

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет



МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних робіт
з дисципліни

"Теорія електричних кіл та сигналів",
частина 2

для студентів спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка» (освітні програми
«Радіoeлектронні апарати та засоби» та «Інтелектуальні
технології мікросистемної радіoeлектронної техніки»)
усіх форм навчання

2019

Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни "Теорія електричних кіл та сигналів", частина 2 для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» (освітні програми «Радіоелектронні апарати та засоби» та «Інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної техніки») усіх форм навчання / Уклад.: Огренич Є.В., Поспеева І.Є. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 65 с.

Укладачі : Огренич Євген Вікторович, канд. техн. наук, ст. викл.
 Поспеева Ірина Євгенівна, ст. викладач,

Рецензент: Фарафонов Олексій Юрійович, канд. техн. наук,
доцент

Відповідальний за випуск: Шило Галина Миколаївна, д.т.н., доцент,
зав. каф. ІТЕЗ

Затверджено
на засіданні кафедри ІТЕЗ
протокол № 6 від 01.02.19 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФРЕТ
протокол № 7 від 21.03.19 р.

ЗМІСТ

ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ	5
1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 5. ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЙНИХ КОЛИВАНЬ	6
1.1 Теоретичні відомості.....	6
1.1.1 Основні поняття.....	6
1.1.2 Умови самозбудження та стаціонарності.....	7
1.1.3 LC-генератори.....	8
1.1.4 RC-генератори	10
1.2 Підготовка до роботи	12
1.3 Порядок виконання роботи	12
1.2 Зміст звіту	Ошибка! Закладка не определена.
1.3 Контрольні запитання	15
2 Лабораторна робота 6. БАЗОВІ СХЕМИ ПІДСИЛЮЮЧИХ КАСКАДІВ ..	16
2.1 Теоретичні відомості.....	16
2.1.1 Класифікація підсилювачів електричних коливань	16
2.1.2 Основні параметри і характеристики підсилювачів.....	18
2.1.3 Властивості підсилюючих каскадів при різних схемах включення транзистора	20
2.1.4 Амплітудно-частотна характеристика підсилюючого каскаду при різних схемах включення транзистора	24
2.2 Підготовка до роботи	28
2.3 Завдання до роботи	30
2.4 Опис лабораторної установки	30
2.5 Порядок виконання роботи	31
2.6 Зміст звіту	33
2.7 Контрольні запитання	33
3 Лабораторна робота 7. МОДУЛЯТОРИ.....	34
3.1 Теоретичні відомості.....	34
3.1.1 Амплітудна модуляція	34
3.1.2 Частотно-модульовані (ЧМ) та фазово-модульовані (ФМ) коливання. Кутова модуляція.....	37
3.2 Підготовка до роботи	39
3.3 Порядок виконання роботи	40
3.4 Зміст звіту	45
3.5 Контрольні запитання	46
4 Лабораторна робота 8. ПРИСТРОЇ ЖИВЛЕННЯ	47
4.1 Теоретичні відомості.....	47
4.1.1 Призначення і основні параметри пристроїв живлення	47
4.1.2 Класифікація пристроїв живлення	49

4.1.3 Типові структурні схеми пристроїв живлення	49
4.1.4 Методи зниження електромагнітних завад в пристроях живлення	58
4.2 Підготовка до роботи	59
4.3 Порядок виконання роботи	59
4.4 Зміст звіту	64
4.5 Контрольні запитання	64
ЛІТЕРАТУРА	65

ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Друга частина лабораторних робіт з дисципліни "Теорія електричних кіл та сигналів" виконується у четвертому семестрі.

Протягом семестру студенти виконують чотири лабораторні роботи.

Лабораторна робота № 5. Генератори гармонійних коливань.

Лабораторна робота № 6. Базові схеми підсилюючих каскадів.

Лабораторна робота № 7. Модулятори.

Лабораторна робота № 8. Пристрої живлення.

Мета лабораторних робіт: вивчити принципи побудови та функціонування аналогових та цифрових електронних схем, особливостями їх роботи, засвоїти методики аналізу та розрахунків схем електронних приладів, отримати практичні навички використання систем САПР для моделювання та аналізу роботи схем електронних приладів.

При виконанні лабораторних робіт студентам рекомендується користуватись пакетом програм схематичного моделювання "Electronics Workbench".

У разі використання на кафедрі більш сучасних аналогічних пакетів програм викладач надає додаткові інструкції з порядку роботи з цими пакетами.

Перед початком роботи студент повинен ознайомитись с методичними вказівками до даної роботи, проробити теоретичний матеріал з тем, що стосуються даної роботи, та відповісти на контрольні запитання.

Студенти, не підготовлені до роботи, до занять не допускаються.

У процесі виконання роботи студенти вносять результати вимірювань і випробувань в протокол і по закінченні роботи представляють викладачеві на підпис.

Для отримання заліку по роботі кожний студент пред'являє викладачеві звіт, оформлений відповідно до вимог, перерахованих в методичних вказівках до роботи, і проходить співбесіду з викладачем.

Студент, що не здав попередньої роботи, не може бути допущений до виконання наступної.

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 5. ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЙНИХ КОЛИВАНЬ

Мета роботи – вивчення LC- та RC-генераторів гармонійних коливань та умов їх стабільної роботи, побудова і дослідження електронних схем генераторів в програмі моделювання “Electronics Workbench”.

1.1 Теоретичні відомості

1.1.1 Основні поняття

Генератором гармонійних коливань називають пристрій, що без стороннього збудження перетворює енергію джерела живлення в енергію гармонічного коливання.

Схемотехнічний генератор – це підсилювач із глибоким позитивним зворотнім зв’язком (ЗЗ). Глибина ЗЗ підбирається такою, при якій підсилювач самозбуджується та генерує незатухаючі коливання. Розрізняють генератори з зовнішнім та внутрішнім ЗЗ. Генератори з зовнішнім ЗЗ реалізуються на вузькополосному підсилювачі, з виходу якого частина енергії коливання повертається на вхід. Частотна вибірковість, як і в фільтрах, може забезпечуватись за допомогою резонансних LC-контурів, п’єзоелектричних та електромеханічних резонаторів, а також RC-кіл. Найбільш поширені LC- та RC-генератори.

Частота коливань в LC-генераторі f_0 близька до резонансної частоти контуру:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

Звідси бачимо, що для генерування коливань із низькими частотами потрібні великі індуктивності та ємності, використання яких ані технологічно, ані конструктивно не обґрунтоване.

Частота коливань RC-генераторів пропорційна частоті зрізу RC-кіл:

$$f_z \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC} \quad (1.2)$$

Малогабаритні резистори та конденсатори можуть мати великі номінальні значення параметрів, тому RC-генератори більше використовуються в нижній частині діапазону.

Генератори гармонічних коливань використовують в якості джерел сигналів у передавачах, у гетеродинах радіоприймачів, у вимірювальних приладах та системах та ін. Основні показники: потужність генерованого коливання, діапазон перестроювання частоти, похибка номінальної частоти δ_f та нестабільність частоти $\delta_f(\tau)$.

Вихідна напруга генератора

$$U(t) = [U_m + \Delta U(t)] \cos[2\pi f_0 t + \Psi(t)] \quad (1.3)$$

де U_m та f_0 – середні амплітуда та частота;

$\Delta U(t)$ та $\Psi(t)$ – випадкові складники амплітуди та фази коливань.

1.1.2 Умови самозбудження та стаціонарності

Генератор із зовнішнім ЗЗ містить у собі вузькополосний підсилювач та коло ЗЗ. Згідно критерію Найквіста, лінійний підсилювач зі ЗЗ буде нестійким, та, як наслідок, генератор буде самозбуджуватися, якщо для деякої частоти ω_r виконані умови

$$\varphi_T(\omega_r) = 2\pi n, \quad T(\omega_r) > 1 \quad (1.4)$$

де $n=0, 1, 2, \dots$

$T(\omega_r)$ та $\varphi_T(\omega_r)$ – модуль та фаза зворотного відношення

$$T(j\omega) = \chi(\omega)K(\omega)e^{i[\varphi_K(\omega) + \varphi_\chi(\omega)]} \quad (1.5)$$

Перша умова (1.4) означає, що початкова фаза сигналу, що повернувся по колу ЗЗ на вхід підсилювача, співпадає з початковою фазою вхідного сигналу. Цю умову з урахуванням (1.5) **(1.5)** часто записують у вигляді 1.6 та називають *умовою балансу фаз*.

$$\varphi_K(\omega_\Gamma) + \varphi_\chi(\omega_\Gamma) = 2\pi n \quad (1.6)$$

де $n=0, 1, 2, \dots$

Другий вираз також можна переписати:

$$\chi(\omega_\Gamma)K(\omega_\Gamma) > 1 \quad (1.7)$$

Ця умова означає, що амплітуда сигналу, що повернувся по колу ЗЗ, більше амплітуди вхідного сигналу, внаслідок чого після замикання кола ЗЗ амплітуда коливань повинна наростати.

1.1.3 LC-генератори

Генератори з зовнішнім ЗЗ найбільш часто реалізуються по триточковій схемі (рис. 1.1) з використанням інтегральних підсилювачів на одному транзисторі. Елементи Z_1 , Z_2 та Z_3 утворюють резонансний LC-контур та частотно-залежний ЗЗ. В генераторах використовуються котушки індуктивності та ємності з малими втратами, тому в першому наближенні можна враховувати тільки їх реактивні опори. Поклавши, що вхідний опір підсилювача значно більший за $|Z_1|$, отримуємо коефіцієнт ЗЗ:

$$\chi = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = \frac{X_1}{X_1 + X_3} \quad (1.8)$$

Якщо використано інвертуючий підсилювач, як вказано на рис. 1.1, то на резонансній частоті контуру, для якої

$$X_1 = X_2 = X_3 = 0 \quad (1.9)$$

підсилювач вносить фазове зміщення $\varphi_k(\omega_0) = \pi$.

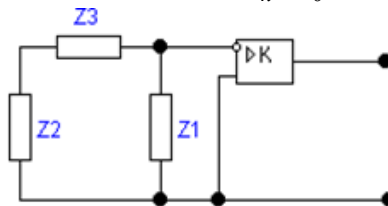


Рисунок 1.1 – Генератор із зовнішнім ЗЗ

Для виконання умови балансу фаз коло ЗЗ також повинно вносити фазове зміщення, що дорівнює π . Вочевидь, це має місце, коли X_1 та X_3 – реактивні опори з протилежними знаками та $|X_1| < |X_3|$. При цих умовах для виконання рівності (1.9) опір X_2 повинен мати той самий знак, що й опір X_1 . Звідси витікає, що умова балансу фаз може бути виконана, якщо X_1 та X_2 – індуктивні опори, а X_3 – ємнісний (або навпаки), рис. 1.2.

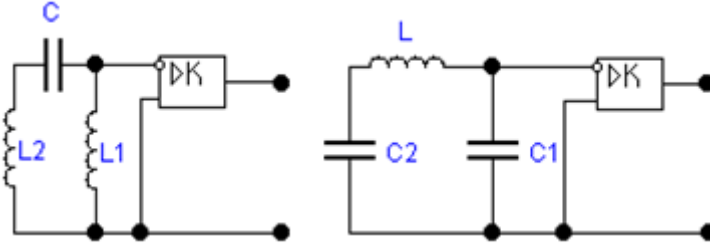


Рисунок 1.2 – Схема генератора на інвертуючому підсилювачі

Якщо підсилювач генератора неінвертуючий, то на резонансній частоті контуру він не вносить фазового зміщення і $\varphi_k(\omega_0)=0$, тому в такій схемі умову балансу фаз буде виконано, якщо $\varphi_\chi(\omega_0)=0$. Це можливо, якщо знаки X_1 та X_3 однакові, а знак X_2 – протилежний.

На частоту генерованих коливань впливають не тільки коло ЗЗ, а й параметри підсилювачів, такі, як вхідний та вихідний опори, фазочастотна характеристика коефіцієнту підсилення. Цю частоту можна розрахувати за формулою

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}} \quad (1.10)$$

Період коливань, як відомо, дорівнює

$$T = \frac{1}{f} \quad (1.11)$$

1.1.4 RC-генератори

Розрізняють RC-генератори з інвертуючими та неінвертуючими підсилювачами.

Інвертуючий підсилювач вносить фазове зміщення $\varphi_K = \pi$. Тому фазозсуваюче RC-коло ЗЗ на частоті генерованих коливань також повинна вносити фазовий зсув $\varphi_\chi = \pi$. Приклад такого генератора з трьохланковим RC-колом показаний на рис. 1.3.

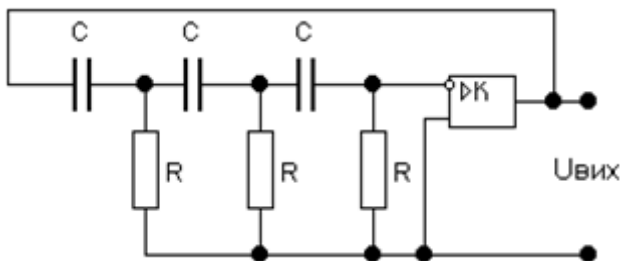


Рисунок 1.3 – Приклад трьохланкового RC-генератора на інвертуючому підсилювачі

Передаточна функція кола зворотного зв'язку

$$\chi(\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau}\right)^2 + \frac{1}{j\omega\tau} \left(2 + \frac{1}{j\omega\tau}\right)^2} \quad (1.12)$$

де $\tau = RC$. При фазовому зсуві

$$\varphi_\chi(\omega_\Gamma) = -\pi \quad (1.13)$$

частота генерації

$$\omega_\Gamma = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (1.14)$$

На даній частоті модуль функції $\chi(\omega_\Gamma) = 1/29$, тому для самозбудження необхідний підсилювач з коефіцієнтом підсилення K_U , більшим або рівним 29.

Якщо використовують більше RC-ланок, потрібен підсилювач з меншим коефіцієнтом підсилення.

Недолік RC-генератора на інвертуючому підсилювачі – велика кількість (не менше 6) елементів в колі ЗЗ, тому частіше використовують генератори з неінвертуючим підсилювачем.

Коло ЗЗ генератора з неінвертуючим підсилювачем на частоті генерованих коливань не повинна вносити фазового зсуву. Тут потрібно підкреслити, що $\varphi_\chi=0$ тільки на одній частоті ω_Γ . Якщо б ця умова виконувалась на кількох частотах, то при виконанні балансу амплітуд генератор почав би генерувати негармонічні коливання, що складалися б із суми гармонічних.

Доволі розповсюджена схема RC-генератора з так званим містком Вина (рис. 1.4).

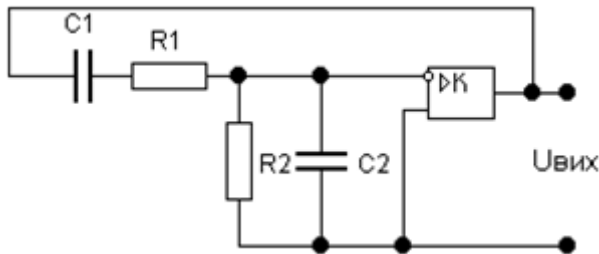


Рисунок 1.4 – RC-генератор із містком Вина

Передаточна функція кола зворотного зв'язку містка Вина

$$\underline{\chi}(\omega) = \frac{1}{3} + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right) \quad (1.15)$$

Фазовий зсув $\varphi_\chi=0$ має місце на частоті

$$\omega_\Gamma = \frac{1}{RC} \quad (1.16)$$

На цій частоті модуль функції $\chi(\omega_\Gamma)=1/3$, тому умова самозбудження генератора виконана і коефіцієнт підсилення $K_U>3$.

1.2 Підготовка до роботи

1.2.1 Користуючись рекомендованою літературою та даними методичними вказівками вивчити різновиди RC- та LC-генераторів.

1.2.2 Ознайомитись із загальними принципами побудови генераторів.

1.2.3 Відповісти на контрольні запитання.

1.2.4 У відповідності з заданим варіантом підготувати протокол дослідження.

1.3 Порядок виконання роботи

1.3.1 Зберіть на робочому столі схему автогенератора Колпітца (рис.1.5) та установіть потрібні параметри елементів.

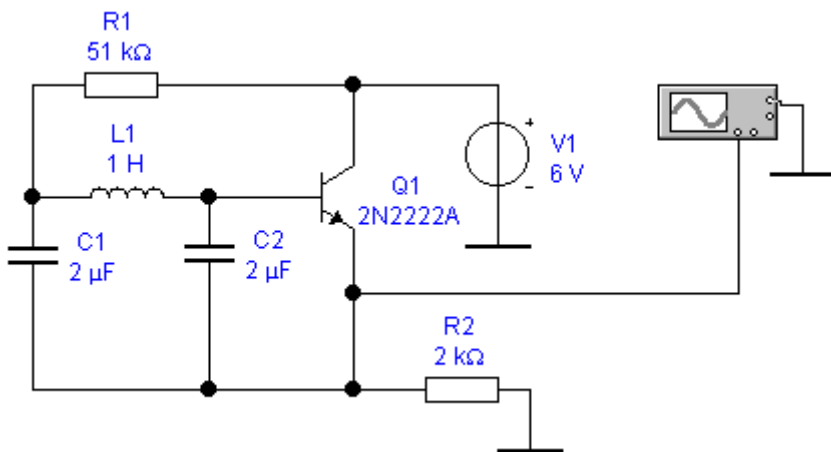


Рисунок 1.5 – Автогенератор Колпітца

1.3.2 Виберіть пункт Analysis options... в меню Analysis та переконайтесь, що на вкладці Global знято прапорець RSHUNT. Якщо це не так, зніміть його.

1.3.3 Отримайте на екрані осцилографа стійке зображення сигналу. Оскільки зв'язок коливального контуру з підсилювальним каскадом занадто великий, форма коливань не гармонічна (рис.1.6).

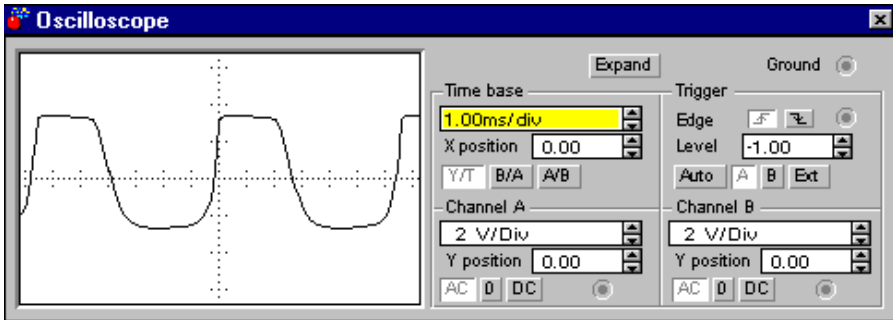


Рисунок 1.6 – Осцилограма негармонічних коливань

1.3.4 Для виправлення форми коливань введемо конденсатор C3, що має ємність згідно варіанту (рис.1.7).

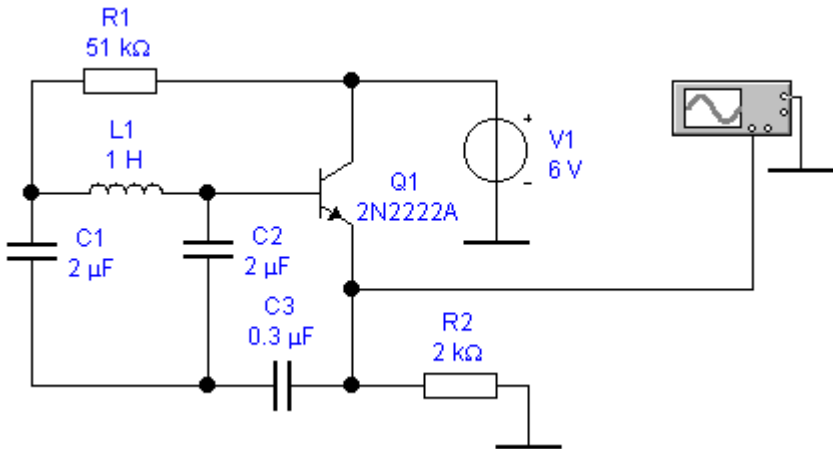


Рисунок 1.7 – Автогенератор Колпітца з послабленим зв'язком

1.3.5 Введений конденсатор надає можливість управління взаємодією коливального контуру з транзисторним каскадом і називається конденсатором зв'язку.

Осцилограма сигналу тепер значно поліпшилась (рис.1.8). Це підтверджує те, що спочатку підсилювальний каскад було первантажено.

1.3.6 Як бачимо з рисунку, період коливань дорівнює 6,1 мс, тобто він майже співпадає з теоретично розрахованим, який дорівнює 6,28 мс.

Порівняйте теоретичне (розраховане) значення та значення періоду коливань, що було отримано в результаті моделювання згідно варіанту, результат занесіть у таблицю.

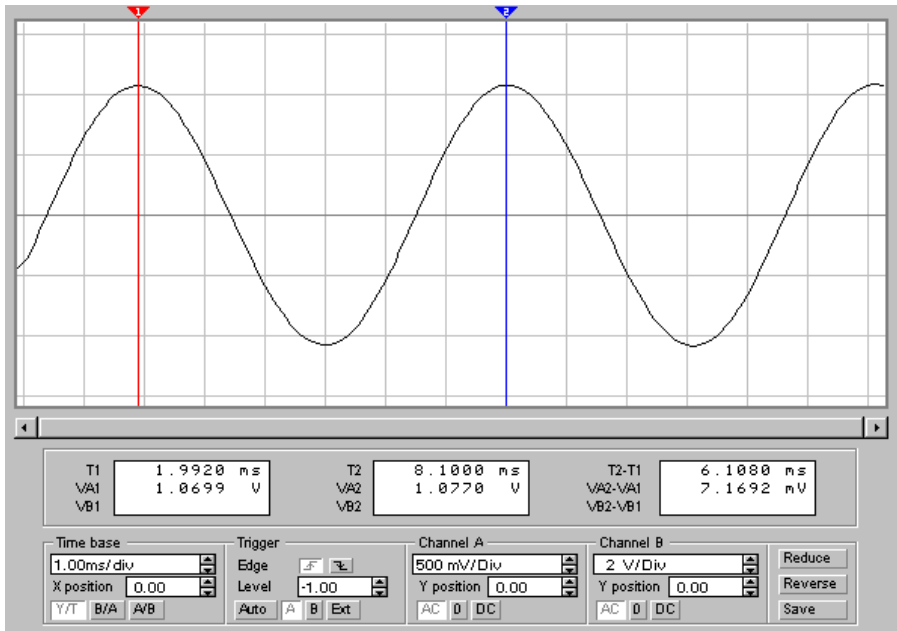


Рисунок 1.8 - Осцилограма генератора Колпітца після введення конденсатора зв'язку.

1.4 Зміст звіту

Звіт повинен містити:

- назву і мету роботи;
- схеми вимірювань;
- результати розрахунків і вимірювань;
- висновки з роботи.

1.5 Контрольні запитання

1.5.1 Що таке генератор гармонійних коливань?

1.5.2 Чому дорівнює частота коливань в LC-генераторі?

1.5.3 Чому дорівнює частота коливань в RC-генераторі?

1.5.4 Назвіть умови самозбудження та стаціонарності.

1.5.5 Особливості роботи LC-генератора.

1.5.6 Особливості роботи генератора на інвертую чому підсилювачі

1.5.7 Особливості роботи RC-генератора з інвертуючим підсилювачем.

1.5.8 . Особливості роботи RC-генератора з неінвертуючим підсилювачем.

1.5.9 RC-генератор із містком Вина.

2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 6. БАЗОВІ СХЕМИ ПІДСИЛЮЮЧИХ КАСКАДІВ

Мета роботи - вивчити принцип роботи і дослідити параметри і характеристики базових підсилюючих каскадів на біполярних транзисторах.

2.1 Теоретичні відомості

2.1.1 Класифікація підсилювачів електричних коливань

Підсилювач електричних коливань (ПЕК) – пристрій, що призначений для збільшення інтенсивності електричних коливань із збереженням їх частотного спектра і фазових співвідношень, за рахунок енергії джерел постійного струму (джерел живлення).

Збільшення інтенсивності виражається в підсиленні коливань напруги, струму або потужності.

ПЕК широко використовуються в телевізійній, радіолокаційній техніці, в апаратурі радіозв'язку, запису і відтворення інформації, в пристроях автоматики, вимірювальної і обчислювальної техніки.

Мінімальну частину ПЕК, що зберігає здатність підсилювати сигнали, називають каскадом підсилювача. Каскад підсилювача складається з підсилюючого елемента і кіл, що забезпечують заданий режим і узгодження підсилюючого елемента з джерелом сигналу і навантаженням.

За типом підсилюючих елементів підсилювачі поділяються на лампові, транзисторні, параметричні, магнітні, квантові, підсилювачі на клістронах і лампах бігучої хвилі (ЛБХ).

У сучасній радіоелектронній апаратурі переважно використовуються транзисторні підсилювачі, виконані у вигляді мікрозбірок, гібридних і інтегральних схем.

За потужністю коливаль, що підсилюються розрізняють каскади підсилення слабких сигналів і каскади підсилення потужності.

За діапазоном частот сигналів, що підсилюються підсилювачі поділяються на підсилювачі низької (звукової), високої і надвисокої частоти. Якщо нижня частота смуги пропускання підсилювача дорівнює нулю, то такий підсилювач є підсилювачем постійного струму (ППС).

ППС використовуються в приладах вимірювальної техніки і автоматики, а також в аналогових обчислювальних пристроях як операційні підсилювачі.

За шириною смуги пропускання підсилювачі поділяються на селективні (вузькосмугові) та аперіодичні (широкосмугові).

До селективних відносяться, наприклад, підсилювачі високої і проміжної частоти в радіоприймачах. До аперіодичних відносяться підсилювачі звукової частоти, відеопідсилювачі (імпульсні підсилювачі).

Розрізняють також диференціальні підсилювачі, підсилювачі на складових транзисторах (схема Дарлінгтона), операційні підсилювачі.

У диференціальному підсилювачі вихідний сигнал пропорційний різниці сигналів на його вході. Застосовується як змішувач, модулятор, помножувач частоти; часто входить до складу операційного підсилювача.

Підсилювач на складовому транзисторі має дуже великий коефіцієнт підсилення струму. Використовується в транзисторній логіці, підсилювачах низької частоти, генераторах, стабілізаторах напруги.

Операційний підсилювач (ОП) являє собою ППС з великим коефіцієнтом підсилення напруги ($10^4 \dots 10^6$), що забезпечує високу точність виконання лінійних та нелінійних перетворень або формування аналогових сигналів. ОП є основним елементом сучасних електронних пристроїв. Використовується в аналоговій обчислювальній техніці для виконання математичних операцій: підсумовування, диференціювання, інтегрування і інш.

2.1.2 Основні параметри і характеристики підсилювачів

До основних параметрів підсилювача належать коефіцієнт підсилення напруги, струму і потужності відповідно:

$$K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}; K_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}; K_p = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = K_u \cdot K_i, \quad (2.1)$$

де $U_{вх}$, $I_{вх}$, $U_{вих}$, $I_{вих}$ – значення вхідних і вихідних напруг і струмів;

$P_{вх}$, $P_{вих}$ – потужності сигналів на вході і виході підсилювача.

Важливими параметрами підсилювача є вхідний $R_{вх}$ і вихідний $R_{вих}$ опір, максимальна потужність, що віддається в навантаження $R_{н\max}$, потужність споживання від джерела живлення P_0 і ККД.

Залежність коефіцієнта підсилення напруги каскаду підсилювача від частоти представляє його амплітудно-частотну характеристику (АЧХ).

Залежність різниці фаз між вихідною і вхідною напругою каскаду підсилювача від частоти сигналу представляє його фазочастотну характеристику (ФЧХ).

Оскільки форма вхідного і вихідного коливань в підсилювачі в точності не співпадають, то рівень спотворення форми вихідних сигналів оцінюється коефіцієнтом спотворень.

Спотворення сигналів розділяють на лінійні і нелінійні. Лінійні спотворення зумовлені непостійністю амплітудно-частотної і нелінійністю фазочастотної характеристики. Для оцінки лінійних спотворень використовують коефіцієнт частотних спотворень:

$$M = \frac{K_{uo}}{K_u} \quad \text{або} \quad M = 20 \lg \frac{K_{uo}}{K_u}, \text{ дБ}, \quad (2.2)$$

де K_{uo} – коефіцієнт підсилення напруги на середній частоті;

K_u – коефіцієнт підсилення напруги на довільній частоті.

Коефіцієнт частотних спотворень для крайніх частот f_n і f_v смуги пропускання підсилювача визначається виразом:

$$M_n = 20 \lg \frac{K_{uo}}{K_{un}}, \text{дБ}; \quad M_v = 20 \lg \frac{K_{uo}}{K_{uv}}, \text{дБ} \quad , \quad (2.3)$$

де K_{un} , K_{uv} – коефіцієнт підсилення напруги на нижній і верхній частотах смуги пропускання відповідно.

Нижня f_n і верхня f_v межі частотного діапазону підсилювача визначаються за зменшенням коефіцієнта підсилення потужності K_p в два рази або зменшенням коефіцієнта підсилення напруги в $\sqrt{2}$ раз в порівнянні з його значенням на середній частоті.

$$\frac{K_u(f_n)}{K_{uo}} = \frac{K_u(f_v)}{K_{uo}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \quad , \quad (2.4)$$

тоді $M_n = M_v = 3 \text{дБ}$.

Смуга пропускання Δf підсилювача визначається виразом:

$$\Delta f = f_v - f_n, \quad \text{Гц.} \quad (2.5)$$

Частотні (лінійні) спотворення відеопідсилювача (імпульсного підсилювача) зручно оцінювати перехідною характеристикою $h(t)$, яка являє собою реакцію підсилювача на стрибок вхідної напруги.

Нелінійні спотворення зумовлені нелінійністю ВАХ підсилюючого елемента наприклад, транзистора. При подачі гармонічного сигналу на вхід підсилювача на його виході буде не тільки підсилений вхідний сигнал, але і вищі гармоніки. Рівень нелінійних спотворень оцінюється коефіцієнтом гармонік:

$$K_r = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \dots}}{U_{m1}} \cdot 100\% \quad (2.6)$$

або коефіцієнтом нелінійних спотворень:

$$K_{nc} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \dots}}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \dots}} \cdot 100\%, \quad (2.7)$$

де U_{m1} , U_{m2} , U_{m3} – амплітуди гармонік на виході підсилювача.

Вхідний сигнал спотворюють також власні завади підсилювача. Причинами власних завад є теплові шуми резисторів, власні шуми підсилюючих елементів, вплив зовнішніх електромагнітних полів, пульсації напруг живлення. Перші дві причини усунути неможливо, а дві подальші можуть бути усунені раціональною побудовою схеми і конструкції підсилювача.

Рівень шумів підсилювача оцінюється коефіцієнтом шуму, який показує у скільки разів відношення потужностей сигналу і шуму на вході підсилювача більше цього ж відношення на його виході. Коефіцієнт шуму виражається в децибелах:

$$K_{ш} = 10 \lg \frac{P_{сх} / P_{шсх}}{P_{вих} / P_{швих}}, \text{ дБ.} \quad (2.8)$$

Підсилювач також характеризується амплітудною характеристикою, яка показує залежність коефіцієнта підсилення напруги від рівня вхідного сигналу:

$$K_u(U_{сх}) = \left. \frac{\Delta U_{свх}}{\Delta U_{сх}} \right|_{U_{сх} = \text{var}}. \quad (2.9)$$

Нелінійність амплітудної характеристики приводить до спотворення форми сигналів, що підсилюються (нелінійного спотворення).

2.1.3 Властивості підсилюючих каскадів при різних схемах включення транзистора

Відомо, що біполярний транзистор можна включити в підсилюючий каскад трьома різними способами:

- за схемою із загальною базою;

- за схемою із загальним емітером;
- за схемою із загальним колектором.

Схеми підсилюючих каскадів із різним включенням біполярного транзистора представлені на рис. 2.1.

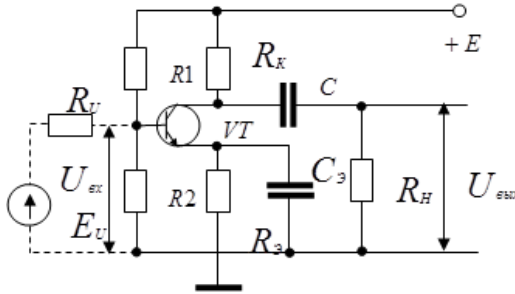
На рис. 2.2. представлені еквівалентні схеми підсилюючих каскадів, побудовані з використанням малосигнальної моделі біполярного транзистора. Це дозволило замінити фізичні параметри моделі транзистора, (r_{π} , r_o , r_k), котрих немає в довідниках, малосигнальними h -параметрами.

Включення транзистора із загальною базою (ЗБ) забезпечує підсилення тільки напруги. Коефіцієнт підсилення струму при такому включенні менше одиниці і мало змінюється при зміні режиму роботи, температури і параметрів транзистора. Коефіцієнт підсилення потужності невеликий, але змінюється при зміні температури і старінні транзистора значно менше, ніж при інших способах включення.

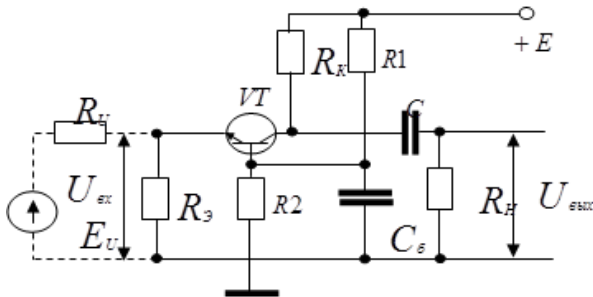
Вхідний опір підсилюючого каскаду, зібраного за схемою із ЗБ менше, ніж при інших способах включення і знаходиться в межах від десятих часток Ом (для потужних транзисторів) до десятка Ом (для малопотужних). Вихідний опір при включенні за схемою з ЗБ більше, ніж при інших способах включення (сотні кОм). Коефіцієнт гармонік при включенні транзистора з ЗБ не перевищує декількох процентів. Низький вхідний опір каскаду з ЗБ є його істотним недоліком, що обмежує застосування даної схеми включення в підсилювачах звукової частоти.

Включення транзистора за схемою із загальним емітером (ЗЕ) забезпечує підсилення як струму, так і напруги. Коефіцієнт підсилення потужності в такому включенні найбільший, однак він значно залежить від режиму роботи, температури і параметрів транзистора.

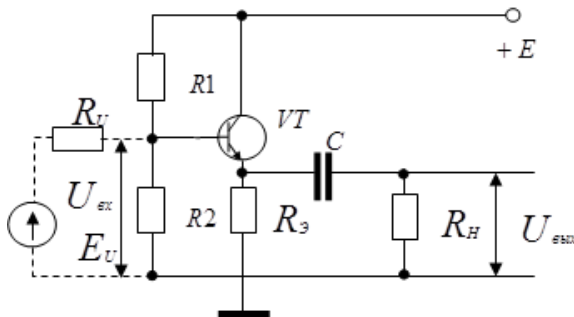
Вхідний опір підсилюючого каскаду, зібраного за схемою з ЗЕ значно більший, ніж при включенні з ЗБ, і знаходиться в межах від декількох Ом (для потужних транзисторів), до тисяч Ом (для малопотужних). Вихідний опір нижче, ніж при включенні з ЗБ і зменшується при збільшенні опору джерела сигналу. Коефіцієнт гармонік при включенні транзистора з ЗЕ більше, ніж при інших способах включення ($K_g = 10-15\%$).



а)



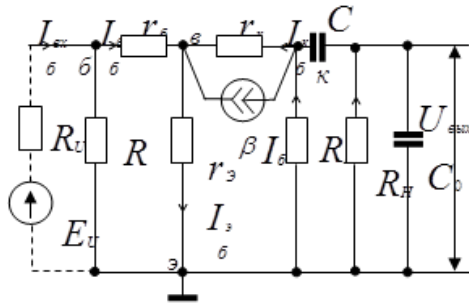
б)



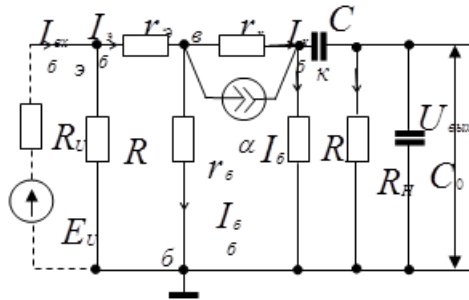
в)

а) схема з ЗЕ; б) схема з ЗБ; в) схема з ЗК.

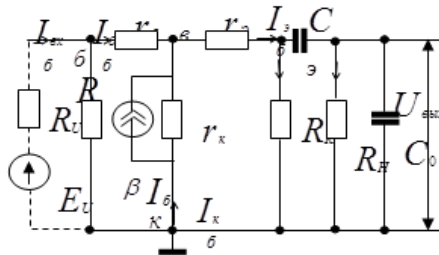
Рисунок 2.1 - Підсилюючий каскад на біполярному транзисторі



а)



б)



в)

а) схема з ЗЕ; б) схема з ЗБ; в) схема з ЗК.

Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема каскаду підсилювача на біполярному транзисторі

Включення транзистора за схемою з ЗЕ найчастіше застосовується в каскадах попереднього підсилення, а також у вихідних каскадах ПНЧ, тому що забезпечує найбільше підсилення потужності і напруги.

Включення транзистора за схемою із загальним колектором (ЗК) забезпечує найбільший вхідний опір (до сотень кОм), який значно зростає при збільшенні опору навантаження. Вихідний опір при такому включенні менше, ніж при інших способах включення, і знаходиться в межах від десятих часток Ом (для потужних транзисторів) до тисячі Ом (для малопотужних). При збільшенні опору джерела сигналу вихідний опір значно зростає.

Коефіцієнт підсилення напруги при включенні транзистора за схемою із ЗК близький до одиниці. Коефіцієнт підсилення струму при такому включенні трохи більше, ніж при включенні з ЗЕ, і значно змінюється при зміні режиму роботи, температури і параметрів транзистора.

Включення транзистора за схемою із ЗК застосовується в каскадах попереднього підсилення в тих випадках, коли потрібний великий вхідний опір і мала вхідна ємність, а також для узгодження опорів між окремими каскадами підсилювача.

У каскадах потужного підсилювача таке включення дозволяє отримати малий вихідний опір і малий коефіцієнт гармонік ($K_g < 1\%$).

Підсилювальний каскад, зібраний за схемою із ЗК, називається емітерним повторювачем.

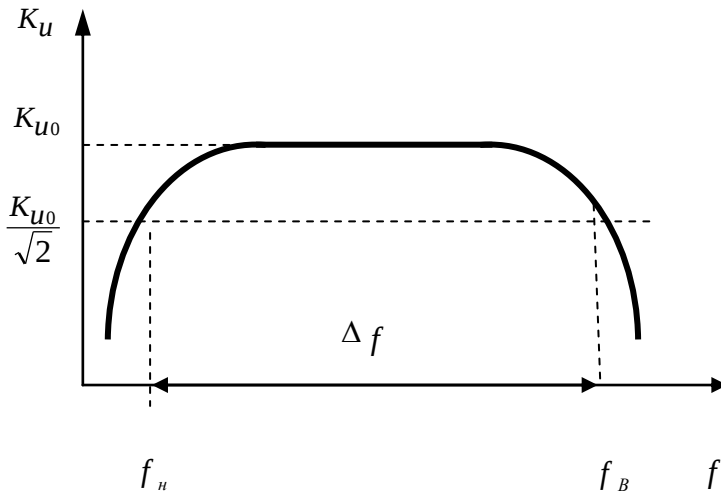
Аналітичні вирази для розрахунку параметрів підсилюючих каскадів на середніх частотах для трьох схем включення транзистора наведені в табл. 2.1.

2.1.4 Амплітудно-частотна характеристика підсилюючого каскаду при різних схемах включення транзистора

Ширина смуги пропускання підсилюючого каскаду визначає його частотні властивості. Графічне зображення АЧХ наведене на рис.2.3.

Таблиця 2.1 – Аналітичні вирази для розрахунку параметрів підсилюючих каскадів в режимі малого сигналу

Параметр	Схема включення транзистора		
	з 3Е	з 3Б	з 3К
$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}},$ ОМ	$R \cdot R_{\text{вх е}} / (R + R_{\text{вх е}}),$ $R = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2),$ $R_{\text{вх е}} = r_e + (\beta + 1) r_e \approx h_{11\text{е}}$	$R_e \cdot R_{\text{вх б}} / (R_e + R_{\text{вх б}}),$ $R_{\text{вх б}} = r_e + (1 - \alpha) r_e =$ $= R_{\text{вх е}} / (\beta + 1) \approx h_{11\text{б}}$	$R \cdot R_{\text{вх к}} / (R + R_{\text{вх к}}),$ $R = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2),$ $R_{\text{вх к}} = r_e + (r_e + R_e)(\beta + 1) r_e \approx$ $\approx h_{21\text{е}} \cdot R_e$
$R_{\text{вих}} = U_{\text{вих}}/I_{\text{вих}},$ ОМ	$R_k \cdot R_{\text{вих е}} / (R_k + R_{\text{вих е}}),$ $R_{\text{вих е}} \approx r_k(1 - \alpha) \approx 1/h_{22\text{е}}$	$R_k \cdot R_{\text{вих б}} / (R_k + R_{\text{вих б}}),$ $R_{\text{вих б}} \approx r_k \approx 1/h_{22\text{б}}$	$R_e \cdot R_{\text{вих к}} / (R_e + R_{\text{вих к}}),$ $R_{\text{вих к}} \approx r_k(1 - \alpha) \approx 1/h_{22\text{к}}$
$K_u = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$	$-\beta R_o / R_{\text{вх е}} > 1,$ $R_o = R_k \cdot R_{\text{н}} / (R_k + R_{\text{н}})$ $R_{\text{н}} = R_{\text{вих}}$	$\alpha R_o / R_{\text{вх б}} > 1,$ $R_o = R_k \cdot R_{\text{н}} / (R_k + R_{\text{н}})$ $R_{\text{н}} = R_{\text{вих}}$	$(\beta + 1) R_o' / R_{\text{вх к}} \approx 1,$ $R_o' = R_e \cdot R_{\text{н}} / (R_e + R_{\text{н}})$ $R_{\text{н}} = R_{\text{вих}}$
$K_i = I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}$ $K_u \cdot R_{\text{вх}} / R_{\text{н}} > 1$	$K_u \cdot R_{\text{вх}} / R_{\text{н}} > 1$	$K_u \cdot R_{\text{вх}} / R_{\text{н}} < 1$	$K_u \cdot R_{\text{вх}} / R_{\text{н}} > 1$



f_n , f_B - нижня та верхня частоти смуги пропускання каскаду підсилювача

$\Delta f = f_B - f_n$ - смуга пропускання каскаду підсилювача

Рисунок 2.3 – Амплітудно-частотна характеристика підсилюючого каскаду

Зменшення коефіцієнта підсилення напруги K_u в області нижніх і верхніх частот може бути пояснене на основі аналізу еквівалентних схем підсилюючих каскадів, наведених на рис. 2.2.

Аналіз еквівалентних схем будемо проводити для випадку малого вхідного сигналу, в цьому випадку робоча точка залишається на лінійній ділянці ВАХ і транзистор розглядається як лінійний 4х-полюсник.

Аналіз еквівалентної схеми підсилювального каскаду з ЗЕ (рис. 2.2 а) в області нижніх частот показує, що ємністю C_0 можна нехтувати, так як її опір X_{C_0} на низьких частотах великий і він не шунтує опір навантаження R_n і не зменшує вихідну напругу. Розділова ємність C і опір навантаження R_n утворюють дільник вихідної напруги каскаду. На опорі X_C буде падати тим більша частина вихідної напруги, чим нижче частота, тобто при зменшенні

частоти сигналу, що підсилюється зменшується напруга на навантаженні R_n , а отже і величина K_u .

Модуль коефіцієнта підсилення напруги K_u в діапазоні нижніх частот визначається виразом:

$$K_u(f_n) = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1 + (f_n / f)^2}} \quad (2.10)$$

де K_{uo} – коефіцієнт підсилення напруги каскаду з ЗЕ на середній частоті $f_o = \sqrt{f_n \cdot f_v}$;

f_n – нижня частота смуги пропускання, визначається виразом:

$$f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_{вих}} \quad , \quad (2.11)$$

де $R_{вих}$ – вихідний опір каскаду з ЗЕ (див. табл. 2.1);

C – ємність розділового конденсатора.

У діапазоні високих частот вплив розділового конденсатора C неістотний, тому що його опір X_C малий. Ємність $C_o = C_m + C_k + C_n$ складає десятки пікофарад (C_m - ємність монтажу, C_k - вихідна ємність транзистора, C_n - ємність навантаження) і її опір X_{C_o} на високих частотах порівняний з опором навантаження R_n і шунтує його, зменшуючи вихідну напругу $U_{вих}$, а отже і коефіцієнт підсилення напруги K_u .

Модуль коефіцієнта підсилення напруги в діапазоні верхніх частот визначається виразом:

$$K_u(f_v) = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1 + (f / f_v)^2}} \quad , \quad (2.12)$$

де f_v – верхня частота смуги пропускання, визначається виразом:

$$f_{\text{с}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{\text{о}} \cdot R_{\text{вих}}} . \quad (2.13)$$

Таким чином, із збільшенням частоти і ємності $C_{\text{о}}$ збільшується шунтуюча дія її опору $X_{C_{\text{о}}}$, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення напруги $K_{\text{и}}$.

Конструктор повинен знати, що для збільшення верхньої частоти смуги пропускання підсилюючого каскаду необхідно зменшувати ємність монтажу, яка визначається конструктивними особливостями підсилювача.

Верхня частота $f_{\text{в}}$ смуги пропускання каскаду з ЗБ трохи більше, ніж каскаду з ЗЕ.

Верхня частота $f_{\text{в}}$ смуги пропускання каскаду з ЗК значно більше ніж каскаду з ЗЕ і визначається виразом:

$$f_{\text{в зк}} = f_{\text{в зє}} \cdot (1 + K_{\text{цзє}}) , \quad (2.14)$$

де $K_{\text{цзє}}$ – коефіцієнт підсилення напруги каскаду з ЗЕ на середній частоті f_0 .

2.2 Підготовка до роботи

2.2.1 Користуючись рекомендованою літературою та даними методичними вказівками, вивчити принцип роботи базових підсилюючих каскадів на біполярних транзисторах.

2.2.2 Відповісти на контрольні запитання.

2.2.3 Привести вирази і розрахувати:

- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$;
- коефіцієнт передачі напруги $K_{\text{и}}$;
- коефіцієнт передачі струму $K_{\text{і}}$;
- коефіцієнт передачі потужності $K_{\text{р}}$ підсилюючих каскадів на біполярних транзисторах з ЗЕ, ЗБ і ЗК.

Розрахунок провести для області середніх частот ($f = 1$ кГц), вважаючи $R_{\text{ц}}=0$, $R_{\text{н}}=R_{\text{вих}}$.

2.3 Завдання до роботи

2.3.1 Виміряти вхідний опір підсилюючих каскадів при включенні транзистора з 3Е, 3Б і 3К. Вимірювання провести на частоті $f=1$ кГц при напрузі на вході каскаду $U_{вх} = 10$ мВ.

2.3.2 Виміряти вихідний опір підсилюючих каскадів при включенні транзистора з 3Е, 3Б і 3К. Вимірювання провести на частоті $f=1$ кГц при напрузі на виході каскаду в режимі холостого ходу $U_{вих\text{ хх}} = 100$ мВ.

2.3.3 Виміряти коефіцієнт передачі напруги K_u підсилюючих каскадів з 3Е, 3Б і 3К на частоті $f=1$ кГц, вхідній напрузі $U_{вх} = 10$ мВ, $R_n=R_{вих}$. Розрахувати коефіцієнт передачі струму K_i і потужності $K_p = K_u \cdot K_i$. Результати вимірювань і розрахунків занести до табл. 2.3.

2.3.4 Виміряти і побудувати в напівлогарифмічному масштабі АЧХ підсилюючих каскадів з 3Е, 3Б і 3К $K_u / K_{u0} = f(f)$, де K_{u0} коефіцієнт передачі напруги на частоті $f_0 = 1$ кГц. За графіком отриманої АЧХ визначити граничні частоти f_n , f_v , смугу пропускання $\Delta f = f_v - f_n$. Вимірювання провести при вхідній напрузі $U_{вх} = 10$ мВ і $R_n = R_{вих}$.

2.4 Опис лабораторної установки

До складу лабораторної установки входить універсальний стенд зі змінним модулем, генератор ГЗ-102, осцилограф С1-55, два вольтметри ВЗ-38, магазин опорів Р33. Схема складається з трьох підсилюючих каскадів, виконаних на біполярний транзисторах, включених за схемою з 3Е (VT1), 3Б (VT2) і 3К (VT3).

Вибір необхідної схеми каскаду здійснюється кнопковими перемикачами S1 (схема з 3Е), S2 (схема з 3Б), S3 (схема з 3К), розташованими на передній панелі лабораторного стенда. Вхідний сигнал від генератора ГЗ-102, підключеного до гнізда XW2 "Генератор", через нормально замкнений контакт перемикача S5 і один із замкнених контактів S1_А, S2_А або S3_А поступає на вхід одного з каскадів, що досліджуються. Вхідний сигнал вимірюється вольтметром PV1, який підключений до гнізда XW3 "Вольтметр".

Вихідний сигнал в залежності від схеми включення транзистора через один із замкнених контактів S1_Б, S2_Б або S3_Б

поступає на вихідний вольтметр PV2, підключений до гнізда XW5 "Вольтметр" і осцилограф PS2, підключений до гнізда XW4 "Осцилограф".

Гнізда XS5 і XS20 служать для підключення зовнішнього навантаження.

Схема модуля живиться від джерела постійної напруги $U = 5$ В, що включається натисненням кнопки "Вкл".

2.5 Порядок виконання роботи

2.5.1 Включити лабораторний стенд і апаратуру в мережу 220 в, 50 Гц. Встановити частоту генератора $f = 1$ кГц, а вихідну напругу 10 мВ.

2.5.2 Виміряти вхідний опір підсилюючого каскаду з 3Е. Для цього натиснути кнопку S1. Підключити до гнізд XS1 і XS2 магазин опорів P33. Відмітити показання вольтметра PV1 U_{Γ} . Натиснути кнопку S5, при цьому в коло бази транзистора VT1 послідовно підключиться магазин опорів P33. Змінюючи опір магазину, добитися, щоб показання вольтметра PV1 зменшилося в два рази $U_{\text{вх}} = 0,5 U_{\Gamma}$. У цьому випадку сигнал з генератора ділиться порівну між опором магазину $R_{\text{м}}$ і вхідним опором каскаду $R_{\text{вх}}$, отже $R_{\text{м}} = R_{\text{вх}}$. Повернути кнопку S1 в початковий стан. Натискаючи по чергово кнопки S2 і S3, аналогічним способом виміряти вхідний опір підсилюючих каскадів з 3Б і 3К. Результати вимірювань занести в табл. 2.3.

2.5.3 Виміряти вихідний опір підсилюючого каскаду з 3Е. Для цього натиснути кнопку S1. Встановити таку напругу на вході каскаду, при якій напруга на його виході при відсутності навантаження (режим холостого ходу) складала $U_{\text{вих хх}} = 100$ мВ. Встановити максимальний опір магазину і підключити його до гнізд XS5 і XS20. Зменшуючи опір магазину добитися, щоб показання вольтметра PV2 зменшилося в два рази $U_{\text{вих}} = 0,5 U_{\text{вих хх}}$. У цьому випадку $R_{\text{вих}} = R_{\text{м}}$. Повернути кнопку S1 в початковий стан. Натискаючи по чергово кнопки S2 і S3, аналогічним способом виміряти вихідний опір підсилюючих каскадів з 3Б і 3К. Результати вимірювань занести в табл. 2.3. Всі подальші вимірювання провести при оптимальному навантаженні каскадів $R_{\text{н}} = R_{\text{вих}}$, що відповідає максимальному підсиленню потужності.

2.5.4 Виміряти коефіцієнт передачі напруги підсилюючого каскаду з ЗЕ. Для цього натиснути кнопку S1. Підключити до гнізд XS5 і XS20 опір навантаження $R_n = R_{вх}$ (в якості навантаження використати магазин опорів P33). Встановити на вході схеми напругу $U_{вх} = 10 \text{ мВ}$. Коефіцієнт передачі напруги визначається безпосередньо за показанням вхідного PV1 і вихідного PV2 вольтметрів:

$$U_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}. \quad (2.15)$$

Коефіцієнт передачі струму і потужності визначається розрахунками:

$$K_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = K_u \cdot \frac{R_{вх}}{R_n}, \quad (2.16)$$

$$K_p = K_u \cdot K_i = K_u^2 \cdot \frac{R_{вх}}{R_n} = K_i^2 \cdot \frac{R_n}{R_{вх}}. \quad (2.17)$$

2.5.5 Повернути кнопку S1 в початковий стан. Натискаючи по черговою кнопки S2 і S3 аналогічним чином виміряти коефіцієнт передачі напруги підсилюючих каскадів з ЗБ і ЗК. Результати вимірювань і розрахунків занести в табл. 2.3.

2.5.6 Виміряти АЧХ підсилюючого каскаду з ЗЕ. Для цього натиснути кнопку S1. У процесі вимірювання АЧХ необхідно підтримувати постійну напругу на вході схеми $U_{вх}$ при зміні частоти генератора. Тоді

$$\frac{K_u(f)}{K_{uo}} = \frac{U_{вих}(f)/U_{вх}(f)}{U_{вих}(f_o)/U_{вх}(f_o)} = \frac{U_{вих}(f)}{U_{вих}(f_o)}, f_o = 1\text{кГц}, \quad (2.18)$$

Верхня f_v і нижня f_n граничні частоти підсилюючого каскаду визначаються за зменшенням коефіцієнта передачі напруги K_u в $\sqrt{2}$ раз в порівнянні з його значенням на середній частоті f_o .

Вимірювання АЧХ потрібно починати із знаходження $f_v > f_o$ і $f_n < f_o$, на яких:

$$\frac{U_{вих}(f)}{U_{вих}(f_o)} = 0,7, \text{ при } U_{вх}(f) = \text{const} \quad (2.19)$$

2.5.7 Інші ординати АЧХ необхідно визначити для частот $f_n < f < f_v$ відповідно до їх рівномірного розподілу на графіку з

логарифмічним масштабом частоти. За графіком АЧХ визначити смугу пропускання підсилюючого каскаду.

2.5.8 Повернути кнопку S1 в початковий стан.

2.5.9 Натискаючи почергово кнопки S2 і S3 аналогічним способом виміряти і побудувати АЧХ підсилюючих каскадів з ЗБ і ЗК і визначити їх смуги пропускання.

2.6 Зміст звіту

2.6.1 Назва і мета роботи.

2.6.2 Схема вимірювань.

2.6.3 Результати розрахунків і вимірювань $R_{вх}$, $R_{вих}$, K_u , K_i , K_p , зведені до табл. 2.3.

2.6.4 АЧХ підсилюючих каскадів з ЗЕ, ЗБ та ЗК.

2.6.5 Значення смуги пропускання для підсилюючих каскадів з ЗЕ, ЗБ та ЗК.

2.6.6 Висновки з роботи.

2.7 Контрольні запитання

2.7.1 Призначення підсилювача електричних коливань.

2.7.2 Назвіть основні параметри і характеристики підсилювача.

2.7.3 Як поділяються підсилювачі за діапазоном і смугою робочих частот; типом підсилюючого елемента, що використовується?

2.7.4 Поясніть призначення кожного елемента схеми каскаду з ЗЕ, ЗБ та ЗК.

2.7.5 Порівняйте каскади з ЗЕ, ЗБ та ЗК за значенням коефіцієнта передачі напруги K_u , струму K_i і потужності K_p . Який каскад забезпечує максимальне підсилення потужності?

2.7.6 Порівняйте каскади з ЗЕ, ЗБ та ЗК за величинами $R_{вх}$, $R_{вих}$. Чим зумовлена їх різниця?

2.7.7 Порівняйте частотні властивості каскадів з ЗЕ, ЗБ та ЗК. Поясніть причини різниці.

2.7.8 Як визначається смуга пропускання підсилюючого каскаду?

2.7.9 Коли потрібно застосовувати підсилюючі каскади з ЗЕ, ЗБ та ЗК? Наведіть приклади.

2.7.10 Чи впливає конструкція підсилюючого каскаду на його електричні параметри?

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 7. МОДУЛЯТОРИ

Мета роботи - вивчення амплітудної, частотної, фазової модуляції та їх математичного опису, побудова і дослідження електронних схем модулаторів з використанням програми моделювання "Electronics Workbench" (EWB).

3.1 Теоретичні відомості

Одним з основних елементів передавача є модулятор.

Модуляція – зміна параметрів високочастотного коливання (несучого інформацію) у відповідності зі зміною низькочастотного (керуючого) сигналу. У якості переносника інформації часто використовують гармонічне коливання, що характеризується трьома параметрами: амплітудою, частотою та початковою фазою. В залежності від керованого параметру розрізняють амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) та фазову (ФМ) модуляції.

3.1.1 Амплітудна модуляція

Амплітудно-модульоване коливання представляється виразом:

$$S_{AM}(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3.1)$$

де ω_0 та φ_0 – постійні частота та початкова фаза ВЧ-коливання;

$A(t)$ – змінна амплітуда – огибающая модульованого коливання.

Змінна амплітуда керується сигналом $e(t)$ та представляється виразом:

$$A(t) = A_m + \Delta A e(t) = A_m [1 + m e(t)], \quad (3.2)$$

де A_m – амплітуда немодульованого ВЧ-коливання;

ΔA – амплітуда зміни огибающей;

$m = \Delta A / A_m$ – глибина модуляції.

Тут та далі вважається, що амплітуда НЧ сигналу $e(t)$ дорівнює одиниці ($|e(t)| \leq 1$).

Тоді при $e(t)=1$ $A(t)=A_{\max}=A_m(1+m)$; при $e(t)=-1$ $A(t)=A_{\min}=A_m(1-m)$.

Виключаючи A_m , отримуємо формулу, зручну для експериментального визначення глибини модуляції (рис. 3.1):

$$m = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min}). \quad (3.3)$$

Оскільки амплітуда – додатна величина, то $m \leq 1$.

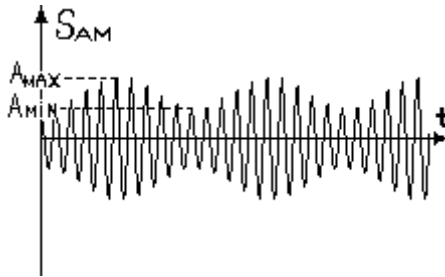


Рисунок 3.1 – АМ - коливання

Властивості спектрів АМ-коливань зручно розглядати, припускаючи, що:

$$e(t) = \cos \Omega t. \quad (3.4)$$

Підставляючи (3.4) у (3.2) та (3.1), отримуємо:

$$S_{AM}(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mA_m}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] + \frac{mA_m}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0]. \quad (3.5)$$

Перший доданок – несуче ВЧ-коливання з частотою ω_0 та амплітудою A_m , другий та третій доданки з частотами $\omega_0 + \Omega$ та $\omega_0 - \Omega$ і

амплітудою $\frac{mA_m}{2}$ називають відповідно *верхнім та нижнім боковими коливаннями*.

Спектри модулюючого $S_e(\omega)$ та модульованого $S_{AM}(\omega)$ коливань в разі, коли амплітуда та частота модулюючого НЧ-сигналу не змінюється за часом, показані на рис. 3.2, а.

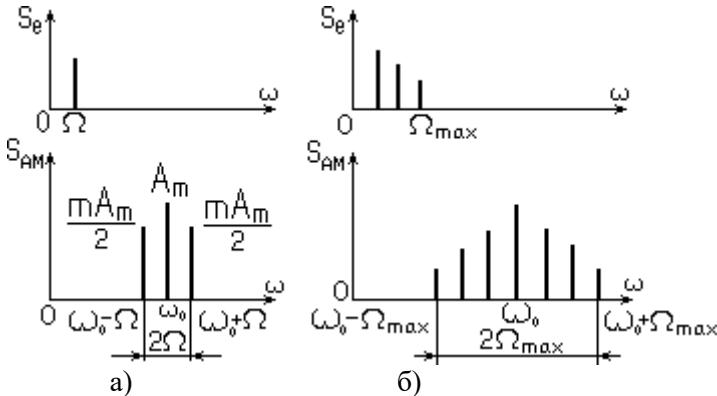


Рисунок 3.2 – Спектри АМ-коливань

Якщо модулюючий сигнал не гармонійний, а складається з великої кількості гармонічних складових, то бокові коливання АМ-сигналу виявляються більш складними. На частотній осі вони займають певні бокові смуги частот (рис. 3.2, б).

Ширина смуги частот спектра АМ-коливання дорівнює подвоєній смузі частот модулюючого НЧ-сигналу (на рисунку 3.2, б $\Delta\omega=2\Omega_{\max}$).

Середня потужність АМ-коливання визначається виразом:

$$P_{cp} = \frac{1}{2} A_m^2 + \frac{1}{8} m^2 A_m^2 + \frac{1}{8} m^2 A_m^2. \quad (3.6)$$

З цієї формули видно, що потужність бокових коливань, що переносять інформаційний сигнал, дорівнює:

$$P_{\text{б.к.}} = 2 \frac{1}{8} m^2 A_m^2 = \frac{1}{2} m^2 P_{\text{нес}}, \quad (3.7)$$

Вона не перевищує 0,5 потужності несучого коливання $P_{\text{нес}}$ при $m=1$. При зменшенні глибини модуляції потужність бокових коливаний різко зменшується.

Таким чином, при передачі АМ-сигналів тільки незначна частина потужності переносить інформацію. Основна частина потужності витрачається для передачі несучого коливання, що не містить інформації. Ця обставина є основним недоліком амплітудної модуляції.

АМ-сигнали застосовують у радіомовленні у діапазоні довгих та середніх хвиль, оскільки вони мають вузький спектр частот ($2\Omega_{\text{max}}/2\pi=10$ кГц).

3.1.2 Частотно-модульовані (ЧМ) та фазово-модульовані (ФМ) коливання. Кутова модуляція

При частотній модуляції зміні, у відповідності із законом модулюючого НЧ коливання, підлягає несуча частота сигналу:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (3.8)$$

де $\Delta\omega$ – максимальне відхилення частоти модульованого сигналу від середнього значення ω_0 або девіація частоти.

Сигнал з частотною модуляцією описується виразом:

$$S_{\text{ЧМ}} = A_m \cos(\omega_0 t + m_f \cos \Omega t), \quad (3.9)$$

де $m_f = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$ – індекс частотної модуляції;

A_m – амплітуда несучої.

При фазовій модуляції зміні, у відповідності із законом модулюючого НЧ коливання, підлягає фаза коливання несучого сигналу:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t, \quad (3.10)$$

де $\Delta\varphi$ – максимальне відхилення фази від її поточного значення або девіація фази.

Вираз для фазомодульованого сигналу має вигляд:

$$S_{\text{ФМ}} = A_m \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t), \quad (3.11)$$

Порівняння виразів (3.9) та (3.11), доводить спільність ЧМ та ФМ сигналів. Це дає підстави до їх об'єднання під загальною назвою сигналів з **кутовою модуляцією**.

Отже $m_f = \Delta\varphi = M$, де M – *індекс кутової модуляції*.

Зв'язок між ЧМ та ФМ модуляціями формулюється наступним чином: зміна частоти в часі за законом $\omega(t)$ еквівалентно зміні повної фази за законом інтеграла від $\omega(t)$, а зміна повної фази за законом $\varphi(t)$ еквівалентно зміні частоти за законом похідної від $\varphi(t)$. Це положення, яке є основним у теорії кутової модуляції, визначає зв'язок між змінами частоти та фази та вказує на спільність, існуючу між двома різновидами кутової модуляції – модуляцією частоти (ЧМ) та модуляцією фази (ФМ).

Спектр сигналів з кутовою модуляцією, коли НЧ модулюючий сигнал змінюється по гармонійному закону залежить від величини індексу M . При малих значеннях індексу кутової модуляції ($M \rightarrow 0$) спектр амплітуд сигналу з кутовою модуляцією такий же як і спектр АМ-сигналу.

Якщо індекс кутової модуляції $M > 0$, то у спектрі сигналу з кутовою модуляцією з'являються складові з частотами $\omega_0 \pm k\Omega$, де $k=1,2,3,\dots$, амплітуди яких пропорційні функціям Бесселя першого роду $J_k(M)$. Амплітуди складових бокових коливань зростом номера k швидко зменшуються, якщо $k > M$. Ширину спектра можна вважати дорівнюючий 2Ω , якщо $M < 1$ ($M \rightarrow 0$), та $2M\Omega$, якщо $M > 1$.

При збільшенні амплітуди НЧ сигналу, що модулює, збільшується девіація частоти та фази, що призводить до розширення спектру сигналу. Спектри сигналу з кутовою модуляцією для різних значень M наведені на рис. 3.3.

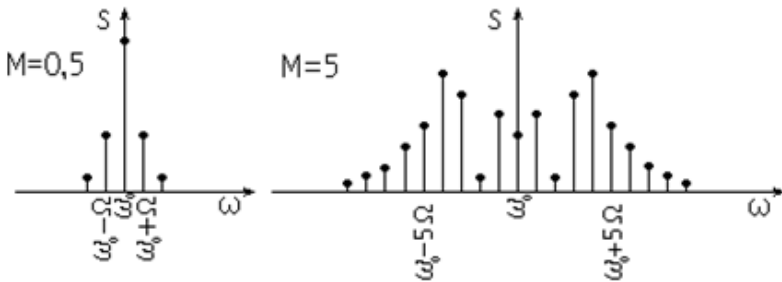


Рисунок 3.3 – Спектри сигналів з кутовою модуляцією

Сигнали з кутовою модуляцією застосовуються в телебаченні, радіомовленні місцевих радіостанцій, системах мобільного зв'язку в діапазоні коротких та ультракоротких хвиль, оскільки сигнали, що використовуються, - широкосмугові.

У сучасних радіомовних передавачах в діапазоні коротких та ультракоротких хвиль девіація частоти $\Delta f = \Delta \omega / 2\pi$ досягає 80 кГц. При цьому індекс частотної модуляції при відтворенні звукових сигналів з максимальною частотою $F_{\max}=15$ кГц дорівнює

$$m_f = \Delta f / F_{\max} = \frac{80}{15} = 5,3. \text{ Ширина спектру частот, що займає ЧМ-}$$

сигнал у цьому випадку дорівнює $2m_f F_{\max} = 2 \cdot 5,3 \cdot 15 \text{ кГц} = 160 \text{ кГц}$, тобто в десять разів більше, ніж при амплітудній модуляції. Ця обставина являється головним недоліком частотної модуляції.

3.2 Підготовка до роботи

3.2.1 Користуючись рекомендованою літературою та даними методичними вказівками вивчити амплітудну, частотну, фазову модуляції, а також поєднання двох останніх – кутову модуляцію. Ознайомитися з загальними принципами побудови модуляторів для всіх цих видів модуляції.

3.2.2 Відповісти на контрольні запитання.

3.2.3 Використовуючи вирази (3.12) та (3.13), розрахуйте коефіцієнт амплітудної модуляції m , та амплітуду немодульованого

ВЧ-коливання A_m згідно вихідних даних, наведених в табл. 3.1. Результати розрахунків занесіть до табл. 3.2.

3.2.4 Розрахуйте значення верхньої та нижньої бокових частот, амплітуду бокових частот, та ширину спектру АМ-коливань згідно вихідних даних, наведених в табл. 3.1. Результати розрахунків занесіть до табл. 3.2.

3.3 Порядок виконання роботи

3.3.1 Зберіть на робочому столі EBW принципову схему амплітудного модулятора, яка показана на рис. 3.4. Проведіть нумерацію вузлів в схемі. Для цього виконайте з меню **Circuit** команду **Schematics Options | Show/Hide | Show nodes**.

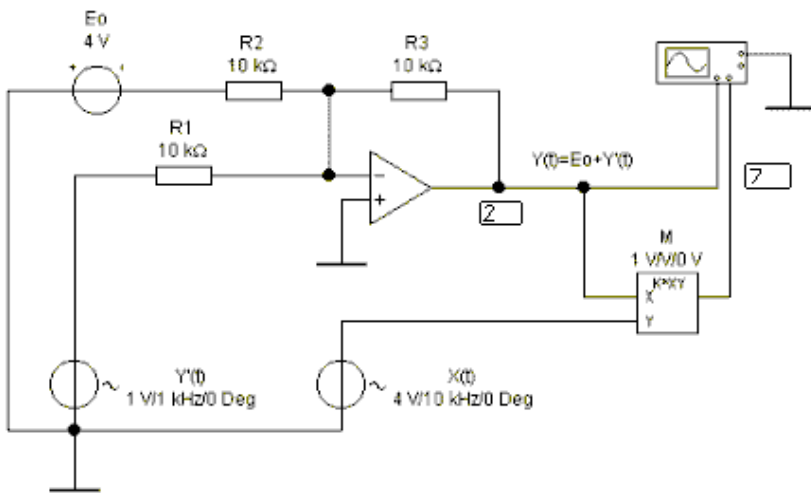


Рисунок 3.4 – Схема формувача АМ-сигналу

Схема містить двохвходовий підсумовуючий підсилювач на ОП, до одного входу якого підключено джерело постійної напруги E_0 , до іншого - джерело напруги, що модулює - $Y'(t) = Y_m \cos \Omega t$ амплітудою $Y_m = 1,41\text{В}$. Оскільки коефіцієнт підсилення за кожним входом $R_3/R_2 = 1$, на виході підсилювача формується сигнал

$Y(t)=E_0+Y'(t)=E_0+Y_m\cos\Omega t$, який поступає на X-вхід помножувача М з коефіцієнтом передачі 1. При параметрах, вказаних на рис. 3.4, на Y-вхід помножувача подається сигнал несучої $X(t)=X_m\cos\omega_0 t$ з амплітудою $X_m=5.66$ В.

Оскільки модуляція по амплітуді зводиться до перемноження модулюючого сигналу $Y(t)=E_0+Y_m\cos\Omega t$ та несучого $X(t)=X_m\cos\omega_0 t$ (без врахування початкової фази), то після перемножування і тригонометричних перетворень одержимо результуюче АМ-коливання в наступному вигляді:

$$A(t)=A_m\{\cos\omega_0 t+0.5m[\cos(\omega_0+\Omega)t+\cos(\omega_0-\Omega)t]\},$$

де: m – коефіцієнт (або глибина) модуляції;

A_m – амплітуда немодульованого ВЧ-коливання.

$$m = Y_m/E_0 \quad (3.12)$$

$$A_m = E_0 * X_m \quad (3.13)$$

Таким чином коефіцієнт (або глибина) модуляції дорівнює відношенню амплітуди змінної складової модулюючого НЧ-сигналу до постійної складової модулюючого сигналу, а амплітуда немодульованого ВЧ-коливання A_m дорівнює добутку постійної складової модулюючого сигналу на амплітуду високочастотної несучої.

3.3.2 Встановіть параметри трьох джерел сигналів згідно заданого варіанту (табл. 3.1).

3.3.3 Отримайте на екрані осцилографа стаке зображення АМ-сигналу (як на рис. 3.5) за допомогою регулювання часу розгортки та вертикального масштабу.

3.3.4 Виміряйте максимальну ($A_{\max}$) та мінімальну ($A_{\min}$) амплітуду АМ-коливання. Вимірювання проводиться в режимі збільшеного розміру екрана осцилографа за допомогою курсорів (рис. 3.5). За формулою (3.3) розрахуйте коефіцієнт амплітудної модуляції m , та занесіть його до табл. 3.2.

Таблиця 3.1 – Варіанти вихідних даних

№ варіанту	E_0 , В	Y_m , В	F , кГц	X_m , В	f , кГц
1	1	0,5	2	2	12
2	1,5	0,5	1,5	7	15
3	2,0	0,4	3	3	20
4	2,5	0,5	4	4	30
5	3,0	0,6	3,5	8	14
6	3,5	0,7	2,5	6	25
7	4,0	0,8	1	10	10
8	4,5	1	5	1	50
9	5,0	1,25	11	9	100
10	5,5	1,1	3,5	5	35

Таблиця 3.2 – Результати розрахунків та моделювання параметрів АМ-коливань

Параметр	Розрахункове значення	Значення отримане моделюванням
Коефіцієнт амплітудної модуляції m		
Амплітуда немодульованого ВЧ-коливання A_m , В		
Частота несучої $f_0 = \omega_0 / 2\pi$, кГц		
Верхня бокова частота $f_0 + F$, кГц		
Нижня бокова частота $f_0 - F$, кГц		
Ампдїтуда бокових частот $m A_m / 2$, В		
Ширина спектру частот АМ- коливань, кГц		

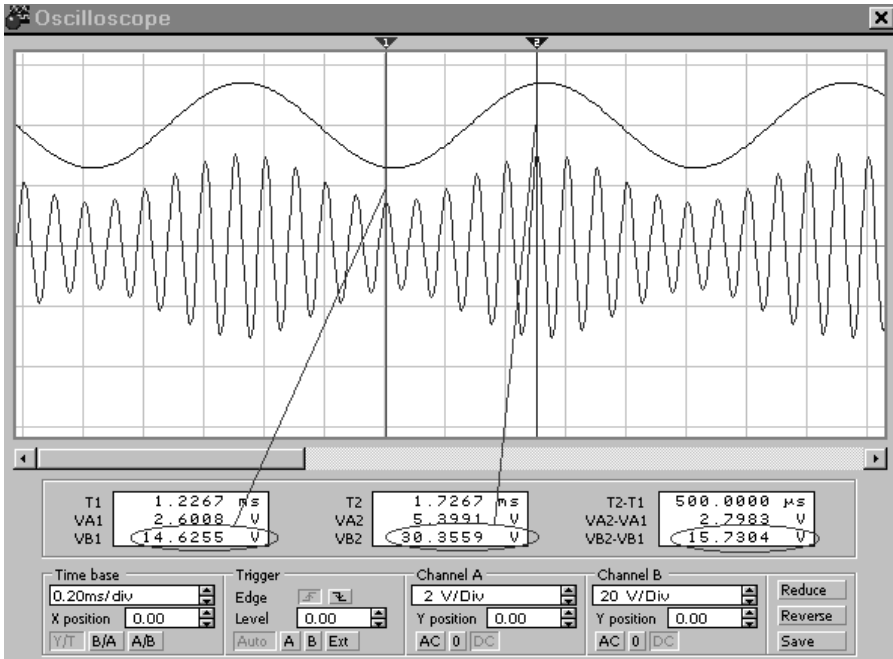


Рисунок 3.5 – Осцилограма амплітудно-модульованого сигналу (знизу) та сигналу, що модулює (зверху)

Приклад. При вказаних на рис. 3.4 значеннях параметрів розрахункове значення коефіцієнта модуляції згідно з виразом (3.12) $m=1,41/4 \approx 0,35$. Для визначення коефіцієнта модуляції за осцилограмою скористуємося формулою (3.3):

$$m = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min}) = (VB2 - VB1) / (VB1 + VB2) = 15,7304 / (14,6255 + 30,3559) \approx 0,3497.$$

Це значення m практично дорівнює розрахованому теоретично.

3.3.5 Проведіть моделювання спектру АМ-коливань згідно заданого варіанту. Для цього необхідно виконати команду **Fourier** з меню **Analysis**. Після виконання цієї команди на робочому столі EWB

з'явиться діалогове вікно установки режиму Фур'є-аналізу **Fourier Analysis**. Встановіть параметри Фур'є-аналізу згідно даних, наведених на рис. 3.6. Установку частоти несучої (*Fundamental frequency*) проведіть згідно заданого варіанту (табл. 3.1). При виконанні команди **Simulate** на робочому столі EWB з'явиться вікно **Analysis Graphs/Fourier** з результатами Фур'є-аналізу АМ-коливань.

3.3.6 Навести курсор на графік та клацнути правою кнопкою миші. В меню, що з'явиться виконати команду **Toggle Currcors**.

При виконанні цієї команди з'являться курсори, за допомогою яких виміряти значення нижньої та верхньої бокових частот, частоту несучої та їх амплітуди. Результати моделювання занесіть до табл. 3.2.

Результати Фур'є-аналізу при вказаних на рис. 3.6 значеннях параметрів наведені на рис. 3.7.

Порівняйте результати розрахунків та моделювання і зробіть висновки.

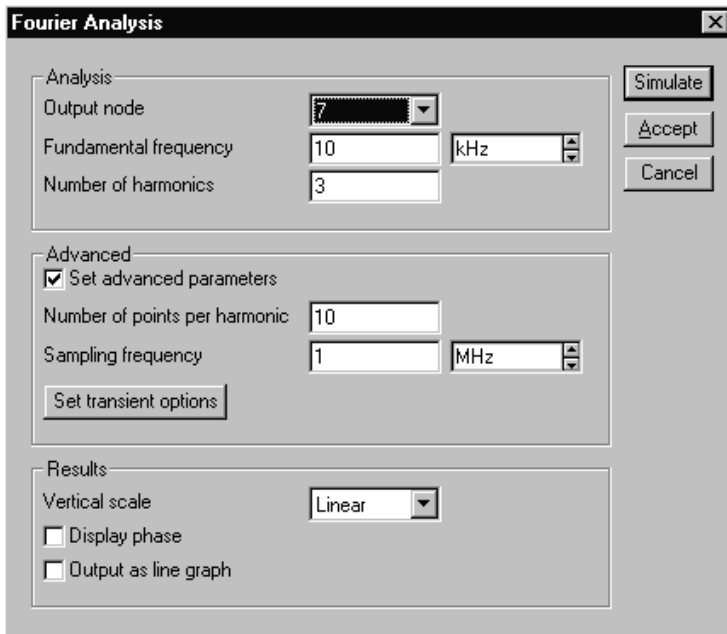


Рисунок 3.6 – Вікно установки параметрів моделювання Фур'є-аналізу

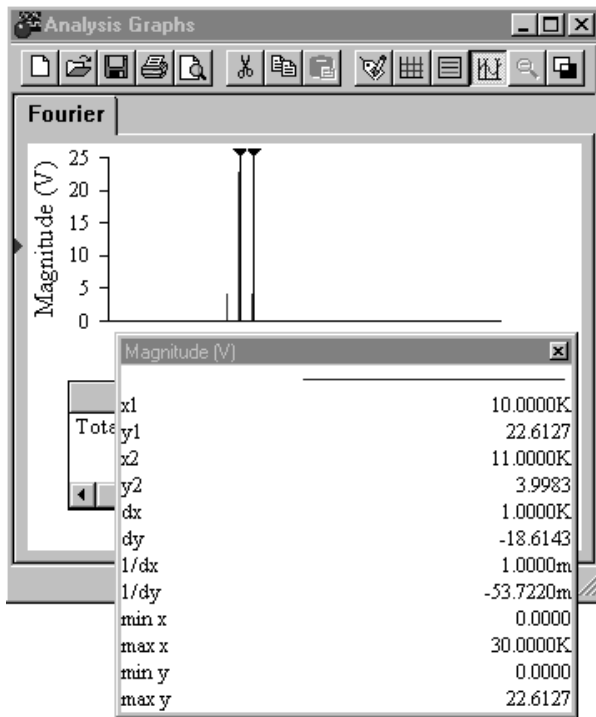


Рисунок 3. 7 – Результати Фур'є-аналізу

3.4 Зміст звіту

3.4.1 Мета роботи.

3.4.2 Схема АМ – модулятора з параметрами згідно з заданим варіантом.

3.4.3 Протокол досліджень, включаючи таблицю 3.2.

3.4.4 Висновки з роботи.

3.5 Контрольні запитання

3.5.1 Поясніть призначення модуляції та перерахуйте види модуляції.

3.5.2 Дати визначення глибині модуляції. У яких межах вона змінюється?

3.5.3 Що являє собою спектр АМ – сигналу, якщо модулюючий сигнал гармонійний зі сталою частотою та амплітудою?

3.5.4 Як визначається ширина смуги частотного спектру АМ – сигналу?

3.5.5 Де знаходиться застосування АМ?

3.5.6 Дати визначення індексу кутової модуляції. Які значення він може приймати?

3.5.7 Що являє собою спектр сигналу з кутовою модуляцією, якщо індекс кутової модуляції $M \approx 0$? Чому дорівнює ширина смуги спектра частот у цьому випадку?

3.5.8 Що являє собою спектр сигналу з кутовою модуляцією, якщо індекс кутової модуляції $M < 1$, $M > 1$? Як визначається ширина смуги спектра частот у цьому випадку?

3.5.9 Де знаходиться застосування кутова модуляція?

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 8. ПРИСТРОЇ ЖИВЛЕННЯ

Мета роботи - вивчити принципи побудови і дослідити схеми пристроїв живлення з використанням програми моделювання "Electronics Workbench".

4.1 Теоретичні відомості

4.1.1 Призначення і основні параметри пристроїв живлення

Пристрої, що перетворюють енергію змінного струму промислової частоти в енергію постійної напруги з необхідними параметрами, називаються пристроями живлення (ПЖ) або джерелами вторинного електроживлення (ДВЕ).

Пристрої живлення складаються з трансформатора, випрямляча, фільтра, стабілізатора і схеми захисту. Трансформатор підвищує або знижує напругу електричної мережі. Випрямляч з фільтром нижніх частот перетворює змінну напругу в постійну, а стабілізатор зменшує зміну випрямленої напруги або струму, викликану коливаннями напруги живильної мережі і зміною навантаження. Схема захисту відключає ПЖ, якщо вихідна напруга або струм перевищує порогове значення.

Пристрої живлення характеризуються рядом електричних, експлуатаційних і масогабаритних параметрів.

Основними електричними параметрами ПЖ є:

- номінальна напруга живильної мережі U_M і межі її зміни U_{Mmax} і U_{Mmin} ;
- номінальна вихідна напруга U_H і межі її зміни U_{Hmax} і U_{Hmin} ;
- номінальне значення струму навантаження I_H і межі його зміни I_{Hmax} і I_{Hmin} ;
- нестабільність вихідної напруги, що зумовлена заданою зміною вхідної напруги при постійному струмі навантаження:

$$K_U = \frac{\Delta U_{HU}}{U_H} \cdot 100\%, \quad (4.1)$$

- нестабільність вихідної напруги, що зумовлена заданою зміною струму навантаження при постійній вхідній напрузі:

$$K_i = \frac{\Delta U_{HI}}{U_H} \cdot 100\%, \quad (4.2)$$

- коефіцієнт стабілізації по напрузі Кст, який показує у скільки разів відносна зміна вхідної напруги більше відносної зміни вихідної напруги при постійному струмі навантаження:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{\Delta U_{Hx} / U_H}, \quad (4.3)$$

- коефіцієнт пульсації на виході ПЖ:

$$K_{II} = \frac{U_{II}}{U_H} \cdot 100\%, \quad (4.4)$$

де U_{II} – амплітуда змінної складової (пульсації) на виході ПЖ;

- температурний коефіцієнт напруги (ТКН), показує відносну зміну вихідної напруги стабілізатора при зміні температури навколишнього середовища T_c на 1°C :

$$\alpha_H = \frac{\Delta U_H / U_H}{\Delta T_c}, \quad 1/^\circ\text{C} \quad (4.5)$$

- коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = \frac{P_0}{P_M} \cdot 100\%, \quad (4.6)$$

де P_0 – потужність, що віддається в навантаження;

P_M – потужність, споживана від мережі.

- внутрішній вихідний опір, Ом;
- масогабаритні показники;
- показники надійності.

4.1.2 Класифікація пристроїв живлення

Джерела вторинного електроживлення (ДВЕ) класифікуються за наступними основними показниками.

За вихідною потужністю – мікропотужні (до 1 Вт); малої потужності (до 10 Вт); середньої потужності (до 100 Вт); підвищеної потужності (до 1000 Вт) і великої потужності (понад 10^3 Вт).

За номінальним значенням вихідної напруги – низьке (до 100 В); середнє (до 1000 В); високе (понад 10^3 В).

За ступенем постійності вихідної напруги – нестабілізуючі і стабілізуючі.

За допустимим відхиленням номіналу вихідної напруги – низької точності (понад 5%), середньої (від 1 до 5%), високої (від 0,1 до 1%) і прецизійні (менше за 0,1%).

За пульсацією - з малою (менше за 0,1%), середньою (від 0,1 до 1%) і великою (понад 1%) пульсацією випрямленої вихідної напруги.

За способом стабілізації вихідної напруги – ДВЕ з безперервним і імпульсним регулюванням.

За методом стабілізації напруги – параметричні, компенсаційні.

4.1.3 Типові структурні схеми пристроїв живлення

4.1.3.1 Випрямлячі та згладжуючі фільтри

До найпростіших пристроїв живлення відносяться трансформатори і випрямлячі, в яких вихідна напруга змінюється при зміні вхідної напруги або струму навантаження. Структурна схема випрямляча наведена на рис. 4.1.

Необхідна змінна напруга з вторинної (вихідної) обмотки трансформатора поступає на випрямляч, зібраний частіше за все по мостовій схемі. Фільтр згладжує пульсації випрямленої напруги до необхідного рівня.

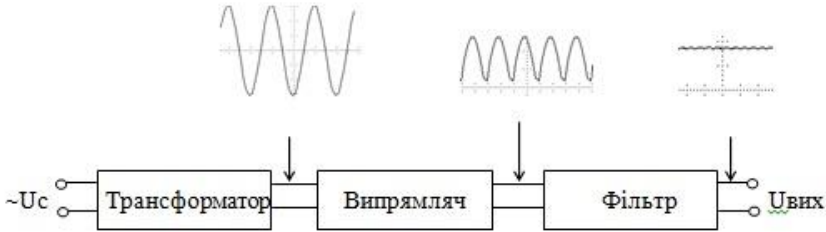


Рисунок 4.1 – Структурна схема випрямляча

Вибір схеми випрямляча залежить від ряду чинників, які повинні враховуватися в залежності від вимог, що пред'являються до випрямляча. До них відносяться: випрямлена напруга і потужність, частота пульсації випрямленої напруги, число діодів, зворотна напруга на діоді, коефіцієнт використання потужності трансформатора.

Підвищення частоти пульсації дозволяє зменшити розміри згладжувачого фільтра.

Однонапівперіодна схема випрямляча (рис 4.2, а) застосовується при випрямленні струмів до декількох десятків міліампер і в тих випадках, коли не потрібен високий ступінь згладжування випрямленої напруги. Ця схема характеризується низьким коефіцієнтом використання потужності трансформатора. Коефіцієнт пульсації для частоти живильної мережі 50 Гц визначається за наближеною формулою:

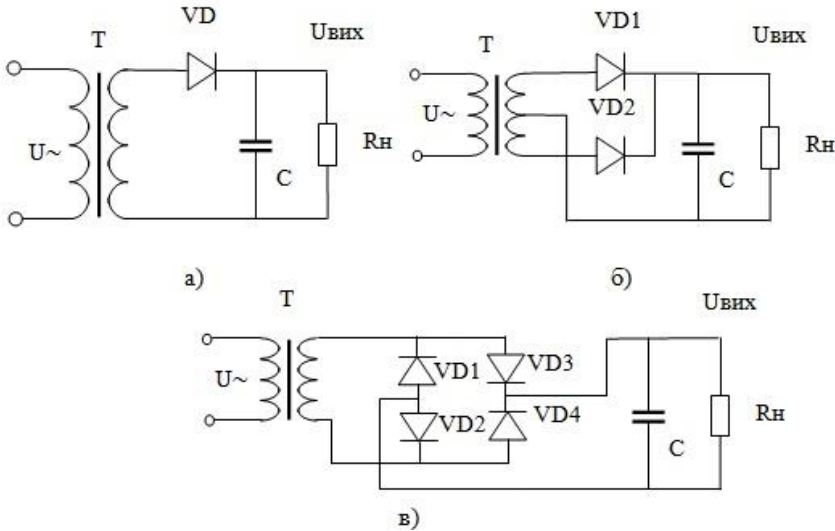
$$K_{\pi} = \frac{6400}{R_{\pi} \cdot C}, \quad (4.7)$$

де R_{π} – опір навантаження, Ом;

C – ємність фільтра, мкФ.

Двонапівперіодний випрямляч (рис 1.2, б) застосовують в низьковольтних пристроях. У порівнянні з мостовим випрямлячем він дозволяє зменшувати в двое число діодів і тим самим зменшити втрати. Коефіцієнт пульсації менший ніж у однонапівперіодного випрямляча і визначається за наближеною формулою:

$$K_{\pi} = \frac{1920}{R_H \cdot C} \cdot \quad (4.8)$$



а) однонапівперіодна; б) двонапівперіодна; в) мостова

Рисунок 4.2 – Схеми випрямлячів

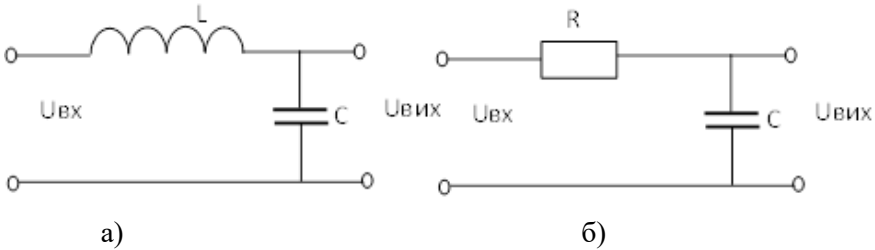
Мостова схема випрямляча (рис 4.2, в) характеризується високим коефіцієнтом використання потужності трансформатора і тому знаходить широке застосування в пристроях підвищеної потужності при вихідних напругах від десятків до сотень вольт. Пульсації такі ж, як і в двонапівперіодній схемі.

Для зменшення пульсацій випрямленої напруги використовують згладжуючі фільтри, які включаються на виході випрямляча. Якість фільтра оцінюється коефіцієнтом згладжування

$$K_{\text{з}} = \frac{K_{\text{Пвх}}}{K_{\text{Пвих}}} \cdot, \quad (4.9)$$

де $K_{\text{Пвх}}$, $K_{\text{Пвих}}$ – коефіцієнт пульсації на вході і виході фільтра.

Г-образний індуктивно-ємнісний (LC) фільтр (рис 4.3, а) застосовується в джерелах середньої і великої потужності, оскільки падіння напруги на фільтрі порівняно мале внаслідок чого забезпечується високий ККД.



а) LC-фільтр; б) RC-фільтр

Рисунок 4.3 – Згладжуючі фільтри

Недоліками LC фільтрів є:

- порівняно великі розміри і маса;
- дросель фільтра є джерелом завад, що створюються магнітним потоком розсіяння;
- фільтр не усуває імпульсних змін живильної напруги;
- дросель фільтра є причиною суцільних перехідних процесів, що приводять до спотворень в роботі пристроїв (підсилювачів, передавачів).

Добуток LC (Гн*мкФ) визначається виразом:

$$LC = 2.5 \cdot 10^4 \cdot \frac{(K_z + 1)}{(m \cdot F_m)^2}, \quad (4.10)$$

де K_z – коефіцієнт згладжування;

F_m – частота живильної мережі, Гц;

m – кількість фаз.

Для однонапівперіодної схеми $m=1$, для двонапівперіодної і мостової $m=2$.

Значення L і C повинні вибиратися так, щоб виконувалася умова:

$$2\pi m F_m L > \frac{1}{2\pi m F_m C}$$

Г-образний реостатно-ємнісний (RC) фільтр (рис. 4.3, б) доцільно застосовувати при малих випрямлених струмах (15 - 25 мА) і невеликих коефіцієнтах згладжування. Такий фільтр має малу масу і розміри і мінімальну собівартість.

Недоліками RC-фільтра є низький ККД через значне падіння випрямленої напруги на опорі фільтра.

Добуток RC (Ом*мкФ) визначається виразом:

$$RC = 1.5 \cdot 10^5 \cdot \frac{K_3}{m F_M} \quad (4.11)$$

Опір R вибирається з умови допустимого падіння випрямленої напруги на фільтрі.

4.1.3.2 Стабілізатори постійної напруги

Вихідна напруга випрямляча має великі пульсації і залежить від коливань напруги мережі і зміни навантаження. Для отримання напруги, яка незначно залежить від вказаних чинників, застосовують стабілізатори. По методу стабілізації вони поділяються на параметричні і компенсаційні. За способом стабілізації – з безперервним і імпульсним регулюванням.

Найпростішим стабілізатором напруги є **параметричний**. Його структурна схема наведена на рис. 4.4.

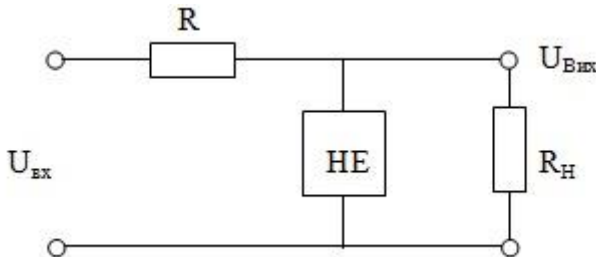


Рисунок 4.4 – Структурна схема параметричного стабілізатора напруги

Стабілізація напруги в даній схемі здійснюється за рахунок властивостей ВАХ нелінійного елемента (HE), наприклад,

стабілітрона, напруга на якому мало залежить від струму, що проходить через нього.

Коефіцієнт стабілізації напруги параметричного стабілізатора визначається за формулою:

$$K_{ст} = \frac{U_{вх}}{U_{ст}} \cdot \frac{R}{r_{ст}}, \quad (4.12)$$

де $r_{ст} = \frac{\partial U_{ст}}{\partial I_{ст}}$ - диференціальний опір стабілітрона

Параметричні стабілізатори не дозволяють плавно регулювати вихідну напругу і точно встановлювати її значення. Вони знаходять застосування як джерела опорної напруги (ДОН), коли споживаний струм малий (15 – 20 мА), наприклад, в компенсаційних стабілізаторах напруги.

Компенсаційні стабілізатори відносяться до пристроїв з регульованим зворотним зв'язком (рис 4.5).



Рисунок 4.5 – Структурна схема компенсаційного стабілізатора

У наведеній схемі регулюючий елемент (транзистор) включений послідовно з навантаженням R_H . При зміні входної напруги $U_{вх}$ або струму навантаження, в пристрої порівняння формується сигнал управління у вигляді різниці вихідної і опорної напруги, який підсилюється підсилювачем і подається на вхід регулюючого елемента, змінюючи його опір по постійному струму, таким чином, щоб вихідна напруга U_H на навантаженні R_H зберігалася постійною з певною мірою точності. Пристроєм порівняння виділяється також сигнал і змінної складової (пульсації) випрямленої напруги і згладжується регулюючим елементом до дуже малого рівня.

Компенсаційні стабілізатори знаходять широке застосування в ПЖ. Однак ККД їх низький, тому що частина входної напруги падає на регулюючому елементі (транзисторі).

Принцип дії **імпульсного стабілізатора** оснований на періодичному підключенні на час тривалості імпульсу навантаження до джерела і його відключення на час паузи. Якщо напруга джерела рівна $U_{вх}$, то постійна складова напруги на навантаженні:

$$U_H = \frac{U_{вх} \cdot t_i}{T}, \quad (4.13)$$

де t_i – тривалість імпульсу;

T – період проходження імпульсів.

Змінюючи тривалість імпульсу t_i можна регулювати вихідну напругу.

Схема імпульсного компенсаційного стабілізатора наведена на рис. 4.6.

Період проходження імпульсів T задається керованим генератором. Цими імпульсами керується ключ, що періодично підключає джерело напруги $U_{вх}$ до навантаження. Фільтр НЧ виділяє постійну складову вихідної напруги. Джерело опорної напруги (ДОН) і підсилювач виробляють сигнал управління генератором імпульсів. При підвищенні вихідної напруги тривалість імпульсів повинна зменшуватися, а при пониженні збільшуватися.

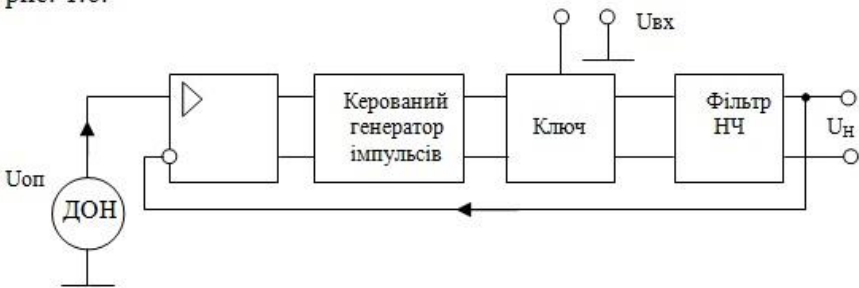


Рисунок 4.6 – Схема імпульсного стабілізатора

Імпульсні стабілізатори в залежності від способу управління регулюючим транзистором (ключем) можуть виконуватися з широтно імпульсною модуляцією (ШІМ) і частотно-імпульсною модуляцією (ЧІМ). У ШІМ стабілізаторах змінюється тривалість імпульсу, а в ЧІМ стабілізаторах змінюється частота проходження імпульсів.

Імпульсний режим роботи дозволяє значно зменшити втрати на регулюючому елементі і тим самим підвищити ККД пристрою живлення, зменшити його масу і габарити, за рахунок зменшення площі радіатора для регулюючого транзистора.

4.1.3.3 Пристрої живлення з безтрансформаторним входом

У сучасній РЕА знайшли застосування імпульсні пристрої живлення (ІПЖ) в яких відсутній мережевий трансформатор. Структурна схема ІПЖ наведена на рис. 4.7.

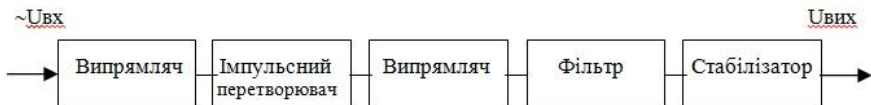
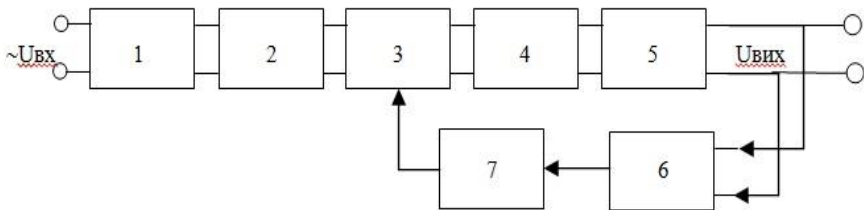


Рисунок 4.7 – Структурна схема безтрансформаторного пристрою живлення

Напруга мережі подається на вхід випрямляча без попередньої трансформації. Випрямлена напруга поступає на імпульсний перетворювач, що перетворює постійну напругу в змінну з частотою проходження імпульсів в декілька десятків кілогерц. Змінна високочастотна напруга трансформується малогабаритним трансформатором до потрібного значення, випрямляється, фільтрується, стабілізується.

У даній схемі імпульсний перетворювач повинен мати ККД близький до одиниці.

Застосування керованих імпульсних перетворювачів напруги дозволяє будувати ПЖ з ШІМ. У даній схемі ПЖ стабілізація вихідної напруги здійснюється шляхом зміни тривалості імпульсів в керованому імпульсному перетворювачі. Структурна схема безтрансформаторного пристрою живлення наведена на рис. 4.8.



1 – випрямляч; 2 – фільтр; 3 – керований імпульсний перетворювач; 4 – випрямляч; 5 – фільтр; 6 – схема порівняння; 7 – схема управління

Рисунок 4.8 – Структурна схема безтрансформаторного ПЖ з керованим імпульсним перетворювачем

Відсутність у наведених схемах ПЖ мережевого трансформатора і дроселя згладжуючого LC фільтра істотно зменшує масогабаритні характеристики і збільшує ККД пристроїв живлення.

4.1.4 Методи зниження електромагнітних завад в пристроях живлення

Пристрої живлення є джерелами електромагнітних завад (ЕМЗ), інтенсивність і спектральна характеристика яких залежать від швидкості та ступеня зміни струму (напруги), конструкції завадовипромінюючих елементів, монтажу міжвузлових з'єднань і контурів заземлення.

Електромагнітна сумісність (ЕМС) пристроїв живлення в РЕА забезпечується на етапі їх проектування як схемотехнічними так і конструктивними методами.

Схемотехнічні методи зменшення ЕМЗ використовуються на початковій стадії проектування ПЖ при виборі схеми і електричних режимів роботи її елементів.

Конструктивні методи зменшення ЕМЗ повинні передбачати:

- взаємну компенсацію магнітних потоків, наприклад, застосуванням біфілярного монтажу кіл з імпульсним струмом;
- повузлове екранування елементів схеми ПЖ в силовому контурі;
- зниження паразитних ємнісних зв'язків між корпусом і елементами з імпульсним струмом.

Конструктор, що займається розробкою ПЖ повинен знати:

- основною перевагою стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням є можливість отримання вихідної напруги з малими пульсаціями і малим динамічним внутрішнім опором;

- імпульсні стабілізатори дозволяють отримати мінімальну масу і габарити, високий ККД, однак пульсації і їх внутрішній динамічний опір значно більші. Крім того, вони є джерелами імпульсних завад, що наводяться на шини первинного електроживлення і вихідних колах;

- електромагнітна сумісність ПЖ в РЕА забезпечується на етапі їх проектування як схемотехнічними методами, так і раціональним розміщенням і монтажем елементів в ПЖ.

4.2 Підготовка до роботи

4.2.1 Користуючись рекомендованою літературою та даними методичними вказівками ознайомитись із загальними принципами побудови пристроїв живлення.

4.2.2 Відповісти на контрольні запитання.

4.2.3 Підготувати протокол досліджень у вигляді табл. 4.1 – 4.4.

4.3 Порядок виконання роботи

4.3.1. Зібрати на робочому столі «Electronics Workbench» схему у відповідності з рис. 4.8, та установить в меню “Analysis” параметри моделювання у відповідності з рис. 4.9.

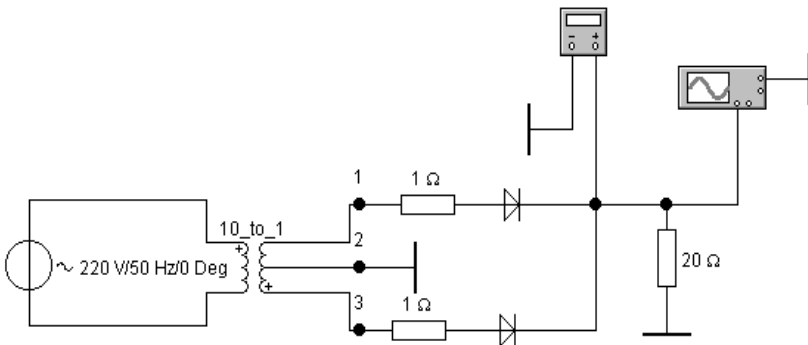


Рисунок 4.8 – Отримання змінної напруги однієї полярності за допомогою двонапівперіодного випрямляча

4.3.2 За допомогою мультиметра виміряти значення постійної та змінної напруги на виході випрямляча (на навантажувальному резисторі), а за допомогою осцилографа амплітуду і період коливань пульсацій. За формулою (4.4) розрахувати значення коефіцієнта пульсації. Результати вимірювань та розрахунків занести до табл. 4.1.

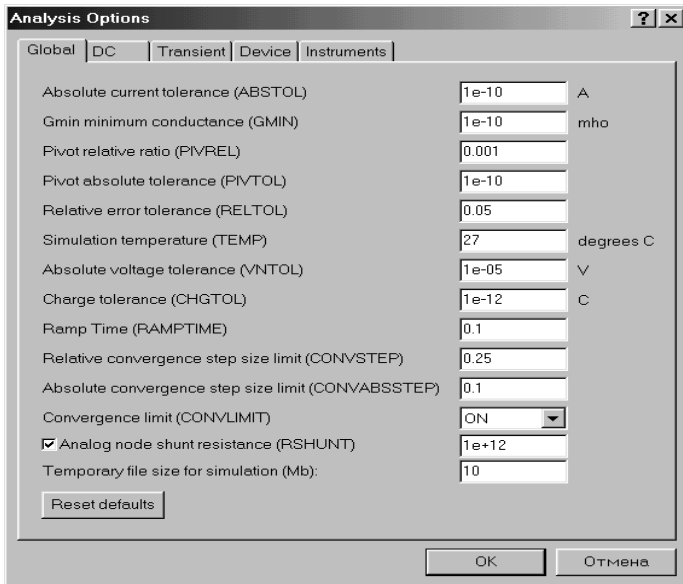


Рисунок 4.9 – Діалогове вікно параметрів моделювання

Таблиця 4.1 – Результати дослідження випрямляча

Параметри напруги на виході випрямляча	
Напруга постійної складової, V	
Амплітуда пульсацій, V	
Коефіцієнт пульсацій, %	

4.3.3 Перетворити схему рис. 4.8 в схему рис. 4.10, додавши до неї два фільтри, оформлених у вигляді підсхем (Subcircuit).

4.3.4 Включити в схему RC-фільтр та за допомогою мультиметра виміряти значення постійної напруги на його вході і виході (на навантажувальному резисторі), а за допомогою осцилографа – амплітуду пульсацій. За формулою (4.9) розрахувати значення коефіцієнта згладжування. Результати вимірювань та розрахунків занести до табл. 4.2. Після чого замінити RC- фільтр на LC-фільтр і повторити вимірювання тих же параметрів.

Таблиця 4.2 – Результати дослідження фільтрів

Параметри напруги	RC- фільтр	LC –фільтр
Напруга постійної складової до фільтра, V		
Амплітуда пульсацій до фільтра, V		
Напруга постійної складової після фільтра, V		
Амплітуда пульсацій після фільтра, V		
Коефіцієнт згладжування		

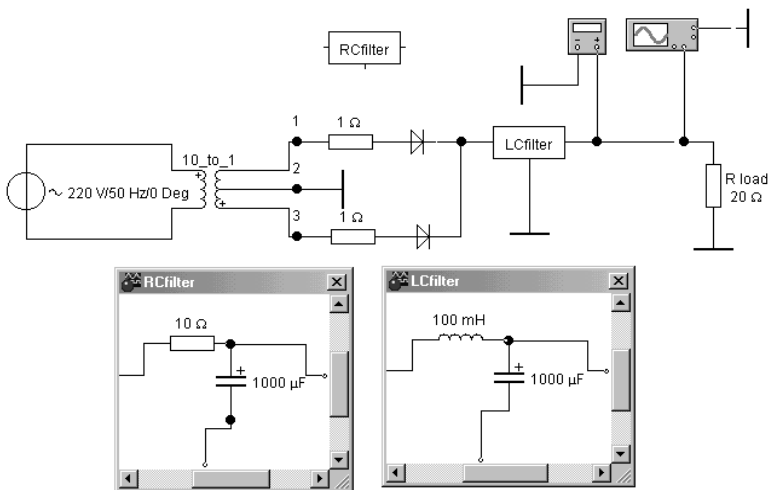
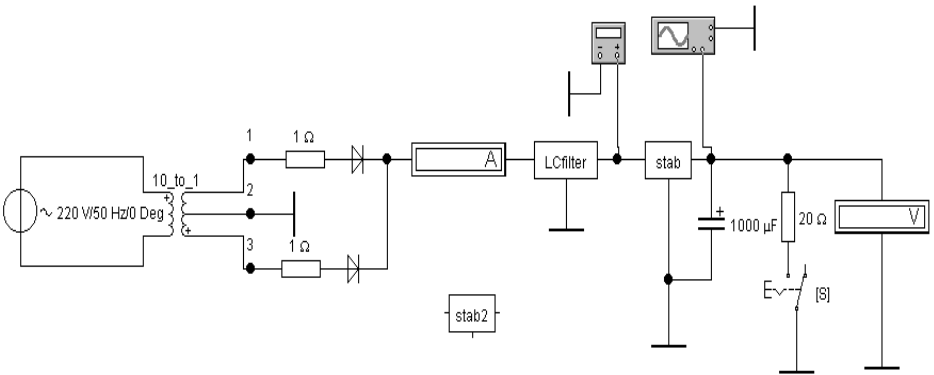


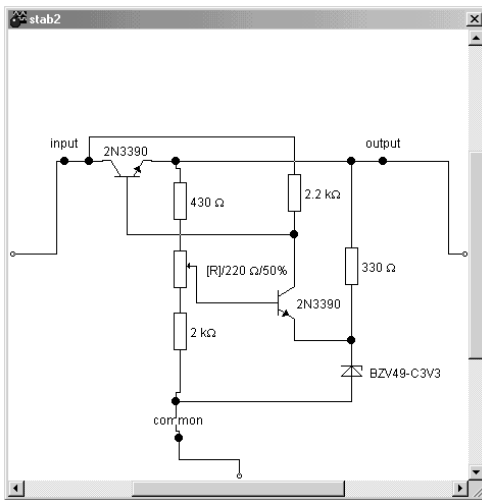
Рисунок 4.10 – Отримання постійної напруги за допомогою фільтрів

4.3.5 Створити в схемі рис. 4.10 дві підсхеми стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням та додати одну з підсхем (на транзисторах) в схему пристрою живлення так, як це показано на рис. 4.11.

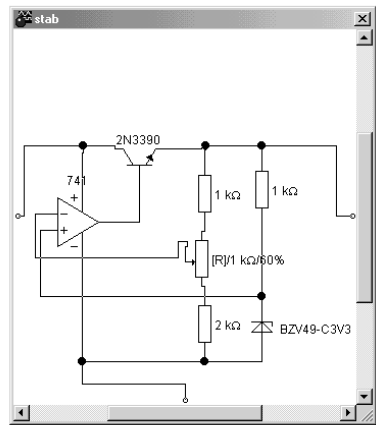
4.3.6 Змінюючи навантаження пристрою живлення перемикачем S, виміряти струм, споживаний від первинної мережі і значення постійної напруги і амплітуди пульсацій на вході і виході стабілізатора. Результати вимірювань занести до табл. 4.3.



a)



б)



в)

а) схема пристрою живлення;

б) стабілізатор напруги на транзисторах;

в) стабілізатор напруги на операційному підсилювачі

Рисунок 4.11 – Стабілізований пристрій живлення постійної напруги з безперервним регулюванням

Таблиця 4.3 – Результати досліджень стабілізаторів з безперервним регулюванням при варіації струму навантаження

Параметри	Варіант стабілізатора			
	На транзисторах		На ОП	
	$R_H = \infty$	$R_H = 20 \Omega$	$R_H = \infty$	$R_H = 20 \Omega$
Струм споживання, mA				
Напруга на вході, V				
Напруга на виході, V				
Амплітуда пульсації на вході, mV				
Амплітуда пульсації на виході, mV				

4.3.7 Підключити навантаження до виходу стабілізатора та, змінюючи напругу живильної мережі 220 Вольт на ± 22 Вольти, виміряти мультиметром постійну напругу на навантаженні. За формулою (4.3) розрахувати коефіцієнт стабілізації. Результати вимірювань та розрахунків занести до табл. 4.4.

4.3.8 Замінити підсхему стабілізатора на транзисторах на підсхему на операційному підсилювачі і повторити вимірювання тих же параметрів. Результати вимірювань внести до табл. 4.3 та табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Результати досліджень стабілізаторів з безперервним регулюванням при варіації вхідної напруги

Параметри	Варіант стабілізатора					
	На транзисторах			На ОП		
	Напруга мережі, V			Напруга мережі, V		
	220	198	242	220	198	242
Напруга на вході, V						
Напруга на виході, V						
Коефіцієнт стабілізації						

4.4 Зміст звіту

4.4.1 Мета роботи.

4.4.2 Схема пристрою живлення з безперервним регулюванням.

4.4.3 Результати досліджень у вигляді табл. 4.1 – 4.4.

4.4.4 Висновки по роботі, які віддзеркалюють переваги та недоліки різних схем побудови ДВЕ.

4.5 Контрольні запитання

4.5.1 Призначення та склад пристроїв живлення.

4.5.2 Основні параметри пристроїв живлення.

4.5.3 Провести класифікацію пристроїв живлення.

4.5.4 Які функції в ПЖ виконують випрямляч, фільтр?

4.5.5 Накреслити структурну схему параметричного та компенсаційного стабілізатора та пояснити принцип їх роботи.

4.5.6 Накреслити структурну схему імпульсного стабілізатора та пояснити принцип його роботи.

4.5.7 Накреслити структурну схему безтрансформаторного ПЖ та пояснити принцип його роботи.

4.5.8 Дати порівняльну характеристику параметричного, компенсаційного та імпульсного стабілізатора напруги. Які вони мають переваги та недоліки?

4.5.9 Які переваги мають безтрансформаторні ПЖ?

4.5.10 Яким чином забезпечити електромагнітну сумісність ПЖ в РЕЗ?

ЛІТЕРАТУРА

1 Основи радіоелектроніки: навч. посібник для студ. вищ.техн. навч. закл.: рек. МОНУ / Ю. Я. Бобало, Р. І. Желяк, М. Д. Кіселичник та ін. ; за ред. Б. А. Мандзія. – Львів : ЛНУ "Львівська політехніка", 2002. – 456 с.

2 Сисоєв В. М. Основи радіоелектроніки: підручник / В. М. Сисоєв. – Київ : Вища школа, 2004. – 279 с.

3 Кичак В.М. Основи радіоелектроніки: навчальний посібник / В. М. Кичак, Ю. В. Крушевський, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 368 с.

4 Каяцкас А.А. Основи радіоелектроніки. - М.: Вища школа,1998. -464с.

5 Баскаков З. Н. Радіоелектронні кола і сигнали. - М.: Вища школа.,1998. - 448 с.

6 Радіотехніка. Енциклопедичний навчальний довідник / за ред.. проф.. Ю.Л. Мороза, Є.А. Мачюського, В.І. Правди. - К., Вища школа, 1993. - 837 с.

7 Карлащук В. И. «Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение». Салон – Р. М.: 1999. – 506 с.

8 Источники электропитания РЭА: справочник/ Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под. ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.