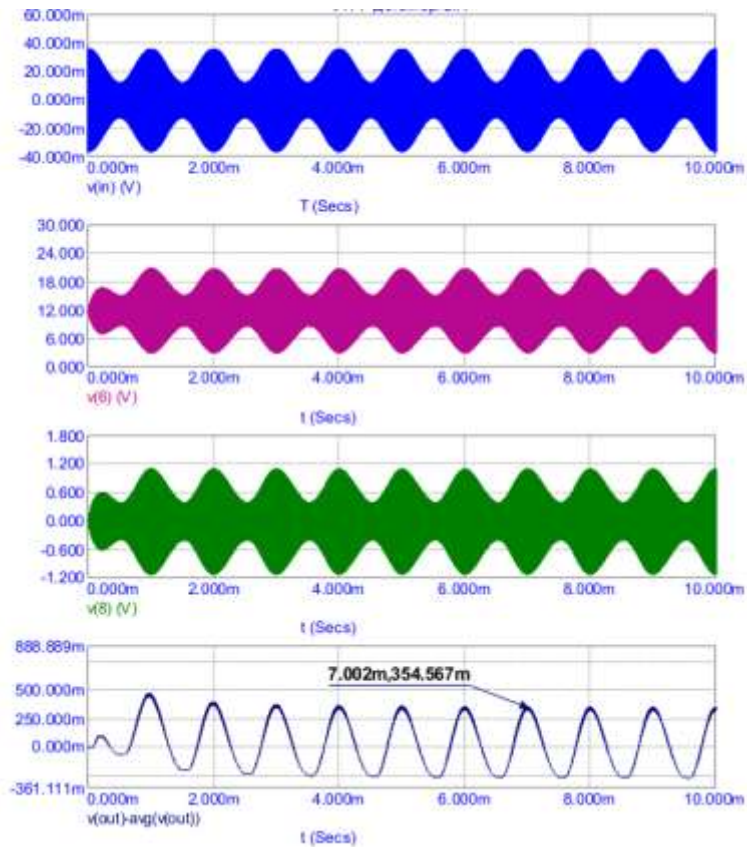


Рисунок 6.13 – Сигнали у ключових вузлах схеми

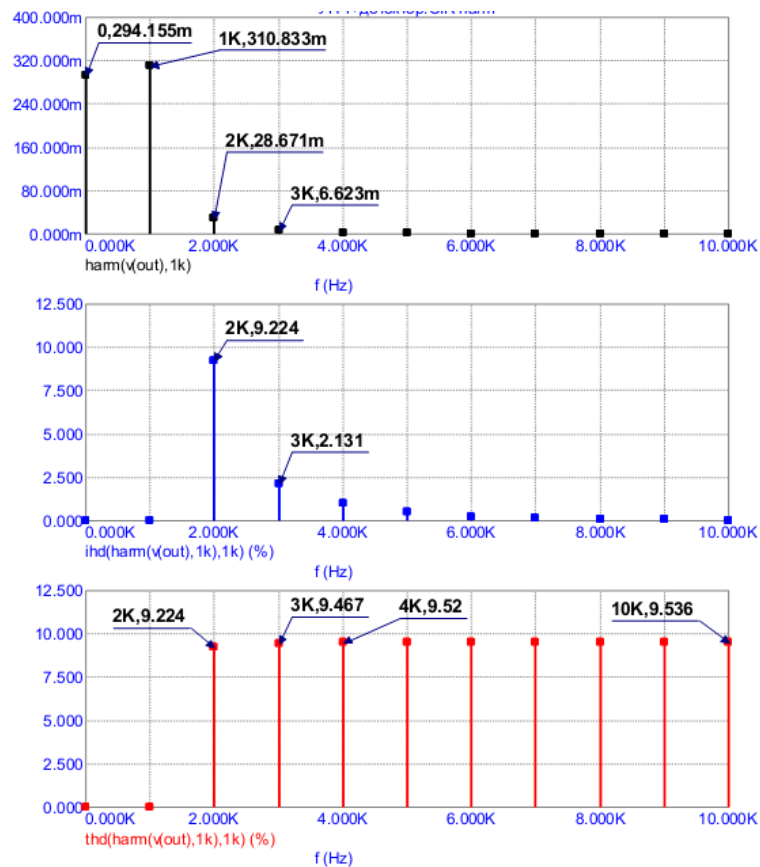


Рисунок 6.14 – Спектральний аналіз вихідного сигналу

Як видно з рис. 6.14 (верхній графік), амплітуда нульової гармоніки (постійна складова вихідного сигналу) становить приблизно 295 мВ, першої гармоніки (корисний сигнал) – ≈ 311 мВ, другої гармоніки – ≈ 29 мВ, третьої гармоніки – $\approx 6,6$ мВ. Індивідуальний коефіцієнт нелінійних спотворень (середній графік) за врахування тільки другої гармоніки становить 9,2 %, за врахування тільки третьої гармоніки – 2,1 %. Загальний коефіцієнт нелінійних спотворень (нижній графік) за врахування десяти гармонік досягає значення 9,5 %.

6. З метою визначення залежності резонансного коефіцієнта передавання підсилювача на транзисторі VT1 від значення ємності колекторного переходу транзистора необхідно провести багатоваріантний аналіз (Stepping) разом з малосигнальним аналізом за змінним струмом (функція AC Analysis). Сімейство АЧХ підсилювача за зміни параметра моделі транзистора CJC в межах від 10 пФ до 1000 пФ подано на рис. 6.15.

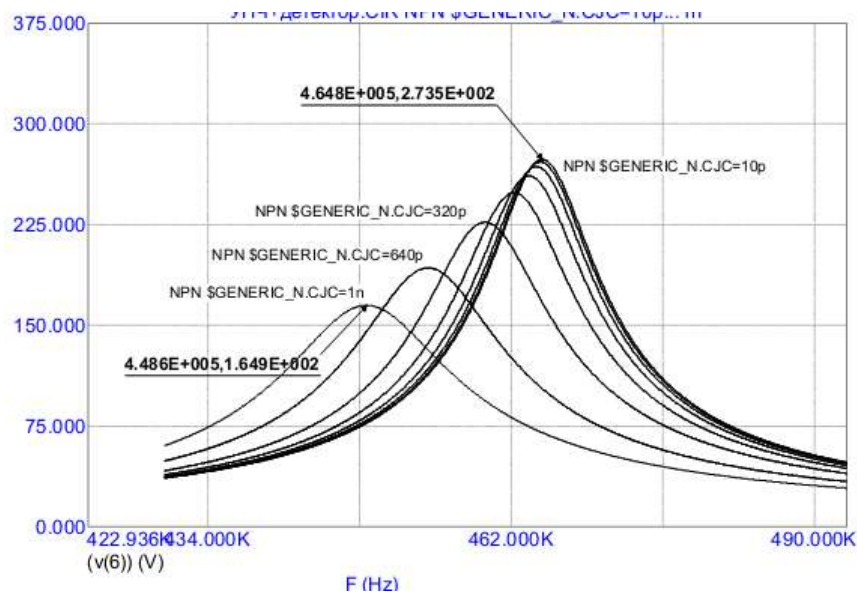


Рисунок 6.15 – Сімейство АЧХ підсилювача за зміни параметра моделі транзистора CJC (ємність колекторного переходу) в межах від 10 пФ до 1000 пФ

З рисунка видно, що зміна ємності CJC в межах від 10 пФ до 1000 пФ призводить до зміни резонансного коефіцієнта передавання з 273

до 165, відповідно. Водночас резонансна частота зменшується з 465 до 449 кГц. На рисунку 6.15 подано залежності резонансного коефіцієнта передавання підсилювача і резонансної частоти від значення ємності CJC. Ці залежності отримано за допомогою функції High_Y і High_X групи Performance Functions. Для значення ємності CJC=30 пФ (що є типовим значенням для транзисторів серії KT3102) на рис. 6.16 вказано значення резонансного коефіцієнта передавання і резонансної частоти підсилювача.

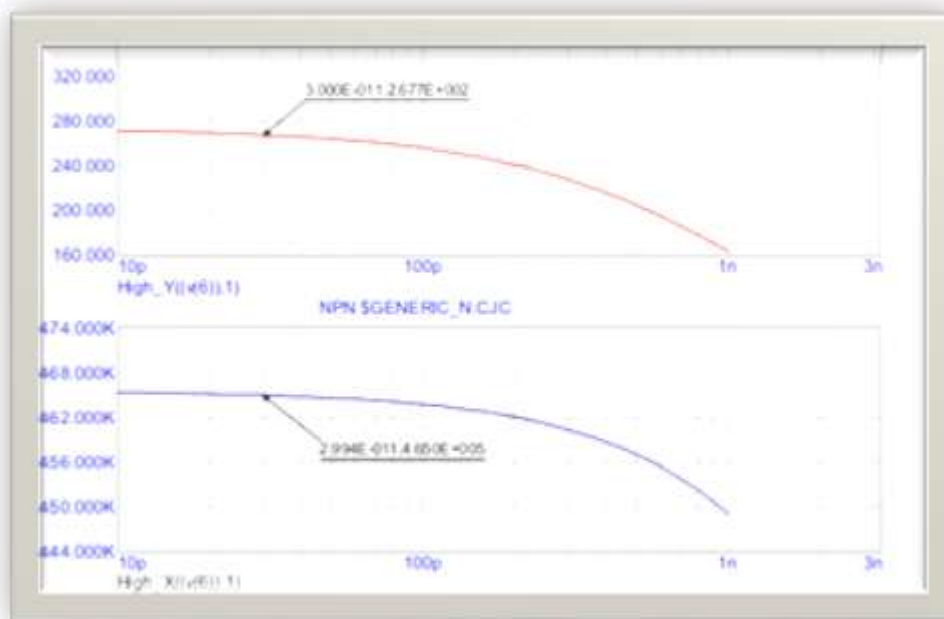


Рисунок 6.16 – Залежність резонансного коефіцієнта передавання підсилювача і резонансної частоти від значення ємності переходу CJC

7. З метою визначення розподілу резонансного коефіцієнта передавання підсилювача на транзисторі VT1 за використання в схемі резисторів з допуском $\pm 5\%$ від їх номіналів проводиться статистичний аналіз Монте-Карло (Monte-Carlo) разом із малосигнальним аналізом за змінним струмом (AC Analysis). Сімейство АЧХ підсилювача за нормального розподілу опорів всіх резисторів схеми в межах 5% від номінальних значень у випадку проведення 100 реалізацій моделювання за методом Монте-Карло подано на рис. 6.17:

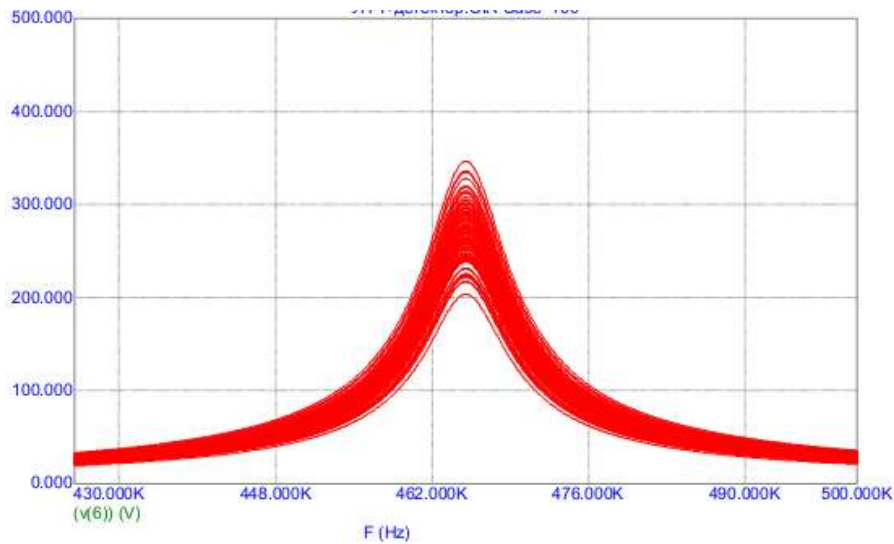


Рисунок 6.17 – Сімейство АЧХ підсилювача за нормального розподілу опорів всіх резисторів схеми в межах 5 % від номінальних значень

На рис. 6.18 подано гістограму розподілу значень резонансного коефіцієнта підсилення.

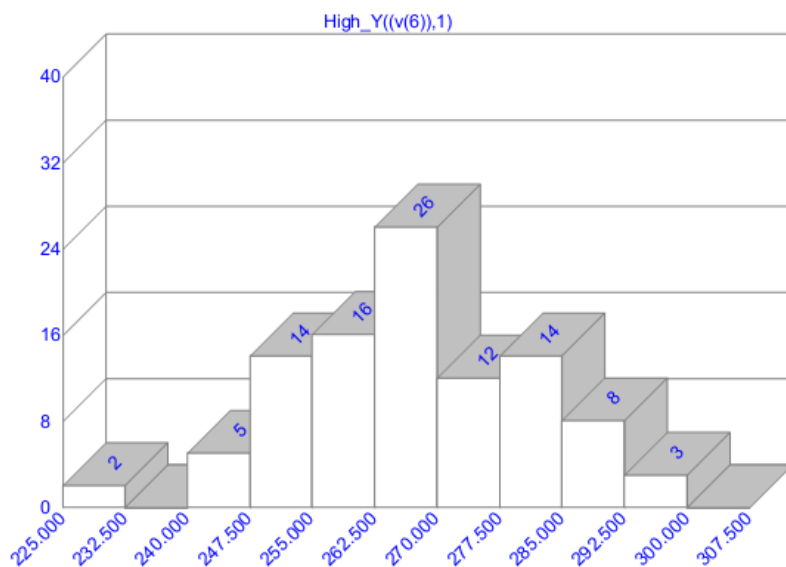


Рисунок 6.18 – Гістограма розподілу значень резонансного коефіцієнта підсилення

По осі абсцис на рис. 6.18 відкладено значення резонансного коефіцієнта підсилення, а по осі ординат – кількість реалізацій моделювання. Числа на кожному стовпці гістограми показують кількість реалізацій, за яких значення коефіцієнта моделювання лежать у вказаних межах. Напри-

клад, у випадку виконання 26 реалізацій з 100 значення резонансного коефіцієнта підсилення лежало в межах від 262,5 до 270. Діапазон змін резонансного коефіцієнта підсилення становить 225...307,5, тобто коефіцієнт підсилення за нормального розподілу опорів всіх резисторів схеми в межах 5 % від номінальних значень може змінюватись практично в 1,5 раза.

Контрольні питання

1. Структурні схеми та принципи будови ППЧ.
2. ППЧ із розподіленими параметрами.
3. ППЧ із зосередженими параметрами.
4. ППЧ з одноконтурними взаємнорозлаштованими парами каскадів.
5. ППЧ з двоконтурними смуговими фільтрами.
6. ППЧ з фільтрами зосередженої селективності.
7. Амплітудний детектор. Паралельна, послідовна схема амплітудного детектора.
8. Теорія детектування слабких сигналів.
9. Теорія детектування сильних сигналів.
10. Нелінійні спотворення амплітудного детектування.

Лабораторна робота № 7

Дослідження параметрів і характеристик підсилювачів проміжної частоти

Мета роботи: експериментально дослідити властивості смугових підсилювачів за різних вибірних систем та різних підсилювальних комірок.

Короткі теоретичні відомості

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

Останні два параметри визначаються виразами:

$$S_{ck} = \frac{K_0}{K_{ck}}; \quad (7.1)$$

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta F_{\gamma}}{\Delta F_{0,707}}, \quad (7.2)$$

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

ΔF_{γ} – смуга пропускання СП для заданого рівня 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:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R'_{e,p} = m_1 m_2 |Y_{21}| \frac{1}{2\pi C_{\kappa} \Delta F_{0,707}}, \quad (7.3)$$

мінімальне значення ємності C_{κ} контура одноконтурного СП, допустиме з погляду стабільності його характеристик, дорівнює:

$$C_{\kappa \min} \geq \frac{1}{2} \Delta C_{\kappa} \frac{f_n}{\Delta f_{don}}, \quad (7.4)$$

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

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

Іншим різновидом каскаду СП, є СП із двоконтурним смуговим фільтром (рис. 7.1), резонансний коефіцієнт підсилення якого:

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| R_{e.p} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}, \quad (7.5)$$

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

$K_{св}$ – коефіцієнт зв'язку.

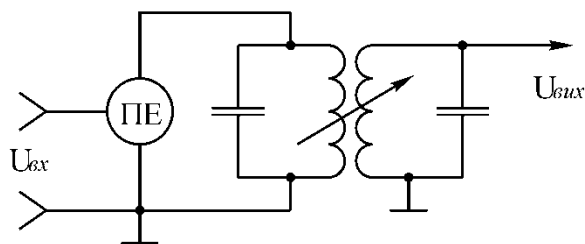


Рисунок 7.1 – Двоконтурний СП

Форма АЧХ такого СП залежить від значення фактора зв'язку (рис. 7.2), що широко використовується на практиці для регулювання смуги пропускання. Мінімальна смуга пропускання досягається за зв'язку, набагато меншому за критичний ($K_{св} \ll K_{св.кр}, \alpha \ll 1$). Відлічена на рівні 0,707 смуга становить 0,64 смуги пропускання одиночного контура з тією самою добротністю. За критичного зв'язку ($\alpha = 1$) вона в $\sqrt{2}$ рази, а за $K_{зв} = 2,41 K_{зв.кр}$ ($\alpha = 2,41$) – у 3,1 раза перевищує смугу пропускання СП з одиночним коливальним контуром, причому в останньому випадку рівень западини також становить 0,707 від максимального. Регулювання смуги пропускання може також здійснюватися зміною добротності контурів фільтра.

Зі збільшенням числа двоконтурних смугових фільтрів в СП крутість схилів результувальної 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 $S_{ск}$.

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

$$Q_S = 1,4 \frac{f_n}{2\Delta a_{c,k}} \sqrt[4]{\sqrt{N} S_{c,k}^2 - 1}, \quad (7.6)$$

де N – число двоконтурних смугових фільтрів.

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

$$Q_M = 1,4 \frac{f_n}{\Delta f} \sqrt[4]{\sqrt{N} M_{\Delta F}^2 - 1}. \quad (7.7)$$

Поєднуючи вимоги до Q_S і Q_M , та одержавши подвійну нерівність, яку має задовольняти еквівалентна добротність контура двоконтурного смугового фільтра за правильно вибраного числа N

$$Q_M \geq Q_e \geq Q_S. \quad (7.8)$$

Визначивши Q_e , легко визначити конструктивне значення добротності:

$$Q_k = \frac{Q_e}{\psi}, \quad (7.9)$$

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

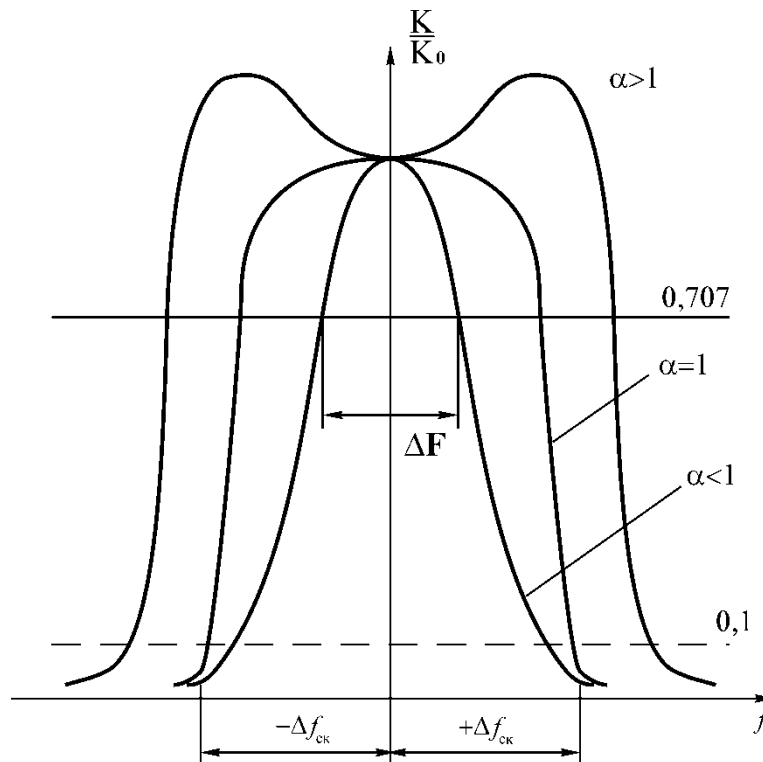


Рисунок 7.2 – АЧХ двоконтурного смугового підсилювача
Перевагами розглянутих СП є відносна простота виготовлення, на-

строювання 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 під час їх заміни.

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.

Одним з різновидів СП, що реалізують другий принцип, є СП із п'єзoeлектричним фільтром (рис. 7.3).

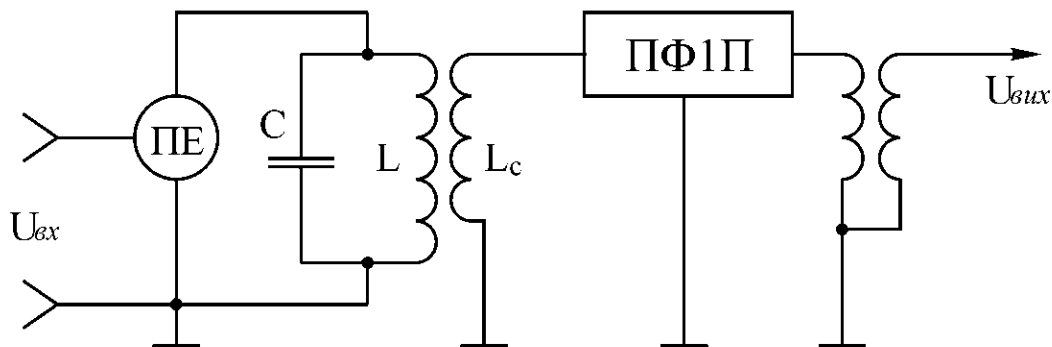


Рисунок 7.3 – СП з п'єзoeлектричним фільтром

П'єзoeлектричні фільтри випускаються вітчизняною промисловістю серійно. Як приклад можна розглянути параметри і характеристики п'єзoeлектричного 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 – $465 \pm \begin{smallmatrix} 2 \\ 1,8 \end{smallmatrix}$ кГц;

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

нерівномірність вершини АЧХ – не більше 2 дБ;

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

номінальні значення характеристичних опорів:

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

Особливістю характеристики згасання такого фільтра $d = \gamma(f)$ (рис. 7.4) є відсутність монотонно зростаючої характеристики згасання в смузі затримки (суцільна лінія).

Така обставина призводить до того, що цей фільтр за високої вибірності відносно сусідніх каналів не забезпечує достатньої фільтрації завад з більшими частотами.

Зазначений недолік п'єзоелектричного фільтра частково може бути усунений ввімкненням послідовно з фільтром резонансного контура (рис. 7.3). Смуга пропускання такого контура в 2–3 рази перевищує смугу пропускання п'єзоелектричного фільтра. Характеристику загасання контура зображено на рис. 7.4. (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.

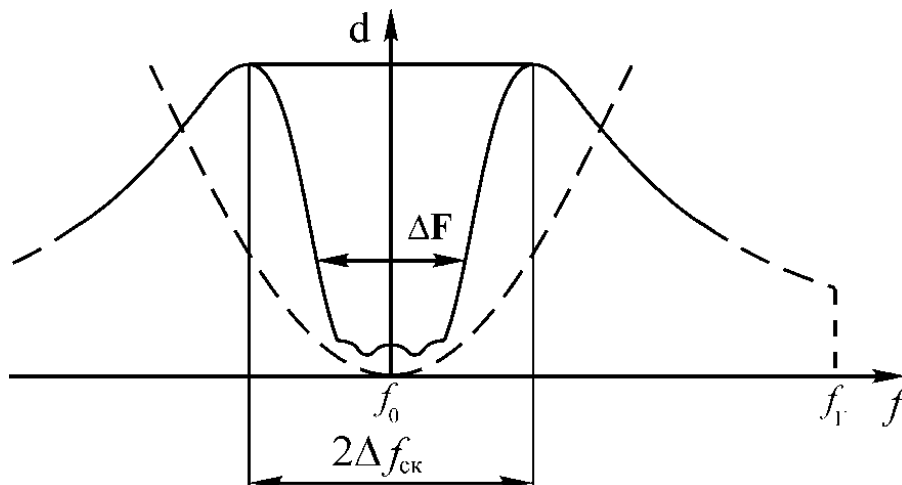


Рисунок 7.4 – Залежність загасання $d = \gamma(f)$ ПФ1П – 2

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

$$K_0 = 0,5|Y_{21}|\rho_{вх}K_{\phi}, \quad (7.10)$$

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. 7.5).

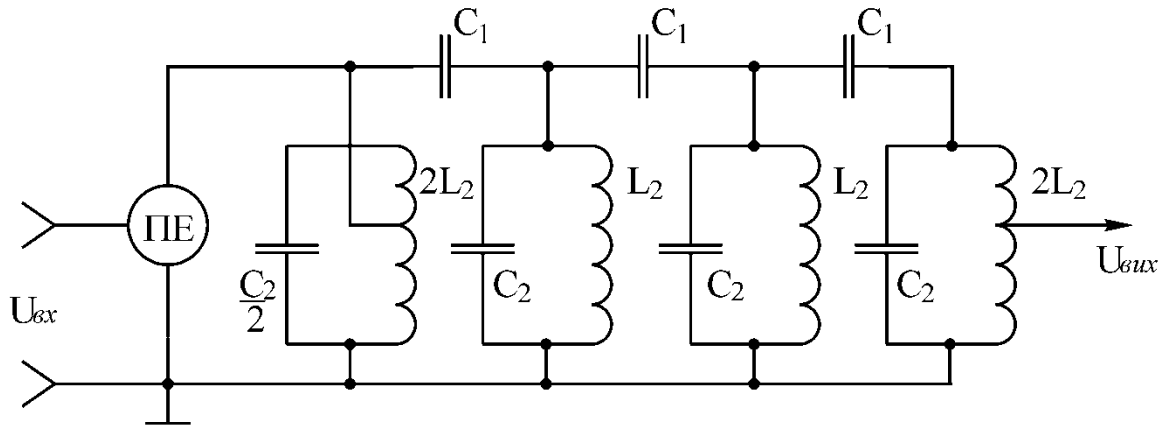


Рисунок 7.5 – СП з багатоланковим LC фільтром

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

$$K_0 = m_1 m_2 |Y_{21}| \rho_{\phi} K_{\phi}, \quad (7.11)$$

де ρ_{ϕ} – характеристичний опір фільтра;

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

Хід роботи

1.1. Дослідити ППЧ з одноконтурним вибірним каскадом. Для цього, використовуючи схему роботи 2, скласти схему, зображену на рис. 7.6:

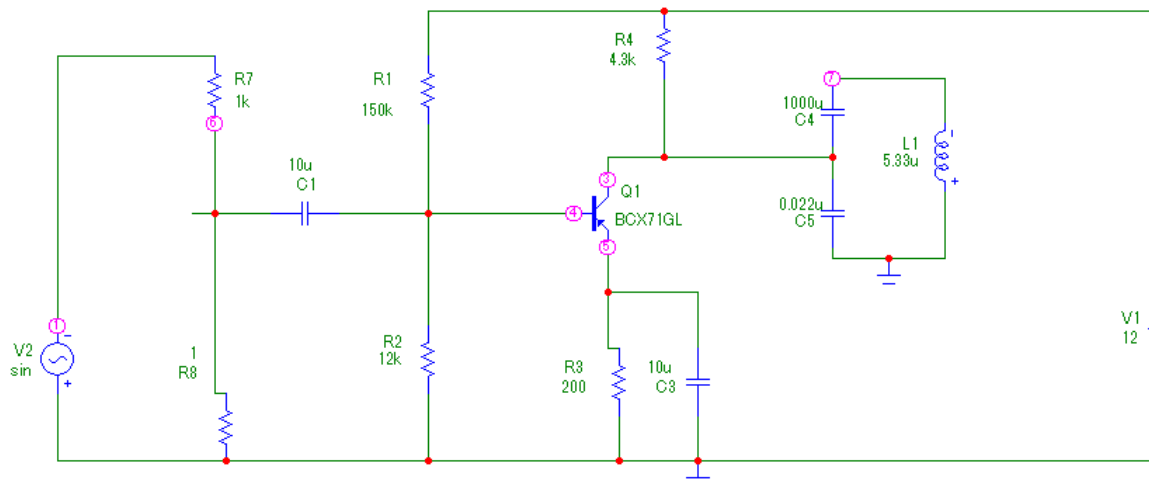


Рисунок 7.6 – ППЧ з фільтром на основі LC-кола

1.2. Для цієї схеми (рис. 7.6) зняти амплітудну характеристику шляхом зміни амплітуди вхідного сигналу (джерела V_2).

1.3. В меню **Analysis** виберіть пункт **AC Analysis** – розрахунок частотних характеристик. На екрані з'явиться вікно (рис. 7.7), яке необхідно заповнити, як це вказано.

Вихідну напругу (графа Y Expression) можна вимірювати в вольтях **v(out)**, в децибелах **db(v(out))** або вивести K_u за допомогою виразу **v(out)/v(in)**, або **db (v(out)/v(in))**.

Нажміть піктограму **Run** і проаналізуйте картинку для АЧХ і ФЧХ.

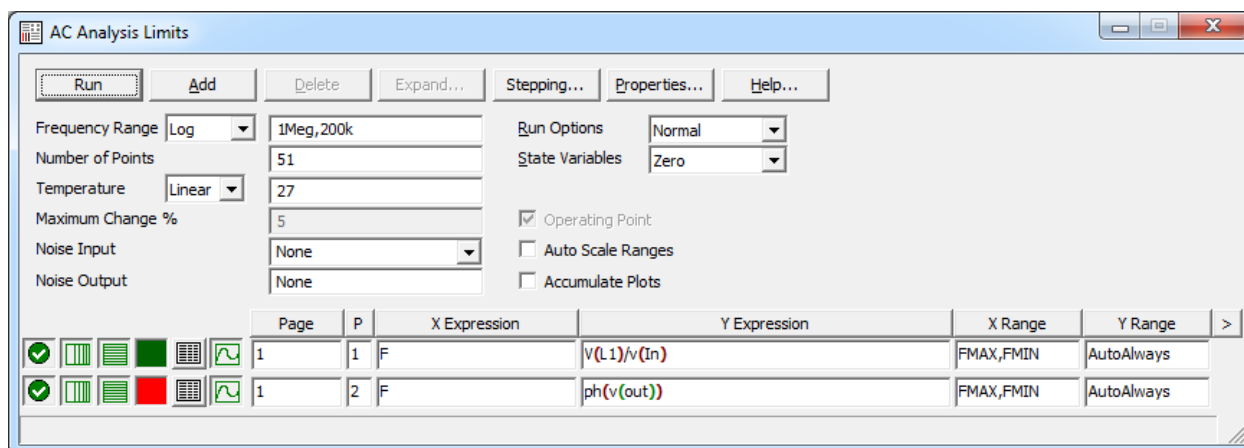


Рисунок 7.7 – Вікно параметрів аналізу АЧХ і ФЧХ

Внаслідок виконання команди у вікні з'явиться результат у вигляді графіків (рис. 7.8):

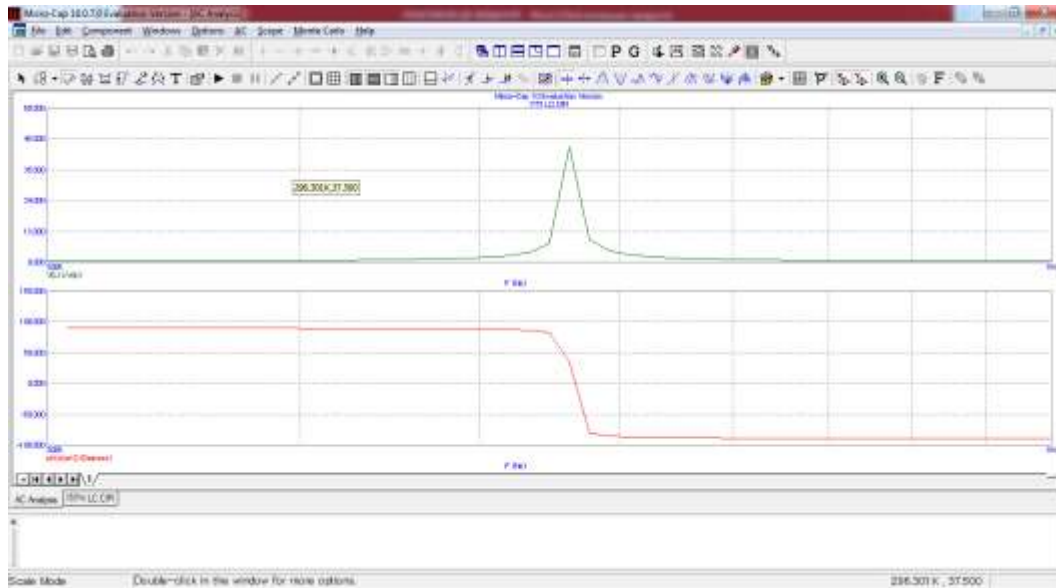
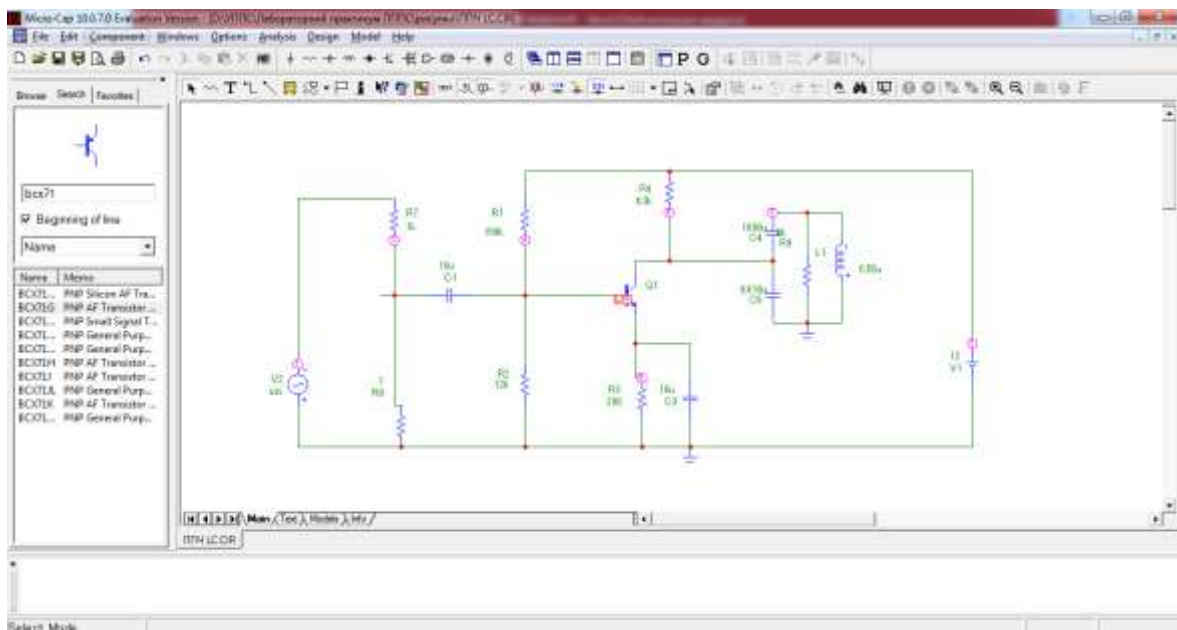


Рисунок 7.8 – Вікно результатів виконання моделювання АЧХ і ФЧХ

1.4. Провести аналіз спектрального складу вихідного сигналу **Analysis** – виберіть пункт **Transient Analysis**, після чого виконайте команду **Аналіз перехідних процесів – Вікно Фур'є аналізу**. Результат – отриманий графік має вигляд, як показано на рис. 7.9.

1.5 Провести аналіз добротності навантаження для чого приєднати паралельно LC колу опір навантаження як це показано на рис. 7.9:



Для цієї схеми повторити пункти 1.2 – 1.4.

1.6. Дослідити ППЧ на основі пари взаєморозлаштованих контурів, для чого скласти схему як показано на рис. 7.10:

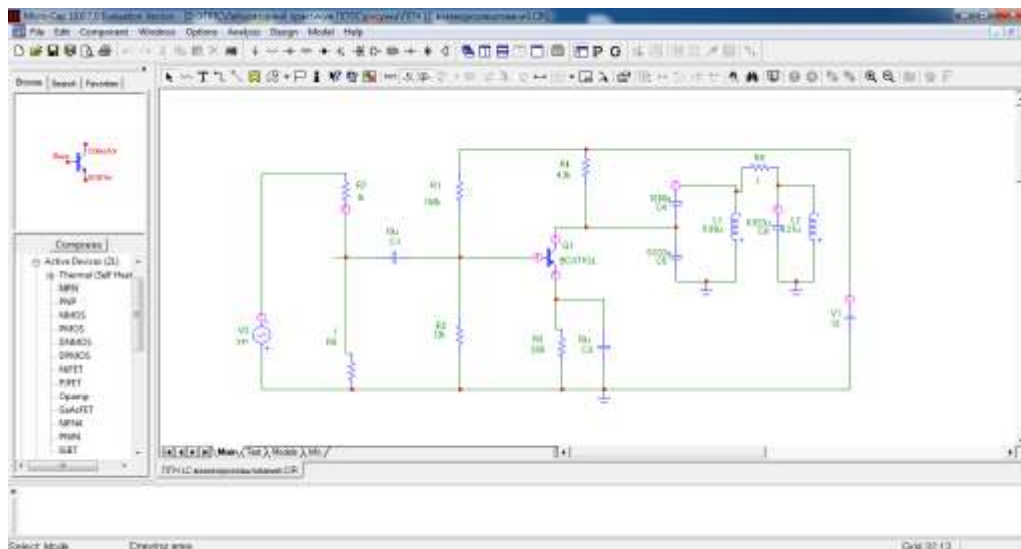


Рисунок 7.10 – Схема аналізу ППЧ з фільтром на основі пари взаєморозлаштованих контурів

1.7. Для даного цієї схеми повторити досліди п. 1.2 – 1.4.

1.8. Дослідити залежність коефіцієнта прямокутності ППЧ, для чого три рази змінити ступінь розлаштування контурів та повторити п. 1.3. Для кожного випадку обчислити коефіцієнт прямокутності.

1.9. Дослідити ППЧ на основі ФЗС, для чого скласти схему, зображену на рис. 7.11:

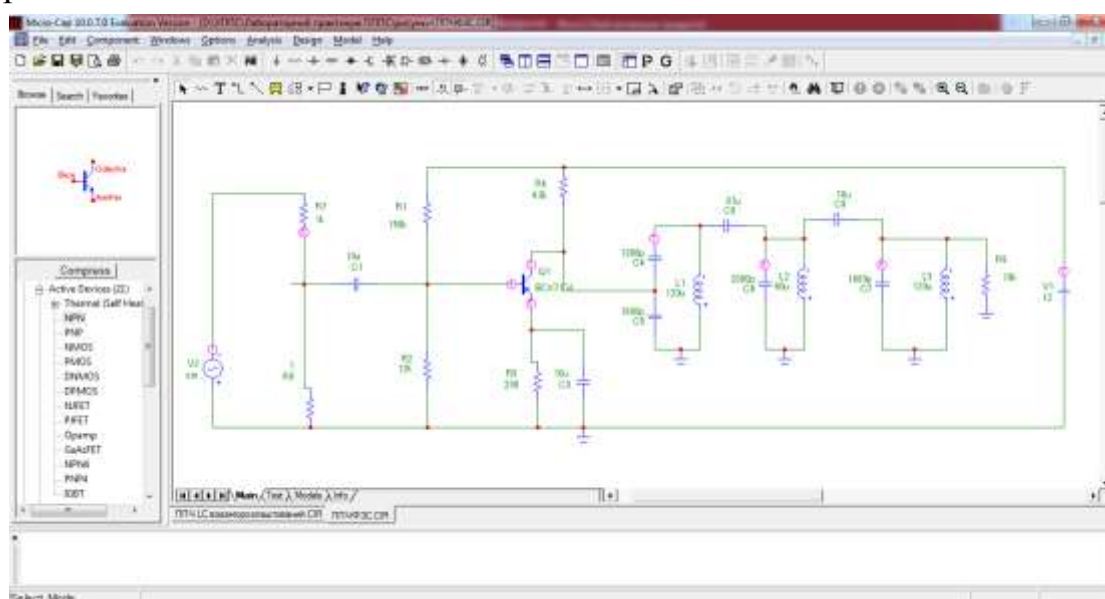


Рисунок 7.11 – Схема аналізу ППЧ з ФЗС

1.10. Дослідити схему за п. 1.2–1.4 та визначити коефіцієнт прямокутності цієї схеми.

1.11. Дослідити ППЧ на основі кварцового резонатора, для чого скласти схему, як показано на рис. 7.12.

1.12. Дослідити схему за п. 1.2–1.4 та визначити коефіцієнт прямокутності цієї схеми. Потрібно врахувати, що для виконання цього пункта, необхідно вибрати проміжну частоту 10,7 МГц, та використати відповідний кварцовий резонатор.

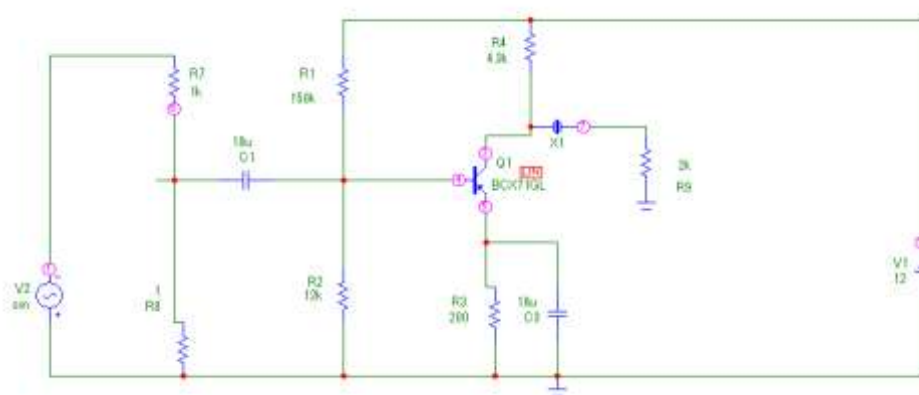


Рисунок 7.12 – Схема аналізу ППЧ фільтром на основі кварцового резонатора

1.13. Дослідити схему ППЧ на основі каскадної схеми, для чого скласти схему як показано на рис. 7.13:

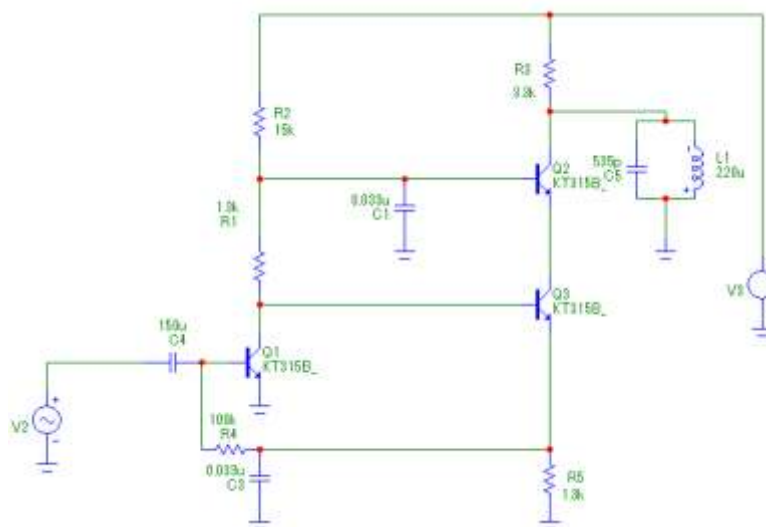


Рисунок 7.13 – Схема для аналізу ППЧ на основі каскадної схеми

1.14. Дослідити схему за п. 1.2–1.4 та визначити коефіцієнт прямокутності цієї схеми.

1.15. Скласти схему (див. рис. 7.13) з фільтрувальною системою на основі пари взаєморозлаштованих контурів (рис. 7.10) та провести дослідження за п. 1.2–1.4 та визначити коефіцієнт прямокутності цієї схеми.

1.16. Скласти схему (див. рис. 7.13) з ФЗС (рис. 7.11) та провести дослідження за п. 1.2–1.4 та визначити коефіцієнт прямокутності цієї схеми.

1.17. Результати розрахунків та моделювання оформити у звіт.

Контрольні питання

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 півланки 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 за додаткового шунтування контурів?

7. Яким чином і в яких межах можливе регулювання смуги пропускання двоконтурного фільтра.

8. В чому недоліки фільтра ПФ1П-2 і як вони можуть бути усунені?

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

10. Чому із зростанням числа вибірних систем поліпшується прямокутність АЧХ тракту?

11. Яку з двох наведених у макеті каскадних схем доцільно викорис-

товувати під час роботи з фільтром ПФ1П-2?

12. Поясніть особливості АЧХ п'єзофільтра ПФ1П-2 у випадку роботи в неузгодженому режимі.

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

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Проектування пристроїв генерування та формування сигналів : навчальний посібник / Осадчук О. В., Гаврілов Д. В., Звягін О. С., Савицький А. Ю. Вінниця : ВНТУ, 2017. 128 с.
2. Ткачук В. М., Цирульник С. М., Петренко Т. А. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник. Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. 188 с.
3. Смирнов В. П. Засоби приймання і оброблення інформації. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 75 с.
4. Головін Ю. О. Основи радіозв'язку : підручник. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, Політехніка, 2021. 234 с.
5. Пахтусов В. В. Основи побудови засобів радіозв'язку : навч. посіб. Київ : ВІТІ, 2004. 292 с.
6. Радіотелекомунікаційні технології: Радіопередавальні та радіоприймальні пристрої / Гайдук О. В. та ін. Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2007. 320 с.
7. Телекомунікаційні системи передачі : підручник / Кичак В. М. та ін. Хмельницький : Видавництво НАДПСУ, 2016. 424 с.
8. Шинкарук О. М., Правда В. І., Бойко Ю. М. Приймання та оброблення сигналів : навчальний посібник. Хмельницький : ХНУ, 2013. 365 с.

Електронне навчальне видання

**Антон Юрійович Савицький
Андрій Олександрович Семенов
Андрій Юрійович Воловик**

Пристрої приймання та передавання сигналів: Лабораторний практикум

Практикум

Рукопис оформив *А. Савицький*

Редактор *Т. Старічек*

Оригінал-макет виготовила *Т. Старічек*

Підписано до видання 30.07.2026 р.
Гарнітура Times New Roman.
Зам. № P2026-100.
Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
Редакційно-видавничий відділ.
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95,
м. Вінниця, 21021.
press.vntu.edu.ua;
E-mail: rvv.vntu@gmail.com
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.