

Київський національний університет імені Тараса Шевченка  
Радіофізичний факультет

**ВИВЧЕННЯ ЛАБОРАТОРНИХ ПРИЛАДІВ**

Методичні вказівки до лабораторної роботи  
з курсу “ Основи радіоелектроніки”

для студентів радіофізичного факультету

Київ

### **ОСНОВНІ ВИМОГИ З ТЕХНІКИ БЕЗПЕКИ**

1. Перед початком роботи перевірити наявність загального провідника у всіх приладах.
2. Багаторазове вмикання та вимикання приладів призводить до їх псування.
3. Треба вимикати живлення приладів лише після закінчення всіх вимірів.
4. Джерело струму для всіх макетів загальне. Напруга стабілізована - (-10 В).

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА N1

### **ВИВЧЕННЯ ЛАБОРАТОРНИХ ПРИЛАДІВ**

1. Вивчити принцип роботи, порядок вмикання, настроювання та проведення вимірів для таких приладів:

а) *генератори:*

установка потрібної частоти та вихідної напруги для заданого вихідного опору генератора;

б) *осцилографи:*

призначення всіх органів керування, визначення частоти та амплітуди коливань, а також тривалості імпульсів;

в) *вольтметри:*

підключення до схеми, установка нуля та відлік показів на всіх шкалах;

г) *мультиметри:*

підключення до схеми для визначення частоти.

2. Зробити в робочому зошиті помітки, необхідні для особистого користування при виконанні лабораторних робіт.

### ГЕНЕРАТОР НИЗЬКОЧАСТОТНИХ КОЛИВАНЬ ГЗ – 33 (ГЗ-34)

Діапазон частот від 20 Гц до 200 000 Гц перекривається чотирма піддіапазонами.

В генераторі передбачена можливість плавного регулювання вихідної напруги. Максимальне значення вихідної напруги при узгодженому навантаженні 600 Ом, частоті 1000 Гц повинно бути не менше 55 В і не більше 63 В. На інших частотах вихідна напруга - в межах частотної характеристики.

Генератор має ступінчатий атенюатор, розрахований на активне навантаження 600 Ом, який забезпечує загальне послаблення 100 Дб. Градування атенюатора повинно забезпечувати відлік вихідної напруги в децибелах і мілівольтах.

Напруга на вході атенюатора контролюється стрілковим приладом, розмах стрілки якого не повинен перевищувати 2-х поділок на частоті 50 Гц і однієї поділки на частотах кратних 50 Гц.

#### Порядок вимірів:

1. Увімкнути тумблер “вкл.” і прогрівати генератор 30 хвил.
2. Встановити за допомогою перемикача “множитель” і ручки “частота Hz” потрібну частоту.
3. Регулювання амплітуди вихідної напруги здійснюється плавно за допомогою потенціометра “рег. выхода” і ступенями через кожні 10 Дб за допомогою перемикача атенюатора “пределы шкал–ослабление”, початкове положення якого “+30 Дб”.
4. При роботі приладу на опір значно більший 600 Ом необхідно увімкнути внутрішнє навантаження 600 Ом за допомогою тумблера “внутр. нагр.”.
5. Контроль вихідної напруги здійснюється стрілковим приладом. В залежності від величини вихідної напруги перемикач “шкала прибора” ставиться в положення “x1” або “x2”.
6. При установці перемикача “вых. сопротивление  $\Omega$ ” в одне з чотирьох положень стрілка, що йде до вікна атенюатора, вказує відповідно граничне значення шкали стрілкового приладу в точках 10 і 30, а також величину послаблення.

## ГЕНЕРАТОР КОЛИВАНЬ ВИСОКОЇ ЧАСТОТИ Г4-18А

Діапазон частот (0,1 – 35) МГц розбитий на 6 піддіапазонів. Вихідний сигнал знімається з гнізда “0,1 – 1 В” або з гнізда “ $\mu V$ ”, якщо необхідна вихідна напруга менше 100 мВ.

Оптимальний опір навантаження 75 Ом.

Передбачена можливість амплітудної модуляції вихідного високочастотного коливання за допомогою внутрішнього генератора низької частоти (400 або 1000 Гц) або від зовнішнього джерела (гніздо “внеш. мод.”).

Стрілковий індикатор слугує для калібровки вихідного дільника і для установки коефіцієнта модуляції “М” (перемикач “уровень К – М%”).

*Порядок настроювання:*

1. Поставити перемикач “уровень К - М%” у верхнє положення.
2. Увімкнути тумблер “вкл. ~”. Через 3-5 хвил. встановити нульовий показ індикатора (ручка “0”). ← →
3. Перевести перемикач “уровень К – М%” в нижнє положення. Включити генератор високої частоти “ген. ВЧ”.
4. Рукояткою “ $\mu V$ ” під індикатором встановити червону стрілку напроти “К” (літера “К” знаходиться біля ступінчатого дільника “выход” (зліва зверху)).
5. Перевести тумблер “уровень К – М%” у верхнє положення і ручкою “устан. урвня К” виставити стрілку індикатора на рівень К (при цій операції на каліброваному дільнику встановлюється напруга 1 В).
6. Вихідна напруга в межах (0,1 – 1 В) встановлюється за допомогою ступінчатого дільника “выход”. Відлік напруги проводиться по зовнішній (прозорій) шкалі – червона стрілка вказує соті частки вольт. Щоб отримати величину напруги між фіксованими положеннями перемикача “вых.”, можна скористатися ручкою “ $\mu V$ ” - при цьому допускається відхід стрілки індикатора з рівня К (ручку “устан. урвня К” не чіпати).
7. Вихідна напруга в межах (1,0 мкВ – 0,1 В) (гніздо “ $\mu V$ ”) устанавлюється за допомогою дільника “выход” і перемикача “0,1 – 1000”. Напруга в мкВ визначається добутком показів зовнішньої шкали на покази відповідної межі перемикача.

*Примітка:* Зовнішній ступінчатий дільник в положенні “10” відключений, тому, для того щоб одержати напругу, що відповідає “10”, необхідно перемкнуту дільник в наступне положення і підвести червону стрілку під поділку “10”.

## ГЕНЕРАТОР G305

Діапазон генерованих частот - (0, 01 Гц – 10 МГц).

Прилад здатний генерувати сигнали синусоїдальної форми, прямокутної, трикутної і пилкоподібної, а також імпульсні сигнали. Має внутрішній (для всієї смуги частот) і зовнішній (від 1 Гц до 10 МГц) лічильники.

Оскільки прилад може здійснювати безліч різних операцій, таких як неперервна генерація, генерація строб-імпульсів і пускових імпульсів, а також пакетів ВЧ-сигналів і свіп-генерацію (тобто зі змінною частотою), він може використовуватися, наприклад, для вимірів частоти, характеристик аудіо- і відео приладів і автоматичного тестування будь-якого обладнання.

### Призначення деяких ручок на передній панелі:

1. Power Switch Applies or Removes AC Power - Вимикач живлення. При натиснутій кнопці вмикається; світлодіоди на панелі лічильника загоряються. При повторному натисненні – вимикається.
2. Counter Display Led - Панель лічильника на світлодіодах
3. Freq. Range Switch - Перемикач діапазону частот
4. Freq./Stop Freq. (Hz) Dial - Плавне регулювання частоти
5. Mode Switch - Перемикач вибору видів роботи: синусоїдальні, імпульси (строб або пускові), пакети сигналів, свіпування
6. Function Switches - Перемикач форми сигналів: синусоїда, прямокутні або трикутні по формі
7. Attenuation (dB) Variable Control - Атенуатор вихідного сигналу. Зовнішня рукоятка встановлює атенуатор на 0, 20, 40, 60 дБ. Внутрішня здійснює плавне регулювання.

Примітка: Інші ручки при виконанні лабораторних робіт **не чіпати**

### Інструкція по роботі

Вихідний опір генератора 50 Ом. Тому до нього треба під'єднати кабель з 50 Ом, щоб отримати кращі частотні характеристики. Для безпеки роботи прилад потрібно заземлити. Прогрів приладу – 20 хвилин.

### Генерація основних сигналів

#### Положення ручок

- MODE (5) - Вид сигналів CW (неперервні).  
FUNCTION (6) - Функція вибрати.  
AM (16) - Амплітудна модуляція виключити OFF.  
SYMMETRIY (11) - Симетрія по необхідності.  
FREQ. RANGE (2) - Діапазон частот необхідний діапазон.  
FREQ. DIAL (4) - Частота плавно потрібне значення.  
ATTENUATION (8) – Атенуатор бажане послаблення.

### Амплітудна модуляція

Прилад видає амплітудну модуляцію, коли зовнішній модулюючий сигнал подається через вхід (17) MOD IN Terminal. Для амплітудної модуляції натиснути кнопку AM Switch (ON).

### Положення ручок

MODE (5) CW (неперервні).

FUNCTION (6) .

AM (16) ON.

SYMMETRYE (11) натиснути.

FREQ. RANGE (3) необхідна смуга.

FREQ. DIAL (4) потрібне значення.

DC OFFSET (7) по необхідності.

AM CARRIER (22) бажаний рівень.

MOD LEVEL (20) бажаний рівень модуляції.

Примітка: Рукоятка (22) повинна знаходитися в крайньому лівому положенні або крайньому правому . Коли ручка (20) в крайньому лівому положенні, модуляції немає, в крайньому правому – максимальна модуляція

Вихідна напруга генератора регулюється ручкою “ ATT dB “ (зовнішньою і внутрішньою).

Межі вимірів напруги при положеннях ручки:

Внутрішня Зовнішня

крайне ліве положення крайне праве

0 -- 2,6 В - 7,8В.

20 -- 0,26 В - 0,78В.

40 -- 26 мВ - 78 мВ.

60 -- 2,6 мВ - 7,8 мВ.

Діапазон частот регулюється ручками “ FREQ. RANGE” (діапазон частот) і “FREQ./STOP REQ “ (плавне регулювання частоти) REQ. RANGE FREQ / STOP RANGE  
крайне ліве положення (0,1) крайне праве (10)

x 100 -- 10 Гц - 1000 Гц.

x 1K -- 0,1 кГц - 10 кГц.

x 10K -- 1 кГц - 100 кГц.

x 100 K -- 10 кГц - 1 МГц.

x 1M -- 0,1 МГц - 10,4 МГц.

## ОСЦИЛОГРАФ 6502 (20 MHz OSCILLOSCOPE 6502)

Ця модель осцилографа має смугу частот від 0 до 60 МГц, високу чутливість, великий розмір ЕПТ, припускає синхронізацію з телевізійними системами. Сигнали нормальної (x1) і підсиленої величини (x10 або x5) відтворюються одночасно; стабільний запуск має місце навіть для двох некорельованих частот; фокусування корегується автоматично.

### Призначення ручок в секції вертикальної вісі:

1. CH1 (30) - вхід першого каналу для вертикального відхилення променя.
2. CH2 (24) - вхід другого каналу для вертикального відхилення променя.
3. AC – GND – DC (29, 22)) (для кожного з вертикальних каналів) - вибір типу сигналу для вертикального підсилювача: AC – тільки змінний сигнал, GND – вхід вертикального підсилювача заземлений, DC – вхідний сигнал має як постійну, так і змінну складові.
4. VOLTS / DIV : зовнішня рукоятка (25, 33) - ступінчате регулювання вхідних сигналів; внутрішня (26, 32) – плавне регулювання вхідних сигналів.
5. POSITION (35, 23) - рух картини CH1 і CH2 вгору і вниз.
6. x 5 MAG (36, 20) - підсилення вхідного сигналу в 5 разів.

### Призначення ручок в секції горизонтальної вісі:

1. TIME / DIV (15) - розгортка по горизонталі, швидкість відхилення променя.
2. POSITION (14) - зміщення по горизонталі.
3. XY (11) - CH1 і CH2 сигнали у вигляді X – Y графіку.
4. TRIG SOURCE (18) - вибір джерела запускаючого сигналу: INT - сигнал з входу CH1 або CH2 є запускаючим; CH2 - запускаючим є сигнал лише з входу CH2; LINE - запуск від мережі змінного струму (50 Гц); EXT - запуск зовнішнім сигналом через вхід (19).
5. TRIG LEVEL (17) - установка рівня, з якого починається запуск.
6. TRIG MODE (16) - перемикач виду запуску (розгортка): AUTO: відхилення відбувається звичайним чином, навіть тоді, коли вхідних сигналів немає і немає сигналів запуску. Стационарна картинка має місце, коли є запускаючий сигнал; NORM: картинка створюється тільки тоді, коли є вхідний сигнал. Відхилення відсутнє, коли немає вхідного сигналу або він не синхронізований.

Примітка: Цифри в дужках відповідають позначенням на рисунку передньої панелі приладу, приведеному в описі осцилографа.

### Інструкція для роботи

1. Підготовка приладу до включення.
  - а) Перевірте та встановіть правильне значення напруги живлення від мережі.
  - б) Положення рукояток:
    - POWER ( Живлення ) - відтиснути .
    - INTENSITY (Яскравість) - повернути до кінця проти часової стрілки.
    - FOCUS (Фокус ) - на центр.
    - AC – GND – DC - під'єднати заземлення (GND).
    - VERTICAL POSITION - поставити на центр (x 5 MAG відтиснути).



MODE - CH1.  
TRIG MODE – AUTO.  
TRIG SOURCE - INT (запуск внутрішньої синхронізації).  
TRIG LEVEL - на центр.  
TIME / DIV - 0,5 ms / Div - швидкість розгортки.

в). Ввімкнути живлення. Розгортка повинна з'явитися приблизно через 15 сек., якщо ручка регулювання яскравості (Inten Knob) повернута по часовій стрілці.

2. Розгортка одного сигналу (першого).

а) Ввімкнути вертикальну вісь першого каналу CH1 (34).

б) Натиснути кнопку AUTO на перемикачі (16) (TRIG MODE).

в) Натиснути кнопку INT на джерелі розгортки TRIG SOURCE (18).

г) Відтворити сигнал. Засинхронізувати його можна рівнем синхронізації TRIG LEVEL (17). Якщо використовується другий канал CH2, то кнопка CH2 (28) натиснута, TRIG SOURCE - в положенні CH2. Все останнє, як і для каналу CH1.

3. Однчасне підключення двох каналів.

а) Натиснути одночасно кнопки CH1 (34) і CH2 (28).

б) При вимірі різниці фаз ведучий сигнал повинен бути запускаючим.

в) Для відтворення алгебраїчної суми сигналів натиснути кнопку ADD (31).

4. Розгортка X – Y картинки

Якщо натиснута кнопка X – Y , то по X розгортається сигнал з каналу CH1, а по Y - з каналу CH2.

### МІЛЛВОЛЬТМЕТР ВЗ – 38

Призначений для вимірювання змінної синусоїдальної напруги в межах від 0,1 мВ до 300 В в діапазоні частот 20 Гц ÷ 5 МГц.

Максимальна похибка  $\pm 2,5\%$  при  $U \leq 0,3$  В та  $\pm 4\%$  при  $U > 0,3$  В для частот не більше 1 МГц. Вхідний опір  $R_{вх} \geq 4 \cdot 10^6$  Ом.

Ємність вимірювального кабелю  $C_k \leq 80$  пФ.

*Структура:* вхідний дільник, вхідний каскад, атенюатор, широкосмуговий підсилювач та детектор зі стрілковим індикатором.

Перед початком роботи перемикач меж вимірювання встановлюється на межу очікуваної напруги.

### МУЛЬТИМЕТР ВР – П

Призначений для вимірювання постійної напруги від 1мВ до 1000В при  $R_{вх} = 10$  МОм; змінної напруги від 1 мВ до 300 В при  $R_{вх} = 1$  МОм; опору від 1 Ом до 2 МОм; частоти від 10 Гц до 10 МГц при  $R_{вх} \geq 50$  кОм; величини постійного або змінного струму від 1 мкА до 1 А.

*Принцип дії:* перетворення вимірюваної величини в пропорційний їй інтервал часу, який потім перетворюється в цифровий код. Перед початком вимірів натиснути кнопку “200”, а на перемикачі роду роботи кнопку, відповідну виду вимірів. Підключити прилад до схеми і ввімкнути живлення. Змінюючи межу вимірів, отримати відлік на цифровому індикаторі. Літера “П” в старшому розряді свідчить про переповнення лічильника. Миготіння знаку “-“ в старшому розряді свідчить про неправильну полярність вхідної напруги.

Після закінчення вимірів прилад необхідно відключити від електричної мережі.

## МУЛЬТИМЕТР PROTEK 4000 (DIGITAL MULTIMETER (TRUE RMS))

### 2. Призначення кнопок

#### 2-1 HOLD

Якщо натиснути цю кнопку, то покази на екрані LCD (дисплей на рідких кристалах) “заморожуються” і не перестановлюються. Повторне натискання кнопки повертає роботу до нормальної.

#### 2-2 REAL

Цей режим дозволяє оператору вимірювати і порівнювати величину, що вимірюється, відносно опорної величини, відмінної від 0. Відносна величина визначається з рівняння: відносна = виміряна - опорна

#### 2-3 ALT – F

Деякі кнопки відповідні за дві функції (напр. Hz / PW ). Кнопка ALT – F визначає, котру з них реалізувати. Якщо ALT – F не натиснена, виконується функція в чисельнику (Hz) , якщо натиснена - PW.

#### 2-4 MENU

Натискання цієї кнопки вводить прилад в режим вибору меню. Повторне натискання повертає прилад до попередньої операції. Коли прилад в режимі меню, то всі кнопки-комутатори виникають на верхній частині екрану як курсори, що мерехтять, для кожного з комутаторів. Для вибору потрібного режиму натискати кнопки “◀” або “▶” доти, поки курсор не зупиниться на бажаній кнопці-комутаторі. Далі натиснути ENTER для реалізації цього режиму.

#### 2-5 “◀”

Використовується для ручного вибору рівня і зсуває рівень даних вимірів приладу на одну десятю вліво. Щоразу при натисканні цієї кнопки декадна точка зсувається на одну позицію вліво. Натискання цієї кнопки при роботі в режимі MENU зсуває курсор, що мерехтить, вліво.

#### 2-6 “▶”

Те ж саме, що 2-5, але вправо

#### 2-7 ENTER

Натискання ENTER реалізує функцію, вибрану за допомогою кнопок “◀” або “▶”, як описано в розділі MENU. Якщо натиснути ENTER , комутатор, що мерехтить, перестає мерехтити, і всі інші пункти меню зникають. Якщо ж раніше були натиснуті кнопки “AUTO OFF” або “RS232C” , то ці позиції зберігаються на екрані.

#### 2-8. M / M / A (MAX / MIN / AVERAGE)

Ця опція фіксує найбільше, найменше або середнє значення величини, що вимірюється, в пам’яті і відтворює його на екрані.

### Інструкція по роботі

1. Включити прилад, натиснувши на червону клавішу.
2. Під’єднати зонди до об’єкту вимірювань.

3. Виміри напруги:
  - а) натиснути кнопки mV або V. Екран LCD висвічується, як показано на рис. 2 і 5 (стор. 29 опису приладу: DC 0.0002 V 10.50 M ) Для вимірів змінної напруги (AC) натиснути кнопку ALT- F.
  - б) Якщо вимірювальна напруга занадто висока, на екрані висвічується “OL”. В цьому випадку негайно від’єднати зонди від джерела напруги і визначити причину перевантаження.
4. Виміри частоти.
  - а) натиснути кнопку Hz. На екрані дисплею висвічується вимірювальна частота. Для переходу з режиму вимірів напруги до вимірів частоти натиснути на кнопку ALT-F

## ДОДАТОК

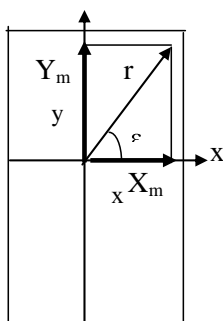
### Складання коливань

Будь-яка коливальна система здатна одночасно здійснювати декілька коливань. Окремі коливання при цьому складаються в результуюче коливання. Складання коливань базується на принципі суперпозиції ( якщо тіло здійснює декілька коливань, то ці коливання складаються незалежно одне від другого, тобто не впливаючи одне на друге). Оскільки відхилення і амплітуди являють собою вектори, їх результуючі можна обчислити відомими способами як графічно, так і алгебраїчно. Варто відрізнити:

- складання коливань, що відбуваються в одному напрямку;
- складання коливань, що відбуваються у взаємно перпендикулярних напрямках.

### Коливання, які відбуваються в різних напрямках (Фігури Ліссажу)

Нехай система бере участь у коливаннях, які відбуваються в двох напрямках, а саме вздовж вісей  $x$  і  $y$  прямокутної системи координат:



$$x = X_m \sin \omega_x t + \varphi_{0x}$$

$$y = Y_m \sin \omega_y t + \varphi_{0y}$$

Результуюче відхилення в момент  $t$  визначається як векторна сума. Якщо  $r$  - результуюче відхилення в момент часу  $t$ ;  $x, y$  - відхилення складових коливань в момент часу  $t$ ;  $\varepsilon$  - кут між результуючим відхиленням і додатним напрямком вісі  $x$ , то

$$r = \sqrt{x^2 + y^2}; \quad \varepsilon = \arctg \frac{y}{x}$$

Величини  $r$  і  $\varepsilon$  являють собою полярні координати результуючого відхилення.

Якщо з'єднати результуючі відхилення в різні моменти часу лінією, то матимемо траєкторію результуючих коливань ( в площині  $x, y$  ). При цьому виникають складні криві, котрі називаються фігурами Ліссажу. Лише у випадку однакових частот отримуються еліпси з різним ексцентриситетом (включаючи пряму і коло).

### Часткові випадки для $f_1 = f_2$ :

- $\Delta\varphi = 0, \pi$  ----- пряма;
- $0 < \Delta\varphi < \pi/2$  } ----- нахилений еліпс;
- $\pi/2 < \Delta\varphi < \pi$  }
- $\Delta\varphi = \pi/2$  ----- еліпс;
- $\Delta\varphi = \pi/2; Y_m = X_m$  ----- коло.

Київський національний університет імені Тараса Шевченка  
Радіофізичний факультет

**ОСНОВНІ НЕЛІНІЙНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ КОЛИВАНЬ  
У РАДІОТЕХНІЧНИХ КОЛАХ**

Методичні вказівки до лабораторної роботи  
з курсу “Основи радіоелектроніки”  
для студентів радіофізичного факультету

Київ

## МЕТА РОБОТИ

На лабораторному макеті ознайомитися з основними нелінійними перетвореннями коливань у радіотехнічних колах, де як нелінійний елемент використовується біполярний  $p-n-p$  транзистор.

### 1. ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ

Відомо, що повне дослідження процесів у складних електричних колах зводиться до розв'язку рівнянь, які складаються на основі законів Ома і Кірхгофа. Обидва ці закони являють собою лінійні залежності, і їх використання приводить до лінійних алгебраїчних рівнянь. Якщо величина хоча б одного з параметрів рівняння (хоча б одного з елементів кола) буде залежати від змінної (наприклад, сили струму), то все рівняння виявиться нелінійним, а коло, що описується таким рівнянням, називають нелінійним.

Застосування нелінійних кіл в електричних системах дозволяє проводити цілу низку перетворень сигналу. Всі вони пов'язані зі зміною його спектру. До таких перетворень можна віднести задачі стабілізації напруги і струму, створення сигналу певної форми з сигналу іншого вигляду (зокрема, гармонічного). Використання нелінійних систем разом з вузькосмуговими лінійними фільтрами, які виділяють окремі гармонічні складові або групи гармонік, дозволяє здійснювати такі перетворення як випрямлення змінного струму, помноження частоти сигналу, а також модуляцію, перетворення частоти та детектування, котрі широко застосовуються при передачі інформації по каналам зв'язку.

Нелінійними властивостями можуть володіти елементи електричного кола будь-якого типу (опір, індуктивність, ємність).

#### 1.1. Проходження сигналів у нелінійних електричних колах

Проходження будь-якого електричного сигналу (в тому числі і гармонічного) через нелінійне коло пов'язане зі зміною його форми в часі, тобто зі зміною його спектру. Гармонічний сигнал, зберігаючи періодичність з періодом  $T = 2\pi/\omega$ , перестав бути синусоїдальним. Подібне спотворення форми можна описати як появу у сигналі вищих гармонічних складових (гармонік) з частотами  $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega, \dots$

Якщо сигнал складається не з однієї, а з декількох гармонічних складових (наприклад, з двох з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2$ ), то комплект частот, тобто спектр сигналу, при проходженні через нелінійний елемент збагачується та ускладнюється. В його складі будуть тепер присутні не лише вищі гармоніки вхідних сигналів  $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$  і  $\omega_2, 2\omega_2, 3\omega_2, \dots$ , але і їх комбінаційні складові  $m\omega_1 \pm n\omega_2$ , де  $m, n = 1, 2, 3, \dots$

Розглянемо докладніше процес проходження через нелінійний чотириполюсник двох гармонічних сигналів з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2$  (рис. 1). Нехай до входу чотириполюсника прикладена змінна напруга

$$v(t) = v_{m1} \cos \omega_1 t + v_{m2} \cos \omega_2 t \quad (1)$$

а також постійна напруга  $U_0$ .

Струм  $i(t)$  на виході чотириполюсника є функцією сумарної напруги  $u(t)$ :

$$i(t) = f[u(t)] = f[U_0 + v(t)] \quad (2)$$

де вигляд функції  $f(u)$  визначається прохідною характеристикою чотириполюсника.

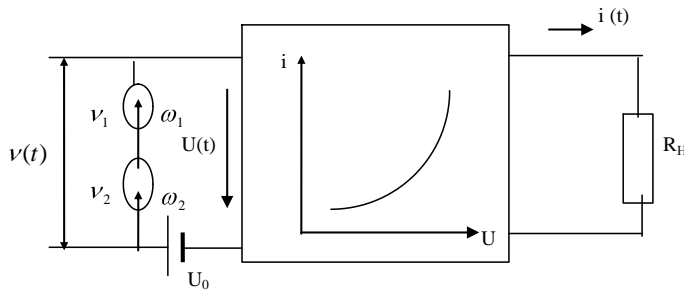


Рис.1

Будемо вважати, що змінна складова напруги  $U$  набагато менша від її постійної складової

$$|v(t)| \ll U_0 \quad (3)$$

Тоді можна використати розклад функції  $f(u)$  у ряд Тейлора в околі робочої точки  $U_0$

$$i(t) = f(U_0) + f'(U_0) \cdot v(t) + f''(U_0) \cdot v^2(t) + \dots = i_0 + av(t) + bv^2(t) + \dots \quad (4)$$

$$\text{де } i_0 = f(U_0); \quad a = f'(U_0); \quad b = f''(U_0)$$

За своїм фізичним змістом величина  $a$  є крутість прохідної характеристики в околі робочої точки. Величина  $b$  пропорційна до кривини функції  $f(u)$  в околі робочої точки і надалі називатимемо її кривиною.

Підставивши (1) у (4), маємо

$$i(t) = i_0 + av_{m1} \cos \omega_1 t + av_{m2} \cos \omega_2 t + bv_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + 2bv_{m1}v_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + bv_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t \quad (5)$$

і, використовуючи відомі формули тригонометрії

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha t; \quad \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

одержуємо

$$i(t) = i_0 + av_{m1} \cos \omega_1 t + av_{m2} \cos \omega_2 t + b \frac{v_{m1}^2}{2} + b \frac{v_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + 2bv_{m1}v_{m2} \cos \left[ \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t \right] + 2bv_{m1}v_{m2} \cos \left[ \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \right] + b \frac{v_{m2}^2}{2} + b \frac{v_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t \quad (6)$$

Видно, що, окрім початкових частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$ , у спектрі струму з'явилися другі гармоніки  $2\omega_1$  і  $2\omega_2$ , а також комбінаційні частоти  $\omega_1 + \omega_2$  та  $\omega_1 - \omega_2$ . Постійна складова струму збільшилась на  $\frac{b}{2} (v_{m1}^2 + v_{m2}^2)$ .



Урахування кубічного члена ряду (4) призвело б до появи складових з частотами  $3\omega_1$  і  $3\omega_2$ , а також нових комбінаційних частот  $2\omega_1 \pm \omega_2$  і  $\omega_1 \pm 2\omega_2$  та деякої зміни перших гармонік.

### 1. 2. Помноження частоти

Розглянемо випадок, коли є тільки один сигнал з частотою  $\omega_1$ , тобто  $v_{m2} = 0$ . Хоча періодичність сигналу на виході чотириполосника зберігається, форма його стає відмінною від синусоїдальної за рахунок виникнення вищих гармонік. Кількісною мірою такого псування сигналу є так званий коефіцієнт нелінійних спотворень – клірфактор. Нелінійні спотворення гармонічного сигналу з частотою  $\omega_1$  можна використати для одержання на виході нелінійного чотириполосника коливань з частотами  $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$  (рис. 2), настроївши вихідний контур на частоту  $2\omega_1$

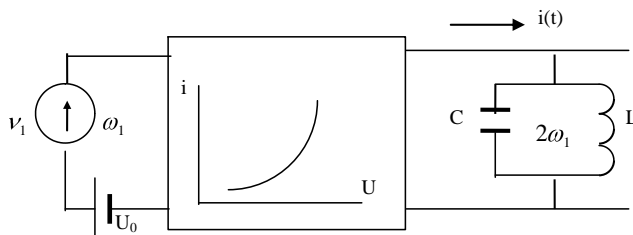


Рис.2

Перша гармоніка струму  $i$  (а також усі інші гармоніки, відмінні від другої) будуть вільно проходити через контур, не створюючи на ньому істотного спаду напруги, тоді як для другої гармоніки контур буде значним еквівалентним опором  $R_{екв}(2\omega_1)$  і спад напруги на ньому дорівнюватиме

$$v_{вих} = b \frac{v_m^2}{2} R_{екв}(2\omega_1) \quad (7)$$

Урахування кубічного члена в (4) або (5) дозволяє оцінити амплітуду третьої гармоніки у струмі  $i(t)$  і той спад напруги, який вона може створити на контурі, настроєному на цю гармоніку. Але амплітуда гармонік і ефективність помноження частоти швидко зменшуються із зростанням номера гармоніки і тому помноження з  $n > 3$  на практиці звичайно не використовується.

### 1. 3. Амплітудна модуляція

Модуляцією називають зміну одного з параметрів гармонічного високочастотного сигналу (амплітуди, фази або частоти) відповідно до закону зміни деякого другого низькочастотного сигналу.

Так, наприклад, під амплітудною модуляцією (АМ) розуміють зміну амплітуди високочастотного сигналу  $v_m \cos \omega_1 t$  (рис. 3а) за законом зміни деякого низькочастотного сигналу. У даному випадку за такий взято гармонічний сигнал, у якого  $\omega_2 \ll \omega_1$  (рис. 3б). В результаті одержується високочастотний сигнал з амплітудою, що змінюється у часі і описується виразом (8) (рис. 3в):

$$v(t) = \left[ v_m (1 + m \cos \omega_2 t) \right] \cos \omega_1 t \quad (8)$$

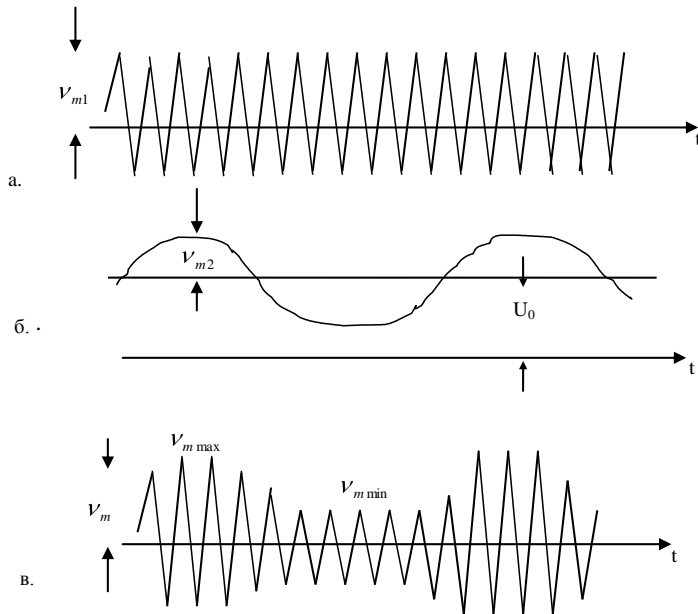


Рис.3

Величина  $m$  має назву глибини модуляції і дорівнює

$$m = \frac{V_{m\max} - V_{m\min}}{V_{m\max} + V_{m\min}}$$

де  $V_{m\max}$  та  $V_{m\min}$  - найбільше і найменше значення амплітуди модульованих коливань.

Величина  $m$  має бути пропорційною до амплітуди низькочастотного сигналу  $v_{m2}$ .

Амплітудну модуляцію можна одержати за допомогою нелінійного елемента, якщо зберегти не тільки частоту  $\omega_1$ , але і близькі до неї комбінаційні частоти  $\omega_1 \pm \omega_2$ . Це можна здійснити за допомогою схеми, подібної до зображеної на рис.2, треба лише контур настроїти на частоту  $\omega_1$ . Але смуга пропускання контуру має бути досить широкою, аби в ній вклялися комбінаційні частоти  $\omega_1 \pm \omega_2$  і разом з тим досить вузькою, щоб до неї не потрапили ані низькочастотний сигнал, ані другі гармоніки від  $\omega_1$  і  $\omega_2$  (рис. 4)

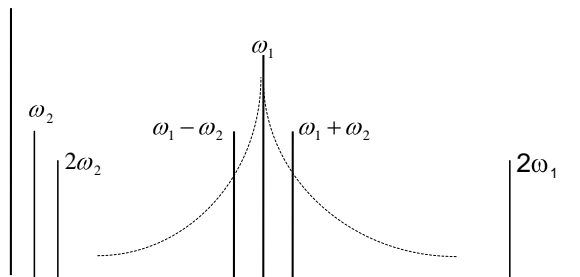


Рис.4

Тоді, вважаючи, що контур являє собою однаковий еквівалентний опір  $R_{екв}$  для всіх цих трьох частотних складових (це буде справедливо, якщо  $\omega_2 \ll \omega_1 / Q$ , де  $Q$  - добротність навантажувального контуру), одержимо вираз для спаду напруги на виході схеми

$$v_{вих} = R_{екв} \left[ a v_{m1} \cos \omega_1 t + b v_{m1} v_{m2} \left[ \cos(\omega_1 + \omega_2) + \cos(\omega_1 - \omega_2) \right] \right] \\ = \left[ m \left( 1 + m \cos \omega_2 t \right) \right] \cos \omega_1 t \\ v_m = a v_{m1} R_{екв} \quad m = \frac{2b}{a} v_{m2}$$

Як видно, ми дійсно отримали наведений вище вираз (8) для амплітудно-модульованих коливань. Глибина модуляції, як і треба було, виявилася пропорційною до амплітуди низькочастотного сигналу  $v_{m2}$ .

Реально здійснити амплітудну модуляцію можна за допомогою схеми, зображеної на рис.5. Роль нелінійного чотириполюсника в ній відіграє транзистор, увімкнений за схемою СЕ.

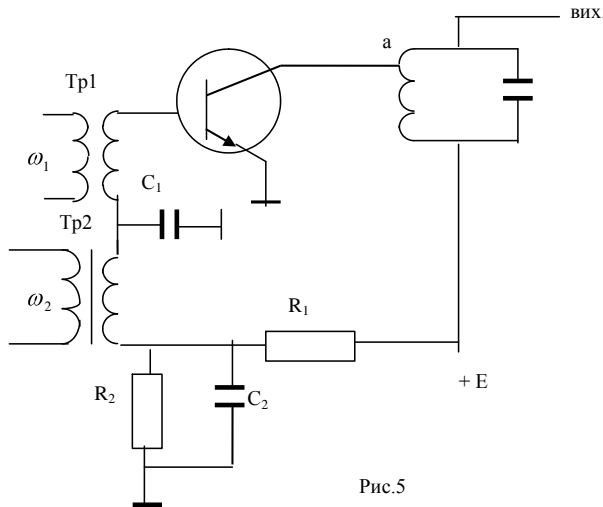


Рис.5

Якщо вилучити з неї трансформатор  $Tr2$ , за допомогою якого низькочастотний сигнал уводиться в коло бази, то ця схема є не що інше, як звичайний резонансний підсилювач. Робоча точка транзистора встановлюється дільником  $R_1 R_2$ , а ємність  $C_2$  підтримує напругу  $U_{R2} = U_0$  постійною в часі. Коефіцієнт такого підсилювача дорівнює  $k = S R_H$ , де  $R_H = R_{екв} \| 1/h_{22e}$ , а  $S$  - крутість прохідної характеристики транзистора в околі робочої точки.

Новація тут в тому, що положення робочої точки визначається тепер не лише постійною напругою, що утворюється дільником  $R_1 R_2$ , але і напругою низькочастотного сигналу з вторинної обмотки трансформатора  $Tr2$ . Ця напруга пересуває робочу точку в такт з НЧ сигналом вгору і вниз по прохідній характеристиці (рис. ба), переводячи її з області малих  $S$  у область, де крутість велика. Відповідно до цього змінюється коефіцієнт підсилення і амплітуда змінної складової напруги на колекторі, досягаючи максимуму у моменти, коли миттєве значення НЧ сигналу  $v_2(t)$  стає максимальним

(рис.6б). Контур виділяє змінні ВЧ складові, близькі за частотою до  $\omega_1$ , і напруга на виході набуває тепер вигляду чистих амплітудно-модульованих коливань (рис.6в)  $v_{вих} = v_m R_{екв} S_{\omega_2}(t)$ . Амплітуда цих коливань змінюється в такт із змінами крутості  $S_{\omega_2}$ , яка, в свою чергу, визначається миттєвими значеннями НЧ сигналу  $v_2(t)$ .

Отже, зображену на рис. 5 схему можна розглядати як резонансний підсилювач, в якому коефіцієнт підсилення  $K$  керується напругою модулюючого низькочастотного сигналу.

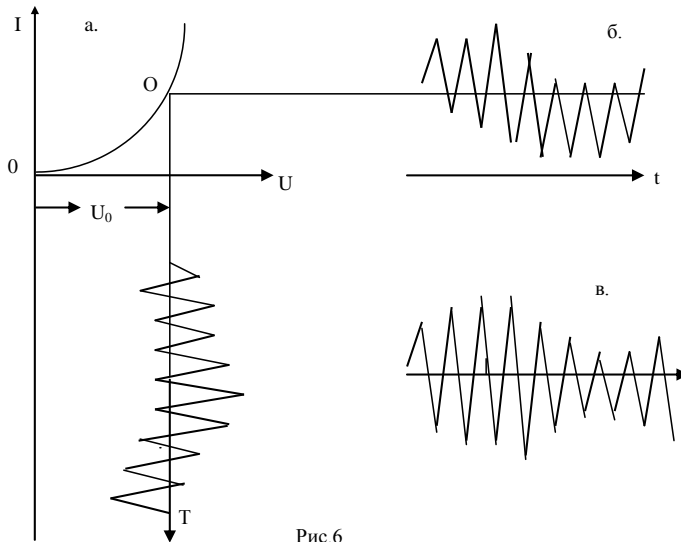


Рис.6

#### 1.4. Перетворення частоти.

При довільних значеннях частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$  утворені комбінаційні частоти  $\omega_1 + \omega_2$  та  $\omega_1 - \omega_2$  можуть далеко відстояти як одна від одної, так і від початкових частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$ .

Використовуючи схему подібну до зображеної на рис. 5 і налаштувавши контур на одну з комбінаційних частот, можна виділити її в чистому вигляді. Цей процес має назву *перетворення частоти*. Напруга перетвореного сигналу дорівнюватиме

$$v_{\omega}(t) = R_{екв} b v_{m1} v_{m2} \cos \left\{ \omega_1 \pm \omega_2 \right\} t \quad (10)$$

де  $v_{m1}$  і  $v_{m2}$  - амплітуди вхідних сигналів

$R_{екв}$  - еквівалентний опір навантажувального контуру для відповідної комбінаційної частоти

У реальних схемах перетворювачів частоти як нелінійні елементи звичайно використовуються транзистори або напівпровідникові діоди.

Найважливішою є та обставина, що коли один із взаємодіючих сигналів буде промодульованим за амплітудою, то ця амплітудна модуляція повністю переходить на новоутворені комбінаційні частоти. Дійсно, якби амплітуда одного з вхідних сигналів, наприклад,  $v_{m1}$ , була б залежною від часу, то, згідно з (10), пропорційно до неї змінювалася б також і амплітуда комбінаційного сигналу  $v_m \hat{e}(t)$ .

### 1. 5. Детектування

Детектування – це процес обернений до модуляції. При детектуванні з модульованого сигналу видобувається низькочастотний сигнал, який, власне, і несе корисну інформацію.

*Детектування за допомогою нелінійного елемента.* Для розгляду цього процесу треба використати загальний вираз (6) для струму через нелінійний елемент. Нехай  $v_{m2} = 0$ , а  $v_{m1}(t)$  є амплітудою високочастотних коливань, промодульованих низькочастотним сигналом з частотою  $\omega_2 \ll \omega_1$ :

$$v_{m1}(t) = v_m (1 + m \cos \omega_2 t)$$

Фігуруючий у виразі (6) член  $bv_{m1}^2/2$  матиме вигляд:

$$\frac{bv_{m1}^2}{2} = \frac{bv_m^2}{2} + \frac{bv_m^2}{2} 2m \cos \omega_2 t + \frac{bv_m^2}{2} m^2 \cos^2 \omega_2 t \quad (11)$$

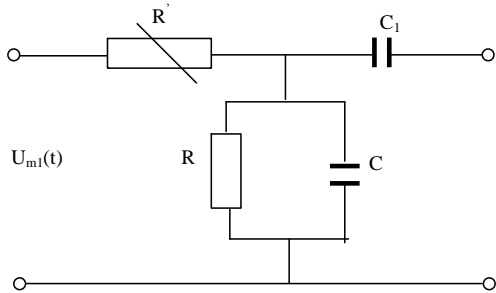


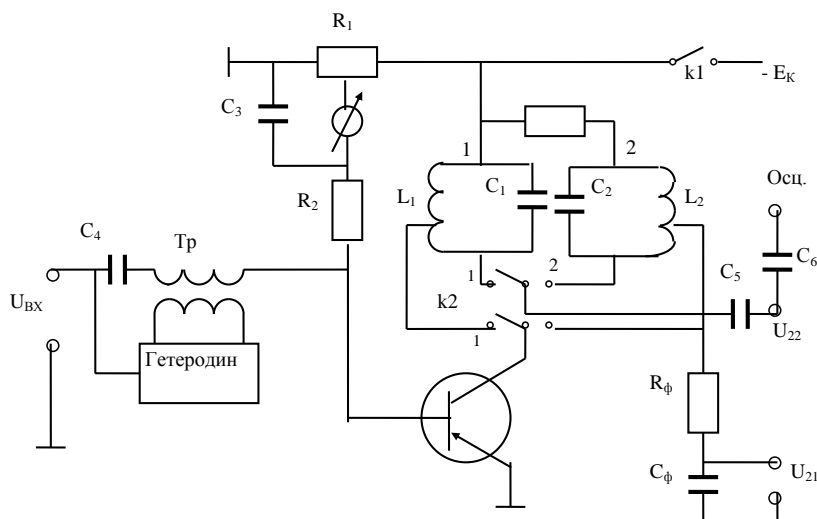
Рис.7

Постійна часу  $RC$ -комірки обирається такою, щоб вона була значно більшою від періоду ВЧ коливань і значно меншою від періоду НЧ сигналів

$$T_1 \ll RC \ll T_2 \quad \left( T = \frac{2\pi}{\omega} \right)$$

Як видно, у струмі нелінійного елемента  $R'$ , зображеного на рис.7, присутня компонента  $bv_m^2 m \cos \omega_2 t$ , яка має частоту модулюючого сигналу і пропорційна його амплітуді. Це вказує на те, що будь-який нелінійний елемент спроможний до детектування амплітудно-модульованих сигналів.

## 2. ОПИС МАКЕТУ СХЕМИ



Макет побудовано на  $p-n-p$  транзисторі. Живлення на макет подається через ключ «к1» від джерела живлення  $E_K = -10B$ . Робоча точка на прохідній характеристиці транзистора встановлюється базово-емітерною напругою з потенціометра  $R_1$ , і базовий струм  $I_0$  вимірюється міліамперметром.

На базу може бути подана змінна напруга від гетеродину (через трансформатор  $Tr$ ), а також через вхід макету і ємність  $C_4$  від НЧ-генератора типу Г3-33 або ВЧ-генератора типу Г4-18А.\*)

Через ключ  $k2$  до колектора транзистора приєднується або 1-й контур, настроєний на частоту  $f_1$  (положення ключа «1»), або 2-й контур з резонансною частотою  $f_2$  (положення ключа «2»). Сигнал, що утворюється на виході контура, проходячи через розділову ємність  $C_5$ , може бути виміряний вольметром В3-38, який приєднується до клем  $U_{22}$ , або може спостерігатися на осцилографі Н3015, що приєднується до клем «Осц.» через ємність  $C_6$ .

Для спостереження процесу детектування на вхід макету подається з виходу ВЧ генератора амплітудно-модульований ВЧ-сигнал, а результат детектування спостерігається осцилографом на виході НЧ-фільтра  $R_\phi C_\phi$ , який приєднаний до колектора транзистора.

\*) Розділова ємність  $C_4$  необхідна для того, щоб постійний струм  $I_0$  не потрапляв на генератори, що приєднуються до входу макету.

## ЗАВДАННЯ ТА ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Уважно ознайомитися з макетом принципової схеми; зрозуміти призначення всіх його елементів; перевірити правильність підключення вимірювальних приладів до схеми. Увімкнути джерело живлення вимірювальних приладів для прогрівання (10-15хвил.).

*Примітка:* а) як нелінійний елемент використовується емітерно-базовий перехід транзистора, робоча точка на його прохідній характеристиці вибирається шляхом задання базового струму  $I_0$  ;

б) гетеродин перед початком вимірів треба відключити.

2. Підключити до входу схеми ВЧ-генератор Г4-18А, а до виходу – вольтметр В3-38 і осцилограф Н3015. Увімкнути джерело живлення схеми (ключ к1). Виміряти резонансні криві обох контурів при  $I_0 = (5 \div 10) \text{мкА}$  і вхідній напрузі  $U_{вх} < (20 \div 30) \text{мВ}$ .

*Визначити резонансні частоти і смуги пропускання контурів* (Макет тут працює як резонансний підсилювач)

3. Виміряти частоту коливань гетеродину, для чого увімкнути гетеродин та підключити частотомір (мультиметр ВР-II) до бази транзистора.

4. Установити на виході НЧ-генератора Г3-33 коливання з напругою  $U_{вх} < 50 \text{мВ}$ . Підключити генератор до входу схеми і здійснити амплітудну модуляцію коливань гетеродину в діапазоні частот  $(20 \div 20000) \text{Гц}$ . Визначити за допомогою осцилографа глибину модуляції для частот  $f_{мод} = (200, 2000, 20000) \text{Гц}$ .

*Примітка:* зверніть увагу на те, який саме контур треба підключити до виходу транзистора при дослідженні амплітудної модуляції.

5. Експериментально показати можливість помноження частоти на 2 та на 3 за допомогою нелінійного елемента. Виміряти залежність величини 2-ої та 3-ої гармонік від величини базового струму  $I_0$  ( $I_0 = (5, 15, 30) \text{мкА}$ ).

З цієї метою, відключивши гетеродин і приєднавши до колектора 1-й контур, подати на вхід макета від ВЧ генератора немодульовані коливання з частотою вдвічі і втричі меншою від  $f_1$ . Проробити те ж саме з 2-м контуром.

Побудувати графіки  $U = f(I_0)$  разом для обох гармонік, пояснити їх.

6. Здійснити перетворення частоти, визначивши перед цим потрібну частоту сигналу  $f_c$  та дзеркальну частоту  $f_{дзер}$  ( $U_c = (2 \div 5) \text{мВ}$ ).

З цієї метою увімкнути гетеродин і приєднати до колектора 1-й контур з частотою  $f_1$ . Подавати на вхід макету від ВЧ генератора коливання, які б за своєю частотою відповідали або основному сигналу  $f_c$ , або дзеркальному  $f_{дзер}$ . Тут частота  $f_1$  відіграє роль проміжної частоти  $f_{пром}$ .

Порівняти пораховані значення частот основного та дзеркального сигналів з вимірними

*Примітка:* нагадаємо, що  $f_c = f_{зет} - f_1$ , а  $f_{дзер} = f_{зет} + f_1$

7. Здійснити *детектування* амплітудно-модульованого ВЧ сигналу від генератора Г4-18А ( $U_c = (20 \div 50) \text{ мВ}$ ). Замалювати осцилограми коливань на базі транзистора та на виході фільтра низької частоти (вихід  $U_{21}$ ). Побудувати залежність  $U_{\text{вих нч}} = f(I_0)$  ( $I_0 = (5, 15, 30) \text{ мкА}$ )

## ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ

1. Вказати назву роботи та її мету.
2. Накреслити принципову схему макету.
3. Привести результати вимірів по всім пунктам завдання та дати пояснення
4. Побудувати графіки вказаних у завданні роботи залежностей, проаналізувати їх.
5. Зробити висновки щодо результатів виконаної роботи.

## КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Що використовується у даній роботі як нелінійний елемент? Яким параметром характеризується його нелінійність? Від чого залежить цей параметр?
2. Чим відрізняється амплітудний модулятор від резонансного підсилювача?
3. Як має залежати ефективність амплітудної модуляції від режиму транзистора?
4. Як можна виділити у нелінійно-спотвореному гармонічному сигналі його вищі гармонічні складові?
5. Як по заданій частоті гетеродина та проміжній частоті визначити частоти основного і дзеркального каналів?
6. Як має залежати ефективність детектування транзистора від його режиму?
7. З яких міркувань має обиратися постійна часу фільтра на виході амплітудного детектора?

## РЕКОМЕНДОВАНА АПАРАТУРА

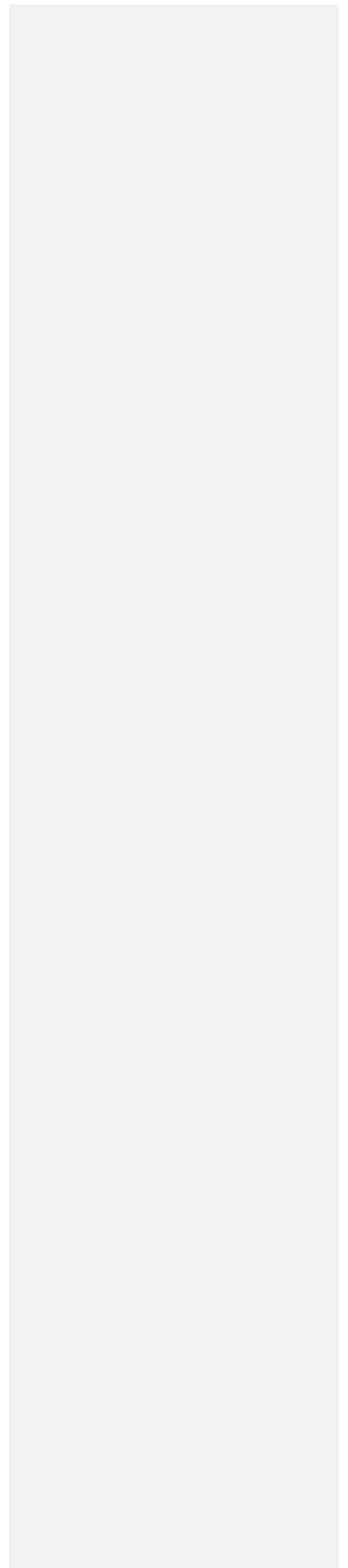
1. Генератор високочастотних коливань Г4-18А.
2. Генератор низькочастотних коливань Г3-33 (Г3-34).
3. Мілівольтметр В3-38.
4. Осцилограф
5. Мультиметр ВР-II

## ЛІТЕРАТУРА

1. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. М., 1972.- С.628, 638-658
2. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. М., 1985.-С.370-373, 412-415
3. Левитський С.М. Принципи радіозв'язку. К., 2000.- С.3-17







Київський національний університет імені Тараса Шевченка  
Радіофізичний факультет

Примечание [ФЕ1]:

## **МЕТОДИ КОРЕКЦІЇ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПІДСИЛЮВАЧІВ**

Методичні вказівки до лабораторної роботи  
з курсу «Основи радіоелектроніки»

для студентів радіофізичного факультету

Київ

## МЕТА РОБОТИ

Ознайомитися з методами низькочастотної та високочастотної корекції частотних характеристик  $RC$  - підсилювачів на біполярних транзисторах.

## 1. ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ

### 1. 1. Підсилювач на біполярному транзисторі

У біполярному транзисторі прохідна (передавальна) характеристика (залежність колекторного струму від вхідної напруги при заданій колекторній напрузі) має вигляд, зображений на рис.1

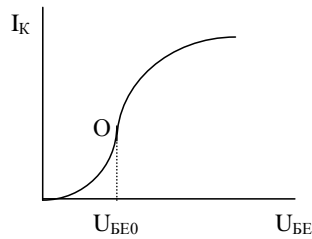


Рис.1

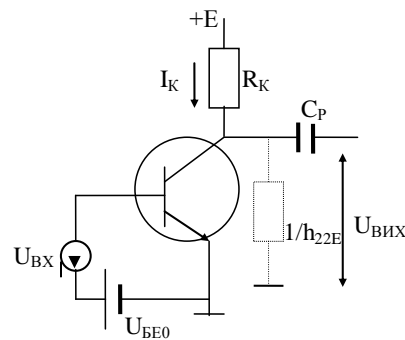


Рис.2

У середній своїй частині вона має нахил  $S = dI_K / dU_{BE}$  (крутість прохідної характеристики) і в околі робочої точки  $O$ , що встановлюється зміщенням  $U_{BE0}$ , прирости колекторного струму  $\Delta I_K$  будуть пропорційними до приростів базово-емітерної напруги  $U_{BE}$ .

У схемі підсилювача на біполярному транзисторі (рис.2) ці прирости забезпечуються джерелом вхідної змінної напруги  $U_{ex}$ ; зміщення утворюється джерелом постійної напруги  $U_{BE0}$ , яке забезпечує розташування робочої точки  $O$  на прямолінійній ділянці прохідної характеристики. Отже, прирости колекторного струму будуть  $\Delta I_K = S \Delta U_{BE}$ .

Ці прирости колекторного струму «проштовхуються» через опір навантаження  $R_K$ , що стоїть у колі колектора, і створюють на ньому прирости напруги  $\Delta U_K = \Delta I_K R_K = S R_K \Delta U_{BE}$ .

Змінні у часі прирости  $\Delta U_K$  вільно проходять через розділовий конденсатор  $C_P$ , який відокремлює їх від постійної компоненти колекторної напруги  $U_{KE0}$ , і утворюють вихідну напругу підсилювача, яка буде у  $k$  разів більшою за вхідну напругу  $U_{ex}$

$$k = \frac{\Delta U_K}{\Delta U_{ex}} = S \cdot R_K$$

Для більшої точності треба враховувати також вихідну провідність біполярного транзистора  $h_{22e}$ , яка шунтує (по змінній компоненті) навантажувальний опір  $R_K$ . Отже, ефективний опір навантаження буде

$$R_K' = R_K \parallel 1/h_{22e} = \frac{R_K \cdot \frac{1}{h_{22e}}}{R_K + \frac{1}{h_{22e}}} = \frac{R_K}{1 + R_K h_{22e}}$$

і реальний коефіцієнт підсилення -

$$k = \frac{S R_K}{1 + R_K h_{22e}}$$

## 1. 2. Амплітудно-частотна характеристика в області низьких частот

У реальних схемах підсилювачів зміщення  $U_{BE0}$  створюється не за допомогою окремого джерела постійної напруги (як то зображено на рис.2), а за допомогою дільника  $R_{B1}R_{B2}$  (рис.3). А щоб наявність джерела вхідного сигналу  $U_{ax}(t)$  не впливала на режим базового кола, воно відокремлюється від нього розділовою ємністю  $C_p$ .

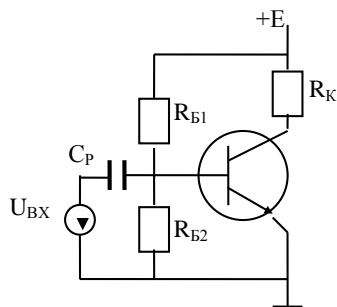


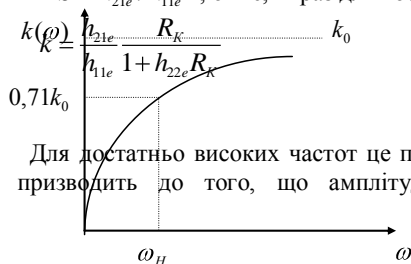
Рис.3

На жаль, це призводить до того, що вхідна напруга, створена джерелом  $U_{ax}(t)$ , не надходить безпосередньо до бази транзистора, а проходить спочатку через ємнісно-резистивний дільник, утворений розділовою ємністю  $C_p$  та паралельно увімкненими опорами  $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$ .

Цей дільник послаблює сигнал з частотою  $\omega$  у  $\chi$  разів

$$\chi = \frac{R_B}{R_B + \frac{1}{j\omega C_p}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_p R_B}}$$

- ) Крутість прохідної характеристики може бути виражена через  $h$ -параметри як  $S = h_{21e} / h_{11e}$  і, отже, вираз для коефіцієнту підсилення набуває вигляду



Для достатньо високих частот це послаблення непомітне, але для низьких частот це призводить до того, що амплітудно-частотна характеристика АЧХ (залежність

Рис.4

коефіцієнта підсилення від частоти) набуває вигляду, зображеного на рис.4. Як видно, для високих частот  $k(\omega)$  прямує до визначеного вище значення  $k = k_0$ , але для низьких частот  $k(\omega)$  зазнає істотного зменшення, прямуючи до нуля при  $\omega \rightarrow 0$ .

Вважається, що підсилювач може задовільно працювати до частоти  $\omega_n$ , де  $k(\omega)$  зменшується до 0,71 від  $k_0$ . Ця частота має назву нижньої граничної частоти підсилювача і дорівнює  $\omega_n = \frac{1}{R_B C_P}$ .

### 1. 3. Корекція АЧХ в області низьких частот

Звичайно бажано розширювати область рівномірного підсилення, знижуючи значення граничної частоти  $\omega_n$ . Зрозуміло, це можна зробити, збільшуючи сталу часу  $R_B C_P$ . Але якщо з якихось причин це не можна або складно зробити, то можна застосувати корекцію низьких частот, яка також дозволяє знижувати  $\omega_n$  (рис.5)

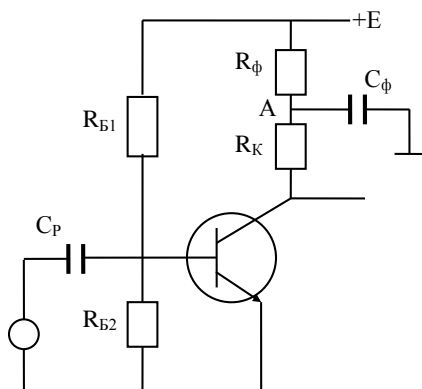


Рис. 5

Тут навантаження у колі колектора складається з двох опорів  $R_K$  і  $R_{\phi}$ , останній з яких зашунтований ємністю  $C_{\phi}$ . На достатньо високих частотах ця ємність закорочує точку  $A$  на землю, так що навантаження у колі колектора буде просто  $R_K$ .

Але на низьких частотах  $C_{\phi}$  являє собою великий опір, і колекторний струм має проходити додатково ще й через опір  $R_{\phi}$ .

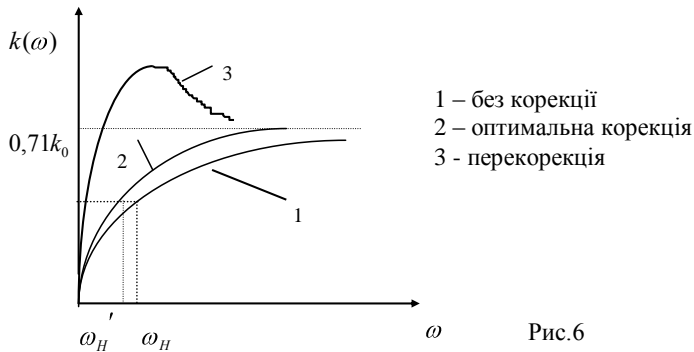


Рис.6

Таким чином, загальний опір у колі колектора збільшується, збільшується і коефіцієнт підсилення. Якщо правильно підібрати  $R_\phi$  і  $C_\phi$ , то можна у значній мірі зкомпенсувати втрати у підсиленні, які спричинюються вхідним дільником  $R_B C_P$  (крива 2 рис.6). При цьому нижня гранична частота знизиться до  $\omega'_H < \omega_H$ . Якщо ж «перебрати» у значеннях  $R_\phi$  і  $C_\phi$ , то на АЧХ в області низьких частот може навіть виникнути горб (крива 3), що також є небажаним.\*)

\* ) Комірка  $R_\phi C_\phi$  відіграє ще одну позитивну роль: вона є фільтром (для достатньо високих частот), що не допускає коливання колекторного струму до джерела живлення схеми, «розв'язуючи» таким чином наш підсилювач по відношенню до його живлення.

#### 1. 4. Амплітудно-частотна характеристика в області високих частот

Відомо, що біполярний транзистор є інерційним пристроєм, коефіцієнт керування струмом якого  $h_{21E}$  знижується на високих частотах, зменшуючись у  $1/\sqrt{2}$  на граничній частоті  $f_{h_{21E}}$ . Отже, і коефіцієнт підсилення підсилювача, побудованого на такому транзисторі, має знижуватися в області високих частот.

Але є ще одна причина (так би мовити, схемотехнічного характеру), яка спричинює зменшення  $k(\omega)$  з підвищенням частоти. Це наявність паразитної ємності  $C_\Pi$ , яка шунтує навантажувальний опір  $R_K$  (рис.7)

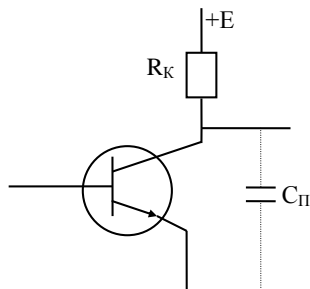


Рис.7

На низьких частотах її вплив непомітний, але в області високих частот слід урахувати, що ефективне навантаження транзистора  $R'_K$  буде складатися тепер з паралельно з'єднаних  $R_K$  і  $C_\Pi$

$$R_K' = \frac{R_K \cdot \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}}{R_K + \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}} = \frac{R_K}{1 + j\omega R_K C_{\Pi}}$$

Тепер змінна компонента колекторного струму (прирости  $\Delta I_K$ ) замість того, щоб «чесно» проходити через опір  $R_K$ , частково збігає на землю через ємність  $C_{\Pi}$ , зменшуючись в

0,71 разів на частоті  $\omega_g = \frac{1}{R_K C_{\Pi}}$ .

Отже, під дією цих двох чинників - власної інерційності транзистора і наявності ємності  $C_{\Pi}$  - загальне підсилення каскаду має зменшуватися з підвищенням частоти  $\omega$  (рис.9, крива 1).

## 1. 5. Корекція АЧХ в області високих частот

### 1. 5. 1. Паралельний і послідовний методи корекції

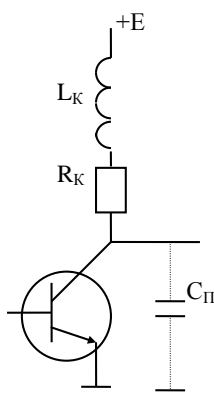


Рис.8

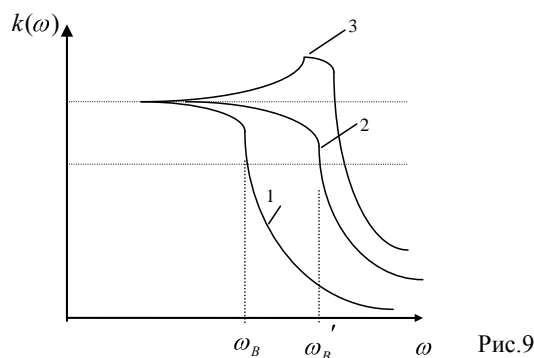


Рис.9

Цю втрату у коефіцієнті підсилення можна частково зкомпенсувати, увімкнувши в коло колектора послідовно з опором  $R_K$  невелику індуктивність  $L_K$  (рис.8). Загальний (комплексний) опір у колі колектора  $Z_K'(\omega)$  зростатиме з частотою і це призведе до деякого підвищення коефіцієнту підсилення (крива 2 рис.9). Відповідно трохи підвищиться верхня гранична частота  $\omega_g'$ .

Проте тут треба бути обережним з підбором величини  $L_K$ . Справа в тому, що ця індуктивність разом з  $R_K$  і  $C_{\Pi}$  створює коливальний контур. При малих значеннях  $L_K$  цей контур є аперіодичним, але якщо «перебрати» у значенні  $L_K$ , то контур стає коливним і на АЧХ з'являється горб (крива 3 рис.9). Така перекорекція також не бажана. Тому параметри контуру  $L_K C_{\Pi} R_K$  слід обирати так, щоб цей контур був близьким до критичного. Такий метод корекції має назву *паралельного* (бо у колекторному колі утворюється щось подібне до паралельного контуру)



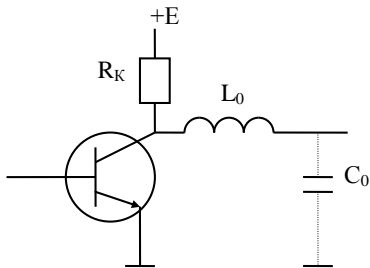


Рис.10

Але існує й інший метод корекції АЧХ в області високих частот - так званий *послідовний* метод (рис.10). Тут на виході каскаду вмикається невелика індуктивність  $L_0$ , яка разом з вхідною ємністю наступного каскаду  $C_0$  утворює послідовний коливний контур. При наближенні до його резонансу (а це має бути на частотах близьких до  $\omega_0$ )

напруга на ємності  $C_0$  зростає, що також частково компенсує вищезгадані втрати у коефіцієнті підсилення в області високих частот. Цей контур також має бути близьким до критичного.

### 1. 5. 2. Емітерна корекція АЧХ

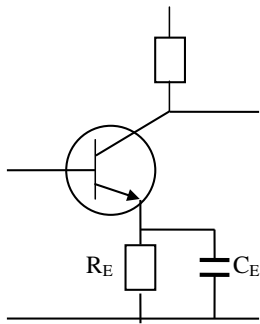


Рис.  
11

У реальних каскадах підсилювачів для стабілізації режиму звичайно вмикають у коло емітера невеликий опір  $R_E$ , що створює негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) за режимом і стабілізує положення робочої точки транзистора. Але, оскільки при цьому має зменшуватися за рахунок НЗЗ і загальний коефіцієнт підсилення, то опір  $R_E$  шунтують великою ємністю

$C_E$ , яка пропускає через себе усі змінні компоненти емітерного струму. Таким чином, негативний зворотний зв'язок за режимом (що і стабілізує режим транзистора) зберігається, а НЗЗ за сигналом знімається.

Але можна так вдало підібрати сталу часу  $R_E C_E$ , щоб закорочувальна дія ємності  $C_E$  давала ознаки, починаючи з частоти  $\omega_0$ , на якій  $k(\omega)$  некорегованого каскаду (крива 1 рис.12) починає спадати.

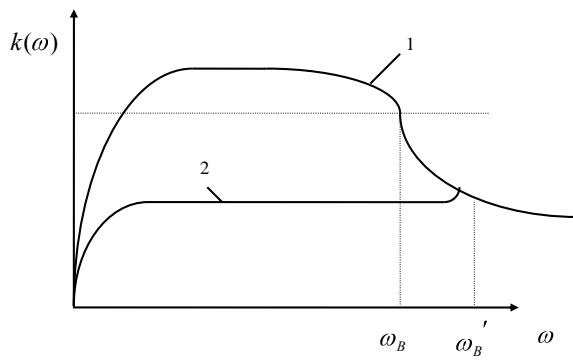
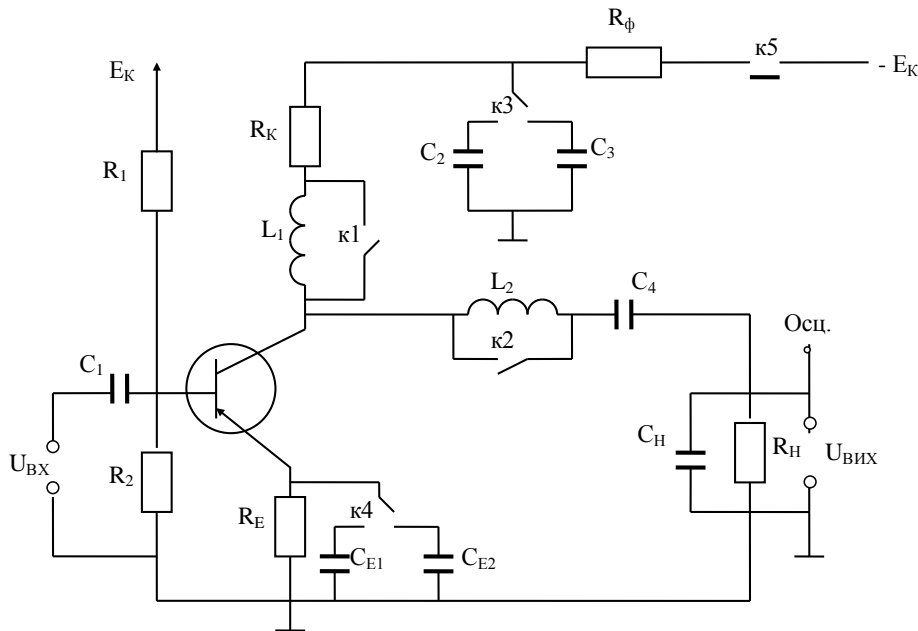


Рис.12

Тоді на всіх частотах нижчих за  $\omega_c$  буде у повній мірі діяти НЗЗ, який «осаджує» АЧХ (крива 2 рис.12). Але на частотах близьких до  $\omega_c$  цей НЗЗ знімається і АЧХ буде такою, як у некогерованого каскаду. В результаті, хоча і є втрати у загальному коефіцієнті підсилення, але рівномірність АЧХ буде зберігатися до більш високої частоти  $\omega'_c > \omega_c$ .

## 2. ОПИС МАКЕТУ СХЕМИ



Даний макет являє собою однокаскадний широкосмуговий підсилювач на біполярному  $p-n-p$  транзисторі.

Базова напруга, що встановлює робочу точку транзистора, подається через ділянку  $R_1 R_2$ . На базу через розділову ємність  $C_1$  подається вхідний сигнал від генераторів ГЗ-33 або Г4-18А. Опір  $R_E$  у колі емітера слугує для стабілізації робочої точки. Він шунтується ємностями  $C_{E1}$  або  $C_{E2}$ . Навантаженням у колі колектора є опір  $R_K$ . По слідовно з ним може бути увімкнена індуктивність  $L_1$ , яка слугує для паралельної корекції в області високих частот.

Підсилений сигнал подається на вихід через розділову ємність  $C_4$ . Навантаження на виході утворюється опором  $R_H$ , який шунтується ємністю  $C_H$ . Послідовно у вихідному колі може бути увімкнена індуктивність  $L_2$ , яка слугує для послідовної корекції на високих частотах.

Живлення до колектора подається через опір  $R_\phi$ , який разом з ємностями  $C_2$  або  $C_3$  утворює фільтр низьких частот, який не пропускає коливань колекторного струму до джерела живлення. Разом з тим, для найнижчих частот, на яких ємності  $C_2$  або  $C_3$  стають непровідними, опір  $R_\phi$  додається до опору  $R_K$  і таким чином збільшує коефіцієнт підсилення, частково компенсуючи втрати у підсиленні в області низьких частот.

### Завдання та порядок виконання роботи

1. Уважно ознайомитися з макетом; зрозуміти призначення та функції його окремих елементів; перевірити правильність підключення приладів до макета. Увімкнути живлення вимірювальних приладів для їх прогрівання (10-15 хв).

2. Подати на вхід підсилювача сигнал від генератора G 305.

а) *Виміряти та побудувати амплітудну характеристику підсилювача  $U_2 = f(U_1)$  в межах зміни  $U_1$  від 3 мВ до 50 мВ ( $\Delta U = 3$  мВ).*

Для вимірів вхідної напруги  $U_1$  використовується мультиметр Protek 400. При цьому зовнішню ручку "АТТ" генератора G305 поставити в положення 40, а внутрішньою ручкою "АТТ" плавно змінювати величину  $U_1$ . Напруга на виході підсилювача  $U_2$  вимірюється мілівольтметром ВЗ-38. Визначити область значень  $U_1$ , в межах якої  $U_2$  пропорційна до  $U_1$ . Вибрати значення  $U_1$  на цій лінійній ділянці, необхідне для подальших вимірів

б) *Виміряти АЧХ підсилювача без корекції та з НЧ корекцією в діапазоні частот (10 Гц – 10 кГц) при вибраній в п.2а вхідній нарузі  $U_1$ .*

Виміри проводити одночасно для заданої частоти. Частоту змінювати довільно (в області частот (10 Гц – 1 кГц) з малим кроком  $\Delta f$ , в області вищих частот - з більшим).

в) *Виміряти АЧХ підсилювача без ВЧ корекції в діапазоні частот (10 кГц – 10 МГц).*

Одночасно за допомогою вмикання певних тумблерів виміряти амплітудно-частотні характеристики з паралельною та послідовною корекцією в зазначеному діапазоні частот.

Окремо виміряти АЧХ з емітерною корекцією. При цьому установити вхідну напругу такої величини, щоб при частоті  $f = 10$  Гц вольтметр повторив відлік попередніх вимірів (п. 2б)

3. *Усі АЧХ (виміряні як в області низьких частот, так і високих) побудувати на одному графіку.*

Масштаб по осі частот (X) логарифмічний.

Вихідна напруга по осі ординат відкладається у відносних одиницях

$$Y = \frac{U_{\text{вих}}(f)}{U_{\text{вих}0}}$$

де  $U_{\text{вих}0}$  відповідає значенню вихідної напруги в області рівномірного підсилення (підсилення не залежить від частоти)

4. Вимкнути живлення макету та приладів.

### Оформлення звіту

1. Вказати назву лабораторної роботи та її мету.
2. Накреслити принципову схему макету.
3. Привести результати вимірів по всім пунктам завдання, дати пояснення.
4. Побудувати графіки вказаних у роботі залежностей та проаналізувати їх.
5. Зробити висновки щодо результатів виконаної роботи.

### КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Що є причиною зниження коефіцієнту підсилення в області низьких частот?

2. Як відбувається корекція низьких частот за допомогою комірки фільтра  $R_\phi C_\phi$ , увімкненого послідовно з опором навантаження  $R_K$ ?
3. Який корисний ефект дає комірка фільтру  $R_\phi C_\phi$  окрім корекції низьких частот?
4. Що є причиною зниження коефіцієнту підсилення в області високих частот?
5. Як відбувається корекція високих частот паралельним методом?
6. Що таке перекорекція? При яких умовах вона спостерігається?
7. На скільки має зсуватися верхня гранична частота при оптимальній паралельній корекції?
8. Як відбувається корекція високих частот послідовним методом?
9. Для чого ставиться в колі емітера опір  $R_E$ ? Для чого він шунтується великою ємністю  $C_E$ ?
10. Як здійснюється емітерна корекція високих частот?

#### РЕКОМЕНДОВАНА АПАРАТУРА

1. Генератор низької частоти ГЗ-33 (ГЗ-34)
2. Генератор високої частоти Г4-18А
3. Мілівольтметр ВЗ-38
4. Осцилограф

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. М., 1976. - С. 181-188
2. Огороднійчук М. Д. Електронні підсилювачі. К., 1995. - С.201-208
3. Левитський С. М. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів. К., 2002

Київський національний університет імені Тараса Шевченка  
Радіофізичний факультет

## **ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ RC - ГЕНЕРАТОРА**

Методичні вказівки до лабораторної роботи  
з курсу «Основи радіоелектроніки»

для студентів радіофізичного факультету

Київ

## МЕТА РОБОТИ

Ознайомитися з роботою автогенератора, який складається з широкосмугового двокаскадного підсилювача на біполярних транзисторах та Г-подібного  $RC$  - фільтру.

### 1. ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ

$RC$  - автогенератором називається автогенератор, в якому умови самозбудження забезпечуються частотно-вибірковим колом зворотного зв'язку, що складається з резисторів та ємностей (без застосування індуктивностей). Такі автогенератори використовуються здебільшого для генерування коливань порівняно низьких частот, де застосування індуктивностей є небажаним.

Автогенератор, що вивчається в даній роботі, складається з широкосмугового двокаскадного підсилювача на біполярних транзисторах та Г-подібного  $RC$  - фільтру, через який на вхід підсилювача подається позитивний зворотний зв'язок. Для регулювання коефіцієнта підсилення підсилювача застосовується негативний зворотний зв'язок незалежний від частоти.

#### 1. 1. Умови самозбудження автогенератора

Як відомо, для самозбудження підсилювача, що має коефіцієнт підсилення  $k(\omega)$ , охопленого зворотним зв'язком через чотириполюсник з передавальним коефіцієнтом  $\beta(\omega)$  (рис.1), мають бути виконані дві умови:

- фазова умова, яка вимагає, щоб загальний набіг фази по колу зворотного зв'язку, що складається з набігу фази у підсилювачі  $\psi_k(\omega)$  та набігу фази у чотириполюснику зворотного зв'язку  $\psi_\beta(\omega)$ , дорівнював у сумі  $2\pi n$  ( $n=0,1,2,3,\dots$ ). Ця умова виконується звичайно на якійсь певній частоті  $\omega_0$

$$\psi_k(\omega_0) + \psi_\beta(\omega_0) = 2\pi n$$

- амплітудна умова, яка вимагає, щоб добуток коефіцієнта підсилення підсилювача на частоті  $\omega_0$  і послаблення чотириполюсника зворотного зв'язку на цій же частоті був більшим від одиниці  $k(\omega_0) \cdot \beta(\omega_0) > 1$

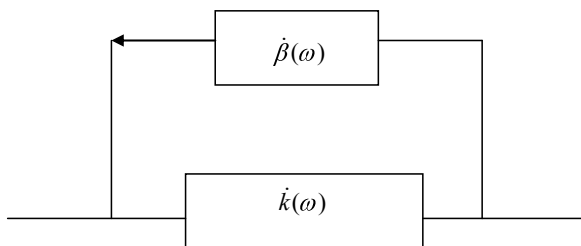


Рис.1

Лише при одночасовому виконанні цих двох умов коливання в системі будуть зростати у часі за експоненціальним законом і саме на частоті  $\omega_0$ .

## 1. 2. Усталений режим автогенератора

Експоненціальне зростання амплітуди коливань буде тривати доти, доки коливання не будуть виходити за межі прямолінійної ділянки прохідної характеристики транзисторів (рис.2). Лише за цих умов вихідна напруга підсилювача буде пропорційною до вхідної і коефіцієнт підсилення зберігає стале значення.

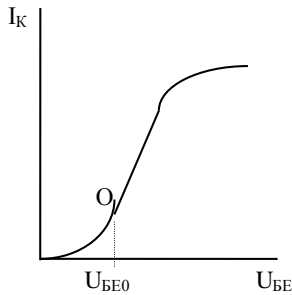


Рис.2

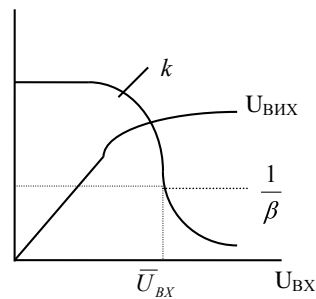


Рис.3

З виходом за межі лінійної ділянки прохідної характеристики величина вихідного сигналу обмежується і він припиняє зростання. При цьому коефіцієнт підсилення

$k = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$  відповідно знижується (рис.3). Амплітудна умова виконується все гірше,

поки не стане нарешті рівністю  $k(U_{вх}) \cdot \beta \approx 1$

За таких умов коливання не будуть ні зростати, ні спадати. Це і є *усталений режим* автогенератора. Усталена вхідна амплітуда  $\bar{U}_{вх}$ , при якій це відбувається, визначається умовою  $k(\bar{U}_{вх}) = 1/\beta$ , а вихідна напруга відповідно  $\bar{U}_{вих} = \bar{U}_{вх} / \beta$ .

## 1. 3. Частотно-вибірковий зворотний зв'язок

У нашому макеті як чотириполюсник зворотного зв'язку застосовується Г-подібний RC-фільтр, що складається з двох однакових резисторів  $R$  та ємностей  $C$  (рис.4)

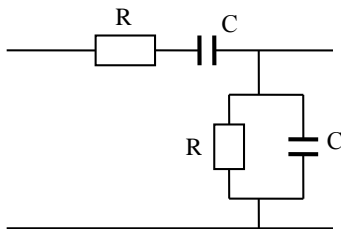


Рис.4

Особливістю цього фільтру є те, що на частоті  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  він має максимальний

коефіцієнт проходження  $\beta(\omega_0) = \frac{1}{3}$ .

На цій же частоті фільтр дає набіг фази  $\psi_\beta(\omega_0) = 0$ . Це дає підставу формально називати це явище квазірезонансом (хоча до справжнього резонансу в LC-колах це не



має ніякого відношення) і використовувати дану схему як частотно-вибірковий елемент у колі зворотного зв'язку.

#### 1. 4. Виконання умов самозбудження та усталення коливань у даному макеті

В автогенераторі, який розглядається, фазова умова самозбудження виконується на частоті квазірезонансу  $\omega_0$ , бо двокаскадний підсилювач обертає фазу сигналу на  $2\pi$ , а  $\beta$ -чотириполюсник має на цій частоті  $\psi_\beta(\omega_0) = 0$ . Щодо амплітудної умови самозбудження  $k(\omega_0) \cdot \beta(\omega_0) > 1$ , то досить мати  $k(\omega_0) > 3$ , щоб вона була виконана. При виконанні цієї умови амплітуда коливань в процесі самозбудження буде зростати доти, доки коефіцієнт підсилення підсилювача з причин нелінійних ефектів не знизиться до  $k(\omega_0) = 3$  і вказана нерівність не перетвориться на рівність, при якій амплітуда коливань досягає свого усталеного значення.

#### 1. 5. Автогенератор з мостом Віна

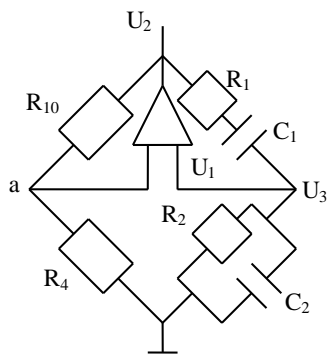
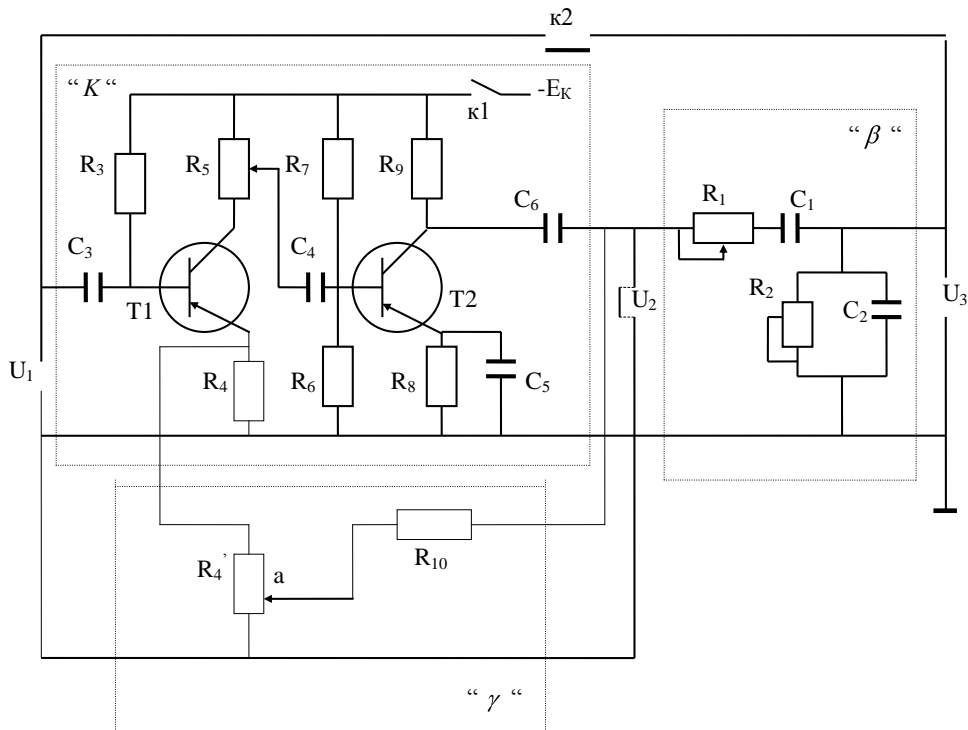


Рис.5

Даний генератор можна розглядати як автогенератор з мостом Віна. Дійсно, його можна зобразити у позначеннях, наведених на самому макеті, у вигляді моста Віна, в якому горизонтальна діагональ увімкнена до входів нашого підсилювача (бази та емітера вхідного транзистора), а вертикальна діагональ являє собою вихід підсилювача  $U_2$ .

◦  
◦

## 2. ОПИС МАКЕТУ СХЕМИ



Макет  $RC$ -генератора складається з трьох блоків:

- блока  $K$  - двокаскадного підсилювача на транзисторах  $T1$  та  $T2$ ;
- блока  $\beta$  -  $\Gamma$ -подібного  $RC$ -фільтра;
- блока  $\gamma$  - кола негативного зворотного зв'язку на підсилювач

Блок  $K$  - це звичайний двокаскадний підсилювач, зібраний на двох  $p-n-p$  транзисторах. Коефіцієнт підсилення можна регулювати, змінюючи величину опору навантаження першого транзистора  $R_5$ . Опором  $R_3$  та дільником  $R_6R_7$  створюється зміщення на базах транзисторів. Опір  $R_8$  і ємність  $C_5$  використовуються для стабілізації роботи другого каскаду. Вхідна напруга підсилювача -  $U_1$ , а вихідна напруга може зніматися з виходу  $U_2$ .

Блок  $\beta$  з'єднаний з виходом підсилювача  $U_2$  через розділову ємність  $C_6$ . Він складається з двох однакових регульованих опорів  $R_1$  і  $R_2$  та двох конденсаторів  $C_1 = C_2$ . Як відомо, такий чотириполосник має квазірезонансну частоту  $f'_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , на якій у нього найбільший коефіцієнт пропускання (рівний  $1/3$ ) та нульовий поворот фази. Позитивний зворотний зв'язок  $\beta$  з виходу  $U_3$  подається на вхід підсилювача через ключ  $k2$ .

Блок  $\gamma$  утворює негативний зворотний зв'язок, подаючи сигнал з виходу підсилювача  $U_2$  на емітер транзистора Т1. Цей сигнал виявляється протифазним до вхідного сигналу  $U_1$  і тим зменшує загальну різницю потенціалів між базою та емітером. Завдяки цьому загальний коефіцієнт підсилення підсилювача зменшується. Глибина негативного зворотного зв'язку НЗЗ регулюється положенням точки «а» на потенціометрі  $R_4'$ .

## ЗАВДАННЯ ТА ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Уважно ознайомитися з макетом; зрозуміти призначення його окремих елементів і блоків. Увімкнути живлення вимірювальних приладів для прогрівання (10-15хвил.).

2. Встановити значення опорів  $R_1$  та  $R_2$  порядку декількох кілоом (значення цих опорів у кілоомах подано на шкалі регулювання). Підрахувати квазірезонансну частоту  $f_0'$  чотириполюсника " $\beta$ " (саме її буде генерувати RC-генератор).

3. З метою вивчення властивостей нашого підсилювача (блок "К") включити живлення макету (замкнути ключ "к1"). Ключ "к2" розімкнутий (тим самим знімається зворотний зв'язок через блок " $\beta$ " і маємо "чистий" підсилювач).

Регулюючи опір  $R_5$  та положення точки «а» на потенціометрі  $R_4'$  (коло негативного зворотного зв'язку " $\gamma$ "), встановити в околі обчисленої частоти  $f_0'$  коефіцієнт підсилення підсилювача "К" більше трьох ( $k > 3$ ,  $k = U_2 / U_1$ )

Для цього на вхід схеми " $U_1$ " подати коливання від генератора ГЗ-33, до клем " $U_2$ " приєднати мілівольтметр ВЗ-38. При цьому величина вхідної напруги  $U_1$  має бути невеликою (менше кількох десятків вольт), щоб підсилювач працював у лінійному режимі.

4. Підтримуючи негативний зворотний зв'язок НЗЗ незмінним, виміряти амплітудну характеристику підсилювача  $U_2(U_1)$  в межах зміни  $U_1$  від 0,1В до 1В ( $U_1 = (0,1 \div 1)В$  (через  $\Delta U = 0,1В$ ))

Побудувати графік  $k = f(U_1)$  ( $k = U_2 / U_1$ ). Визначити значення  $U_1$ , при якому коефіцієнт підсилення  $k = 3$  (саме при цьому підсиленні встановиться усталений режим генератора).

5. Вивчити властивості чотириполюсника зворотного зв'язку (блоку " $\beta$ ").

З цією метою вимкнути джерело живлення схеми (розімкнути ключ "к1"). Виміряти амплітудно-частотну та фазово-частотну характеристики чотириполюсника " $\beta$ "

Для цього на вхід чотириполосника (клеми “ $U_2$ ”) подати коливання від генератора ГЗ-33 (ГЗ-34). З виходу чотириполосника (клеми “ $U_3$ ”) вихідну напругу подати на:

- а) мілівольметр ВЗ-38 (для вимірів амплітудно-частотної характеристики);
  - б) вхід “У” осцилографа С1-5 (СИ-1) (для вимірів фазово-частотної характеристики).
- Обидві характеристики знімати в діапазоні частот  $0,5 f_0' \leq f \leq 2 f_0'$  ( $\Delta f = 0,5 \text{ кГц}$ ).

Порівняти виміряну квазірезонансну частоту  $f_0''$  з частотою  $f_0'$ , підрахованою в п.2. На квазірезонансній частоті коефіцієнт передачі  $\beta(f_0)$  має бути рівним  $1/3$  ( $\beta = U_2 / U_3$ ).

6. Переконатися, що досліджуваний RC-генератор дійсно генерує коливання.

З цією метою зовнішній генератор ГЗ-33 відключити від схеми. Коливання від генератора подати на “Х” вхід осцилографа С1-5 (СИ-1). До клем « $U_3$ » підключити вольтметр або «У» вхід осцилографа.

Увімкнути джерело живлення макету (ключ “к1”). Ключем “к2” замкнути коло позитивного зворотного зв'язку. Перевірити наявність генерації (за допомогою вольтметра і осцилографа).

Виміряти частоту генерованих коливань методом фігур Ліссажу. Для цього шляхом повільної зміни частоти генератора в околі  $f_0'$  одержати на екрані осцилографа еліпс, уточнюючи тим самим значення квазірезонансної частоти  $f_0''$ , на якій загальний набіг фази по кільцю зворотного зв'язку буде нульовим. Це і буде частота генерації нашого RC – генератора.

Виміряти амплітуду усталених коливань  $U_3'$ . Вона має бути такою, при якій виміряний в п.4 коефіцієнт підсилення  $K$  дорівнює трьом. Саме при цьому задовольнятиметься амплітудна умова усталених коливань  $k \cdot \beta(f_0) = 1$  (де  $\beta(f_0) = 1/3$ ).

7. Вимкнути живлення макету та приладів

## ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ

1. Вказати назву роботи та її мету.
2. Накреслити принципову схему макету.
3. Привести результати вимірів по всім пунктам завдання та пояснити їх.
4. Побудувати графіки вказаних у завданні роботи залежностей і проаналізувати їх.
5. Зробити висновки щодо отриманих результатів роботи.

## КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. На який кут обертає фазу двокаскадний підсилювач (на середніх частотах)?
2. Як можна на даному макеті регулювати величину коефіцієнта підсилення підсилювача?

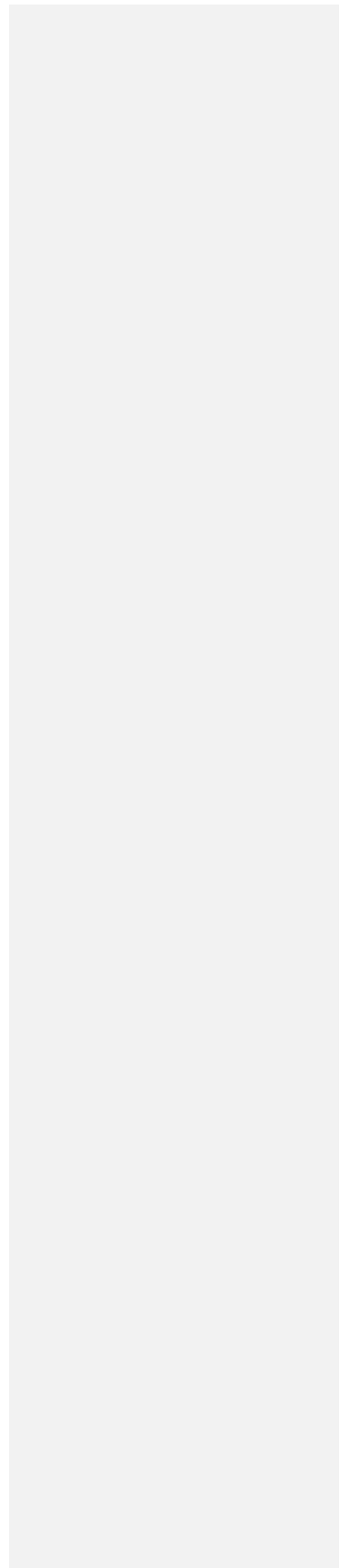
3. Що таке квазірезонанс Г-подібного  $RC$ -фільтра у даному макеті?
4. На якій частоті буде виконуватися на даному макеті фазова умова самозбудження?
5. Якою має бути амплітудна умова самозбудження?
6. За якої умови припиниться зростання коливань при самозбудженні?
7. Як визначити усталену амплітуду коливань, що генеруються в даному макеті?

#### РЕКОМЕНДОВАНА АПАРАТУРА

1. Генератор низької частоти Г3-33 (Г3-34)
2. Мілівольтметр В3-38
3. Осцилограф С1-5 (СИ-1)

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. М., Сов. радио. 1976.-С.193-196, 327-329  
М., Сов. радио. 1985. - С. 175-178, 310-314











Київський національний університет імені Тараса Шевченка



**Методичні вказівки**  
до проведення лабораторної роботи  
**ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА**  
з курсу “Радіоелектроніка”

для студентів радіофізичного факультету

Київ 2011



УДК [621.37/39+621.382.2/.3+621.377] : 004  
ББК 32.852 : 32.973.2я73

Рецензент  
канд. техн. наук, доц. М.І. Резніков

### **Бех І.І.**

Методичні вказівки до проведення лабораторної роботи “Дослідження операційного підсилювача” з курсу “Радіоелектроніка” для студентів радіофізичного факультету.

Операційний підсилювач є базовою інтегральною схемою багатьох сучасних радіоелектронних пристроїв, наприклад, підсилювачів напруги чи потужності низької частоти, активних фільтрів. Вони використовуються у схемах підсилювачів повільно-змінних напруг, стабілізаторів напруги, чутливих вимірювальних кіл тощо. На базі операційного підсилювача будують схеми генераторів сигналів різноманітної форми.

Методичні вказівки призначені для студентів радіофізичного факультету, що навчаються за напрямом підготовки “прикладна фізика”, “комп’ютерна інженерія” та “радіотехніка”, а також для усіх бажаючих займатися експериментальним дослідженням пристроїв аналогової електроніки, побудованих із використанням операційного підсилювача.

*Затверджено вченою радою радіофізичного факультету  
(протокол № 13 від 30 червня 2011 року)*

УДК [621.37/39+621.382.2/.3+621.377] : 004  
ББК 32.852 : 32.973.2я73

© Бех І.І., 2011

© Видавнича лабораторія радіофізичного факультету  
Київського університету імені Тараса Шевченка

## МЕТА РОБОТИ

На лабораторному макеті вивчити принципи роботи, дослідити характеристики і параметри операційного підсилювача та схем, побудованих з використанням операційного підсилювача.

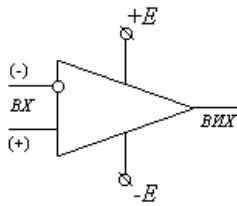
## КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

На думку фахівців хороший підсилювач повинен задовольняти таким вимогам:

- мати великий коефіцієнт підсилення  $k$ ;
- великий вхідний опір  $R_{BX}$  та малий вихідний опір  $R_{ВИХ}$ ;
- широку смугу пропускання за частотою;
- здатність підсилювати постійну напругу зі зсувом режимної складової на виході;
- диференціальні входи з великим коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом;
- малі нелінійні спотворення при майже повному використанні напруги живлення;
- малий температурний дрейф нуля  $\Delta U_{ДР}$ .

Всім або майже всім цим вимогам відповідає операційний підсилювач (ОП), названий так тому, що за його допомогою можна виконувати більшість операцій, потрібних для підсилення і обробки сигналів. До того ж, операційні підсилювачі виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем, габарити, вага та вартість яких не набагато перевищують аналогічні показники для звичайного транзистора.

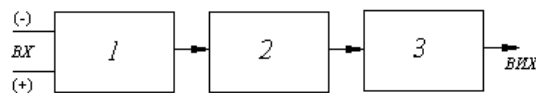
Так, наприклад, ОП типу К153УД3, що являє собою інтегральну мікросхему середнього ступеня інтеграції, має такі параметри: коефіцієнт підсилення (диференціальний)  $k \cong 80 - 100$  дБ,  $R_{BX} > 300$  кОм,  $R_{ВИХ} < 200$  Ом,  $k_{ОСС} > 80$  дБ,  $U_{ВИХ} \approx 10$  В при напрузі живлення 15 В,  $\Delta U_{ДР} \approx 10$  мкВ/град.



**Рис. 1**

На схемах ОП символічно зображається у вигляді трикутника (рис. 1) з двома диференціальними входами: інвертуючим (“-”) та неінвертуючим (“+”). Операційні підсилювачі живляться, як правило, від двох різнополярних джерел  $\pm E$ .

Блок-схема ОП як правило складається з трьох блоків (рис. 2): вхідного диференціального підсилювача (1); проміжного підсилювача (2), що забезпечує основне підсилення сигналу та зсув його рівня, і вихідного каскаду (3), який зазвичай являє собою емітерний повторювач.



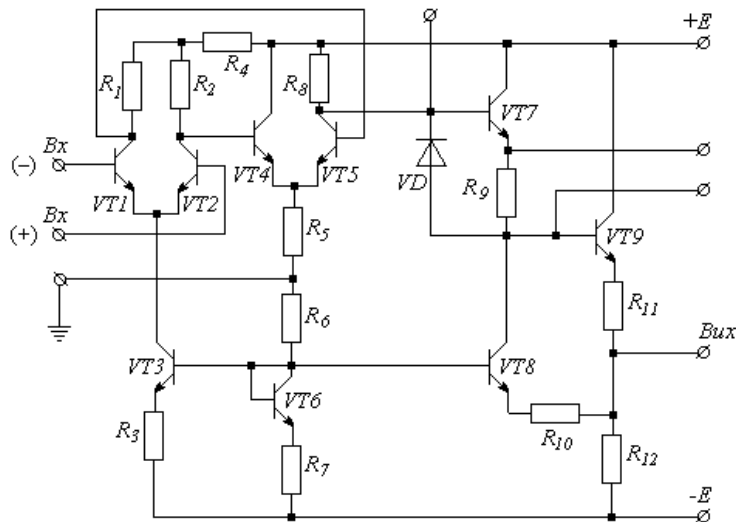
**Рис. 2**

## 1. Принципова схема операційного підсилювача. Його характеристики

### 1.1. Принципова схема операційного підсилювача

Принципова схема ОП зазвичай досить складна. Як приклад розглянемо один з найпростіших ОП, який певною мірою став “класичним” – ОП типу К140УД1 (рис. 3). Він складається з 9 транзисторів, 12 резисторів і одного діода. Перший каскад – це диференціальний підсилювач на транзисторах  $VT1$  та  $VT2$ . Струмове дзеркало на транзисторах  $VT3$  та  $VT6$  є емітерним опором цього каскаду. Різницева напруга з виходу першого каскаду подається на другий диференціальний підсилювач ( $VT4$  і  $VT5$ ) з емітерним опором  $R_5$ . Він перетворює симетричний вихідний сигнал з першого каскаду на несиметричний. В ньому не потрібний великий емітерний опір, оскільки у вихідній напрузі першого диференціального підсилювача синфазного сигналу вже немає.

Вихідний каскад утворений емітерним повторювачем на транзисторі  $VT9$  з опором  $R_{11}$  у колі його емітера.



**Рис. 3**

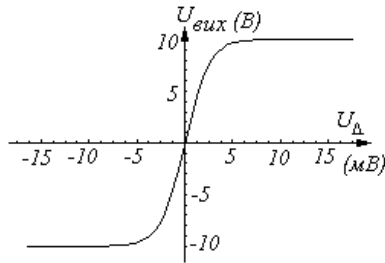
Деяко невідомою частиною схеми залишається ділянка з транзисторами  $VT7$  і  $VT8$ . Її призначення – зсув рівня постійної складової вихідної напруги, щоб при нульовому різницевому сигналі на вході ОП напруга на його виході також дорівнювала нулю. Ця ділянка схеми є емітерним повторювачем на транзисторі  $VT7$ , емітерний опір якого складений з резистора  $R_9$  та транзистора  $VT8$ . Співвідношення  $R_9$  та омичного опору  $VT8$  підбираються так, щоб постійна складова на базі  $VT9$  дорівнювала нулю. Але, оскільки диференціальний опір  $VT8$  набагато більший від  $R_9$ , то практично уся сигнальна складова напруги з виходу другого диференціального підсилювача доходить до бази  $VT9$ . Термокомпенсація усієї схеми ОП здійснюється діодом  $VD$ .

### 1.2. Характеристики операційного підсилювача

Амплітудна характеристика ОП зображена на рис. 4. Тут  $U_{\Delta}$  – диференціальна входна напруга;  $U_{ВИХ}$  – вихідна напруга. Робочою є порівняно вузька ділянка у кілька мВ, на якій зберігається пропорційність між  $U_{\Delta}$  та  $U_{ВИХ}$ . Вузькість робочої ділянки обумовлена тим, що через великий

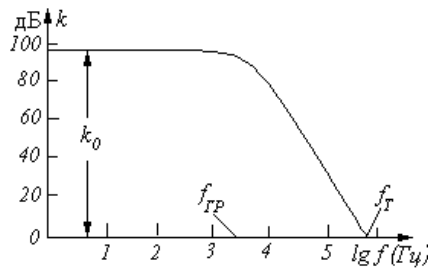


коефіцієнт підсилення вхідна напруга досягає насичення ( $\cong 8$  В) вже при досить малих значеннях вхідної напруги і далі вже не зростає.



**Рис. 4**

Частотну характеристику ОП у логарифмічному масштабі зображено на рис. 5. Вона описується формулою АЧХ для підсилювачів:



**Рис. 5**

$$k(f) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + (f / f_{ГР})^2}},$$

де  $k_0$  – коефіцієнт підсилення на низьких та середніх частотах, а  $f_{ГР}$  – гранична частота, що відповідає зниженню підсилення на 3 дБ (тобто у  $\sqrt{2}$  разів). Далеко за межами смуги пропускання, тобто при  $f \gg f_{ГР}$ :

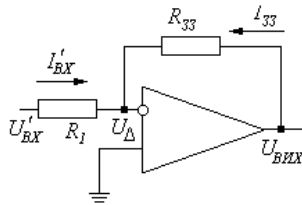
$$k(f) \approx \frac{k_0 \cdot f_{ГР}}{f},$$

і коефіцієнт підсилення стає обернено пропорційним до частоти  $f$ . Добуток  $k_0 \cdot f_{ГР}$  являє собою константу для даного типу операційного підсилювача. Вона чисельно дорівнює  $f_T$  – частоті на котрій коефіцієнт підсилення стає рівним одиниці. Сама ця величина наводиться у довідниках для характеристики частотних властивостей ОП. Так, наприклад, для вищезгаданого ОП типу К153УДЗ частота  $f_T$  дорівнює 1 МГц, що при  $k_0 \cong 3 \cdot 10^4$  дає  $f_{ГР}$  лише у 33 Гц.

Розширити смугу підсилюваних частот можна шляхом застосування негативного зворотного зв'язку, втрачаючи підсилення, зате вигравши у граничній частоті та багатьох інших параметрах.

## 2. Способи ввімкнення операційного підсилювача

Для поліпшення параметрів, зокрема для розширення смуги підсилюваних частот та стабілізації величини коефіцієнта підсилення, ОП зазвичай використовують із застосуванням глибокого негативного зворотного зв'язку. Завдяки великому власному коефіцієнту підсилення ОП це можна зробити без особливої шкоди. Для створення негативного зворотного зв'язку використовуються два способи увімкнення ОП – *інвертуюче* та *неінвертуюче*.



**Рис. 6**

При *інвертуючому увімкненні* (рис. 6) вихідний сигнал  $U_{ВІХ}$  протифазний вхідному сигналу  $U'_{ВХ}$ . Фактично, це увімкнення підсилювача з негативним паралельним зворотним зв'язком. Для наближеного

розрахунку такого увімкнення ОП останній можна представити як ідеалізований підсилювач, у якого  $k \approx \infty$  та  $R_{ВХ} \approx \infty$ . Тоді скінчена величина  $U_{ВІХ}$  досягається при  $U_{\Delta} = U_{(+)} - U_{(-)} \approx 0$ , і можна вважати, що інвертуючий вхід має потенціал, що практично дорівнює нулеві. Отже, можна вважати, що

$$I'_{ВХ} \approx \frac{U'_{ВХ}}{R_1} \text{ та } I_{33} \approx \frac{U_{ВІХ}}{R_{33}}.$$

Враховавши, що  $R_{ВХ} \approx \infty$  і на вхід підсилювача струм не відгалужується, дістанемо  $I'_{ВХ} \approx I_{33}$ , так, що

$$\frac{U'_{ВХ}}{R_1} = -\frac{U_{ВІХ}}{R_{33}}.$$

Звідси можна визначити коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком:

$$k' = \frac{U_{ВІХ}}{U'_{ВХ}} = -\frac{R_{33}}{R_1}.$$

Вхідний опір ОП увімкненого за інвертуючою схемою буде  $R'_{ВХ} \approx R_1$ . А вихідний опір знижується у  $1 + \beta \cdot k$  разів:

$$R'_{ВІХ} = \frac{R_{ВІХ}}{1 + \beta \cdot k} \text{ де } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}.$$

Вірність усіх цих результатів обмежена умовою  $k' \ll k$ .

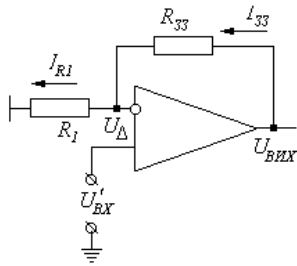


Рис. 7

Неінвертує увімкнення ОП зображене на рис. 7. Застосувавши той самий прийом представлення ОП як ідеального підсилювача, одержимо:

$$I_{33} = I_{R_1}, U_{(-)} \approx U_{(+)} = U'_{BX},$$

$$I_{33} = \frac{U_{BHX} - U'_{BX}}{R_{33}}, I_{R_1} = \frac{U'_{BX}}{R_1}.$$

Коефіцієнт підсилення  $k' = U_{BHX} / U'_{BX}$  виявляється рівним:

$$k' = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}.$$

Оскільки в схемі є послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, то її вхідний опір дорівнюватиме:

$$R'_{BX} = (1 + \beta \cdot k) \cdot R_{BX},$$

де  $\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$ , що значно більше ніж у самого ОП.

Окремим випадком неінвертує увімкнення є повторювач напруги (рис. 8), в якому  $R_{33} = 0$  та  $k' \approx 1$ . При цьому вхідний опір виявляється дуже великим  $R'_{BX} = (1 + k) \cdot R_{BX}$ . Область застосування цієї схеми та ж сама, що і у емітерного повторювача.

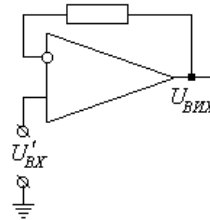


Рис. 8

### 3. Використання операційного підсилювача для виконання математичних операцій

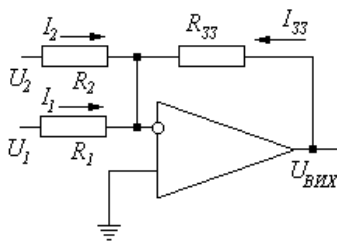


Рис. 9

Операційний підсилювач з успіхом можна застосовувати для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами: додавати, віднімати, диференціювати, інтегрувати тощо. Сама назва "операційний підсилювач" походить від того, що первісно ці схеми розроблялися саме для реалізації зазначених вище математичних операцій.

Схема увімкнення ОП для підсумовування кількох напруг зображена на

рис. 9. Вона подібна до розглянутого вище інвертуючого увімкнення ОП. Застосовуючи наближення ідеального підсилювача можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, I'_{BX1} + I'_{BX2} + I_{33} = 0,$$

звідки випливає співвідношення:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{ВНХ}}{R_{33}}; \text{ або } U_{ВНХ} = -(U_1 \cdot \frac{R_{33}}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_{33}}{R_2}).$$

Коефіцієнти  $R_{33}/R_{1,2}$  називаються масштабними множниками; варіюючи їх можна змінювати вагу кожного із доданків в утворюваній сумі. При  $R_{33} = R_1 = R_2$  одержимо  $U_{ВНХ} = -(U_1 + U_2)$ , тобто просто суму доданків зі знаком “мінус”.

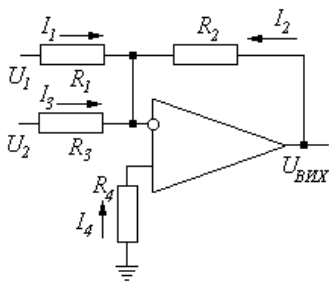


Рис. 10

Схема, зображена на рис. 10 реалізує віднімання вхідних напруг. Знову ж таки, застосовуючи наближення ідеального підсилювача, можна записати:

$$I_1 = -I_2; I_3 = -I_4; U_{(+)} \approx U_{(-)} .$$

Звідки

$$U_{ВНХ} = a_2 \cdot U_2 - a_1 \cdot U_1,$$

$$\text{де } a_1 = \frac{R_2}{R_1}; \quad a_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}).$$

При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  маємо просто  $U_{ВНХ} = U_2 - U_1$ .

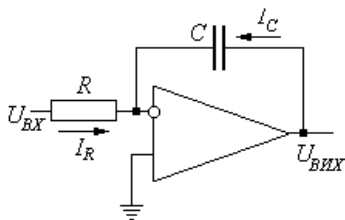


Рис. 11

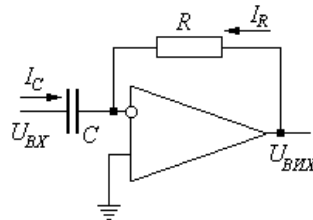


Рис. 12

Застосовувши реактивні елементи, можна побудувати схеми для інтегрування та диференціювання вхідних напруг. Так, наприклад, для зображеної на рис. 11 схеми можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, i_R = \frac{U_{ВХ}}{R} = -i_C = -C \cdot \frac{dU_{ВНХ}}{dt} .$$

Звідки одержуємо:

$$U_{ВНХ} = -\frac{1}{R \cdot C} \int U_{ВХ}(t) \cdot dt.$$

Аналогічно можна показати, що схема, зображена на рис. 12, здійснює операцію диференціювання:

$$U_{ВНХ} = -R \cdot C \cdot \frac{dU_{ВХ}}{dt}.$$

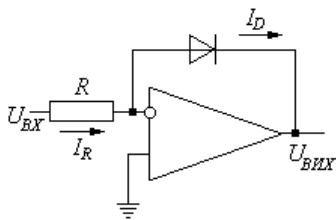


Рис. 13

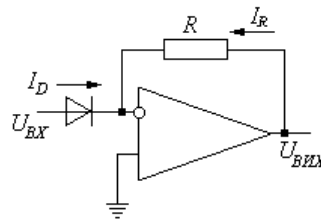


Рис. 14

Множення та ділення схеми з ОП безпосередньо реалізувати не спроможні. Зате вони можуть виконувати операції логарифмування та потенціювання вхідних напруг. В поданій на рис. 13 схемі в якості опору зворотного зв'язку використовується напівпровідниковий діод. Струм через такий відкритий діод визначається виразом:

$$i_D = i_0 \cdot \exp(-\alpha \cdot U_{ВНХ}), \text{ де } \alpha = \frac{e}{k \cdot T} \approx 40 \text{ В}^{-1},$$

а рівний йому струм через резистор  $-i_R = \frac{U_{ВХ}}{R}$ . З цих виразів випливає, що

$$-U_{ВНХ} = U_D = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln\left(\frac{U_{ВХ}}{i_0 \cdot R}\right).$$

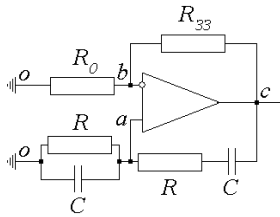
Аналогічно для схеми з рис. 14 можна одержати

$$U_{ВНХ} = -i_0 \cdot R \cdot \exp(\alpha \cdot U_{ВХ}).$$

Застосувавши ці схеми спільно з схемами додавання та віднімання, можна реалізувати операції множення і ділення.

#### 4. RC-автогенератор на операційному підсилювачі

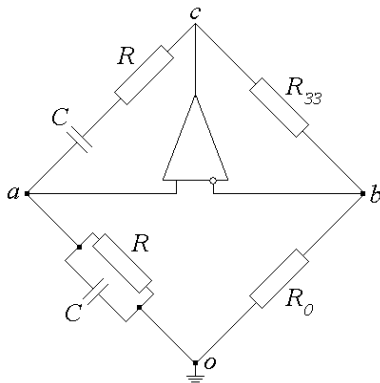
На основі операційного підсилювача можна створити різновид RC-автогенератора сигналів гармонійної форми (рис. 15).



**Рис. 15**

Дільник з опорів  $R_{33}$  і  $R_0$  створює тут негативний зворотний зв'язок, який забезпечує коефіцієнт підсилення  $k = 1 + R_{33}/R_0$ . Для створення позитивного зворотного зв'язку до неінвертуючого входу ОП під'єднано RC-коло, яке забезпечує поворот фази вихідного сигналу на кут  $\varphi = 0$  для частоти  $\omega_0 = 1/R \cdot C$ . Коефіцієнт передачі сигналу з виходу ОП на його вхід буде на цій частоті дійсним числом і дорівнюватиме  $U_{ao}/U_{co} = \beta = 1/3$ . Отже, фазова умова самозбудження буде задовольнятися лише на частоті  $\omega_0$ , а амплітудна умова  $k\beta > 1$  визначатиметься конкуренцією позитивного і негативного зворотного зв'язку і матиме вигляд

$$\left(1 + \frac{R_{33}}{R_0}\right) \cdot \frac{1}{3} > 1 \text{ або } R_{33} > 2 \cdot R_0.$$



**Рис. 16**

Схема, у яку ввімкнено операційний підсилювач на рис. 15, має назву моста Віна. Така назва стає зрозумілою, якщо перемалювати наведену вище схему у вигляді моста (рис. 16), де вертикальна діагональ відповідає виходу операційного підсилювача, а горизонтальна – його входам. Зображений міст (за ім'ям його автора – міст Віна) є частотно-вибірковим. Він балансується при виконанні двох умов:

$$\omega = \omega_0 = 1/R \cdot C \text{ і } R_{33} = 2 \cdot R_0.$$

При виконанні цих умов сигнал на горизонтальній діагоналі зникає, а при  $R_{33} > 2 \cdot R_0$  позитивний зворотний зв'язок пересилує негативний і генератор легко збуджується.

Основною проблемою в подібних автогенераторах є погана форма генерованих коливань. Вона буде тим гірша, чим сильніше перевиконана амплітудна умова самозбудження. Тому після того, як автогенератор збудиться, умову  $R_{33} > 2 \cdot R_0$  слід зробити якомога слабшою. Це можна зробити автоматично, увімкнувши замість резистора  $R_0$  (або послідовно з

ним) елемент, опір якого зростає би зі збільшенням струму через нього. Тоді в міру збільшення амплітуди генерованих коливань опір  $R_0$  збільшувався б, і нерівність  $R_{33} > 2 \cdot R_0$  наближалась би до рівності. Таким елементом може бути мініатюрна лампочка розжарювання, опір спіралі якої сильно зростає при протіканні електричного струму. Саме такі лампочки застосовуються у подібних автогенераторах для автоматичного встановлення рівня зворотного зв'язку і одержання задовільної форми генерованих коливань.

### 5. Мультивібратор на операційному підсилювачі

Розглянемо мультивібратор, створений на основі операційного підсилювача (рис. 17, а).

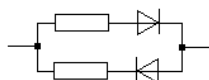
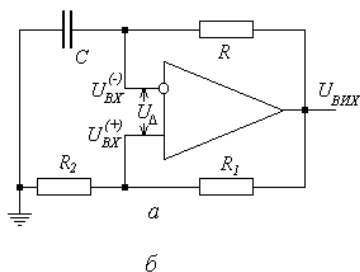


Рис. 17

Робота цієї схеми базується на "конкуренції" позитивного зворотного зв'язку через ділянку  $R_1R_2$  і "затриманого" негативного зворотного зв'язку через коло  $RC$ . Як правило ОП знаходиться в режимах насичення: верхнього  $U_{вих}^{(+)}$ , коли  $U_{\Delta} = U_{ex}^{(+)} - U_{ex}^{(-)} > 0$ , або нижнього  $U_{вих}^{(-)}$ , коли  $U_{\Delta} < 0$ , та переходить з одного в другий, коли  $U_{\Delta}$  змінює знак.

Нехай, наприклад, ОП знаходиться в режимі верхнього насичення, як це показано на рис. 18. Напряга на неінвертуючому вході  $U_{ex}^{(+)} = \beta \cdot U_{вих}^{(+)}$ , де

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \text{коефіцієнт позитивного зворотного зв'язку.}$$

Нехай ємність  $C$  перезаряджається від деякого початкового значення

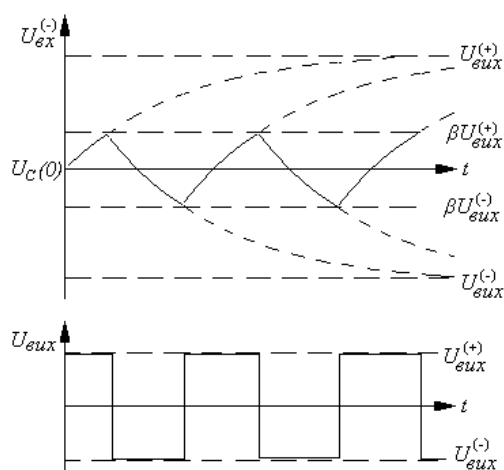


Рис. 18

$U_C(0)$ , прямуючи до  $U_{вых}^{(+)}$ . Але в момент, коли  $U_C = U_{вых}^{(-)}$  доросте до величини  $\beta \cdot U_{вых}^{(+)}$  і трохи перевищить її, різниця вхідних напруг  $U_{\Delta}$  змінить свій знак на негативний, ОП перейде в нижній режим насичення, і  $U_{вых}^{(+)}$  стане рівним  $\beta \cdot U_{вых}^{(-)} < 0$ . Тепер ємність  $C$  знову буде перезаряджатися від позитивних значень до

негативних, прямуючи до  $U_{вых}^{(-)}$ . Але, досягнувши значення  $\beta \cdot U_{вых}^{(-)}$ , напруга  $U_C$  тим самим перетворить різницю  $U_{вых}^{(+)} - U_{вых}^{(-)} = U_{\Delta}$  на позитивну, що знову переведе ОП в верхній режим насичення. Далі цей процес періодично повторюватиметься.

У подібного мультивібратора тривалості позитивного і негативного напівперіодів рівні між собою (реалізується режим меандру). Якщо треба зробити їх різними, замість резистора  $R$  слід увімкнути схему, зображену на рис. 17, б, яка має різний опір в протилежних напрямках при  $r_{d1} \neq r_{d2}$ .

## ОПИС ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТУ

Лабораторний макет (рис. 19) містить інтегральну мікросхему операційного підсилювача типу К1УТ401Б, на основі якого зібрано електронну схему, що дозволяє здійснювати дослідження характеристик та параметрів як власне операційного підсилювача у інвертуючому та неінвертуючому увімкненні, так і більш складних схем на його основі, таких як автогенератор гармонійних сигналів з мостом Віна, мультивібратор на



основі ОП, схем для диференціювання та інтегрування сигналів (прості аналогові обчислювальні машини) тощо.

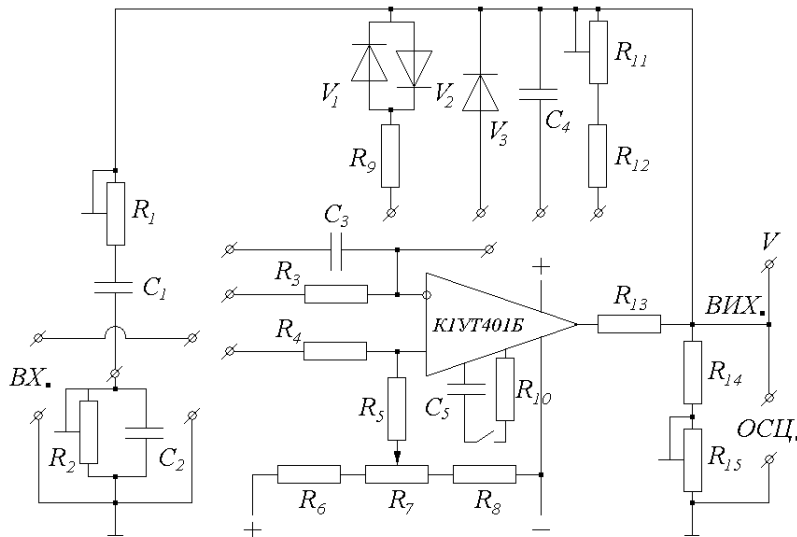


Рис. 19

### ЗАВДАННЯ ТА ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Уважно ознайомитися з макетом, зрозуміти призначення та функції окремих блоків і елементів схеми. Увімкнути живлення приладів для прогрівання (30 хвилин) та живлення макету.
2. Зібрати на базі лабораторного макету схему для підсилення сигналів при інвертуючому увімкненні ОП.

Подати на вхід макету сигнал від генератора *G 305*. Встановити амплітуду сигналу не вище 50 мВ. Режим роботи генератора – генерація гармонійного сигналу.

Виміряти АЧХ операційного підсилювача, увімкненого за інвертуючою схемою, при мінімальному зворотному зв'язку (значення опору  $R_{11}$  – максимальне) та при довільному зворотному зв'язку (опір  $R_{11}$  – в довільному положенні) у діапазоні частот (10 Гц – 10 МГц). Частоту змінювати із кроком

“3/2” (кожне наступне значення частоти вхідного сигналу у 1,5 рази більше за попереднє).

- Зібрати на базі лабораторного макету схему для підсилення сигналів при неінвертуючому увімкненні ОП.

Подати на вхід макету сигнал від генератора *G 305*. Встановити амплітуду сигналу не вище 50 мВ.

Виміряти АЧХ операційного підсилювача, увімкненого за неінвертуючою схемою, при мінімальному зворотному зв'язку (значення опору  $R_{11}$  – максимальне) та при довільному зворотному зв'язку (опір  $R_{11}$  – в довільному положенні) у діапазоні частот (10 Гц – 10 МГц). Частоту змінювати із кроком “3/2” (кожне наступне значення частоти вхідного сигналу у 1,5 рази більше за попереднє).

- Отримані АЧХ ОП побудувати попарно на одному графіку (окремо для інвертуючого та неінвертуючого увімкнення). Масштаб по осі частот (вісь ОХ) – логарифмічний. По осі ординат відкладається значення коефіцієнта підсилення схеми у відносних одиницях:

$$k = U_{вих}(f) / U_{вх}$$

де  $U_{вих}(f)$  відповідає значенню вихідної напруги при кожному значенні частоти вхідного сигналу. По отриманим АЧХ визначити смугу пропускання підсилювача без зворотного зв'язку та із зворотним зв'язком для кожного способу увімкнення ОП.

- Зібрати на базі лабораторного макету схему *RC*-автогенератора на операційному підсилювачі з мостом Віна. Для різних значень опору у схемі моста Віна (опір  $R_1R_2$ ) виміряти частоту генерованих схемою коливань та замалювати відповідні осцилограми. Порівняти експериментальні значення частот генерованих схемою коливань із розрахунковими для відповідних значень  $R_{1,2}$  і  $C_{1,2}$ .

- Подати на вхід макету сигнал від генератора *G 305*. Встановити амплітуду сигналу не менше 500 мВ. Режим роботи генератора – генерація послідовності прямокутних імпульсів.

Зібрати на базі лабораторного макету схему для виконання математичної операції диференціювання вхідного сигналу. У діапазоні частот вхідного сигналу від 1 кГц до 15 кГц із кроком у 500 Гц замалювати осцилограми на виході схеми.

Зібрати на базі лабораторного макету схему для виконання математичної операції інтегрування вхідного сигналу. У діапазоні частот вхідного сигналу від 1 кГц до 15 кГц із кроком у 500 Гц замалювати осцилограми на виході схеми.

7. Зібрати на базі лабораторного макету схему мультівібратора на операційному підсилювачі. Замалювати осцилограму сигналу на виході схеми та виміряти частоту генерованої послідовності прямокутних імпульсів.

8. По закінченні вимірів вимкнути живлення макету та приладів.

## ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ

1. Вказати назву лабораторної роботи та її мету.
2. Накреслити принципову схему макету.
3. Навести результати вимірів по всім пунктам завдання і дати пояснення.
4. Побудувати графіки вказаних у завданні роботи залежностей, проаналізувати їх.
5. Зробити висновки щодо результатів виконаної роботи.

## КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Перелічіть, яким основним вимогам повинен задовольняти операційний підсилювач?
2. Намалюйте структурну схему операційного підсилювача та поясніть призначення її окремих частин.
3. Чому область робочих значень вхідної напруги операційного підсилювача вельми вузька – лише одиниці мілівольт? Обґрунтуйте відповідь.
4. Що таке частота одиничного підсилення операційного підсилювача?
5. Які переваги має інвертуюче та неінвертуюче увімкнення операційного підсилювача? Що при цьому втрачається?
6. Чи буде вхідний опір операційного підсилювача, увімкненого за інвертуючою схемою більшим або меншим вхідного опору "чистого" ОП? Обґрунтуйте відповідь.
7. Що означає вираз "математична обробка сигналів у режимі реального часу"? Як її здійснити та де її доцільно використовувати?
8. Які переваги та недоліки мають аналогові обчислювальні машини порівняно з цифровими ЕОМ? Де їх доцільно використовувати?
9. В чому полягає ідея створення *RC*-автогенератора?
10. Яким вимогам має задовольняти чотиріполюсник зворотного зв'язку в *RC*-автогенераторі?

11. Поодинокі диференціюючі  $RC$ -комірочки обертають фазу гармонічного сигналу на кут  $\varphi$ . Чи можна при послідовному ввімкненні кількох таких комірок для підрахування загального повороту фази просто підсумувати кути  $\varphi$  кожної з них?
12. Чому форма коливань, генерованих  $RC$ -автогенераторами, звичайно відрізняється від гармонічної? Що треба робити, щоб наблизитись до гармонічної форми генерованих коливань?
13. Навіщо в  $RC$ -автогенераторі з мостом Віна потрібне коло негативного зворотного зв'язку  $R_{33}R_0$ ?
14. Навіщо для покращання форми генерованих коливань в  $RC$ -автогенераторі з мостом Віна послідовно з резистором  $R_0$  вмикають лампочку розжарення?
15. Як працює мультівібратор, зібраний з використанням операційного підсилювача?

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Левитський С.М. Основи радіоелектроніки. – К.: ВПЦ “Київський університет”, – 2007 р., – 455 с.
2. І.І. Бех, С.М. Левитський. Фізичні основи комп'ютерної електроніки. – К.: ТОВ “Карбон”, – 2010 р., – 233 с.
3. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь. – 1985 г. – 485 с.

**Навчальне видання**

*БЕХ Ігор Іванович*

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ  
ДО ПРОВЕДЕННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ  
“ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА”  
З КУРСУ “РАДІОЕЛЕКТРОНІКА”**

Підписано до друку “ 29 ” серпня 2011 р. Формат 60x80<sup>16</sup>.

Гарнітура Times. Папір офсетний. Друк офсетний.

Наклад 200 примірників. Ум. друк. арк. 1,2.

Видавнича лабораторія радіофізичного факультету  
Київського національного університету імені Тараса Шевченка

Київський національний університет імені Тараса Шевченка  
Радіофізичний факультет

## **ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МУЛЬТИВІБРАТОРІВ**

Методичні вказівки до лабораторної роботи  
з курсу «Основи радіоелектроніки»

для студентів радіофізичного факультету

Київ

## МЕТА РОБОТИ

На лабораторному макеті дослідити роботу мультивібратора з р-п-р транзистором.

У даному лабораторному макеті застосовані р-п-р транзистори, тоді як увесь матеріал лекційного курсу викладався на основі n-р-п транзисторів. Відмінність цих різновидів транзисторів полягає в тому, що в р-п-р транзисторах усі струми і напруги мають знак, протилежний до струмів і напруг в n-р-п транзисторах.

Отже, р-п-р транзистори живляться від джерел з негативною напругою і відкриваються при подачі негативної напруги на базу.

## 1. ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ

Мультивібратор - це автогенератор періодичних імпульсів, за формою близьких до прямокутних. Він являє собою двокаскадний RC-підсилювач, охоплений стовідсотковим позитивним зворотним зв'язком. Звичайно мультивібратор зображують у вигляді симетричної схеми (рис.1)

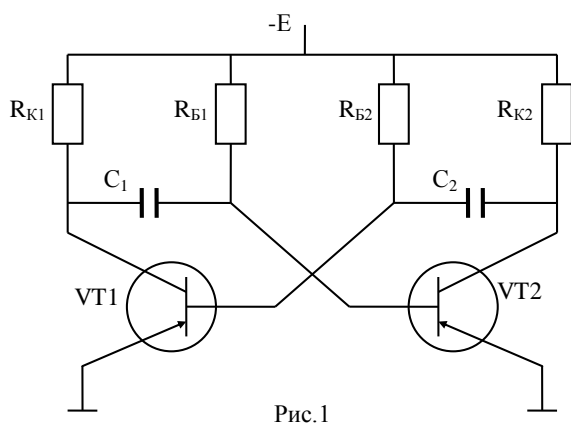


Рис.1

Проте ця схема не може перебувати в симетричному режимі. Сильний зворотний зв'язок приводить до того, що початковий стан рівноваги (в момент увімкнення схеми) завжди нестійкий. Кожний з каскадів інвертує сигнал і тому випадково виникла флюктуація, пройшовши через обидва каскади, повернеться у вихідну точку з попередньою полярністю і підсиленою в  $k^2$  разів ( $k$  - коефіцієнт підсилення кожного з каскадів)

### 1.1. Якісний розгляд роботи автоколивного мультивібратора

Припустимо, що струм колектора  $I_{K1}$  першого транзистора VT1 з якоїсь причини зменшився, це спричинить збільшення за абсолютною величиною напруги на його колекторі  $U_{K1}$ . Стрибок напруги від  $U_{K1}$  пройде через ємність  $C_1$  і приведе до відповідного збільшення потенціалу бази  $U_{B2}$  другого транзистора VT2 (оскільки заряд конденсатора не може змінюватися миттєво, то різниця потенціалів на його обкладках при стрибку напруги залишається практично постійною). Струм колектора другого транзистора  $I_{K2}$  при цьому збільшиться, напруга  $U_{K2}$  зменшиться, а, отже, зменшиться і напруга бази першого колектора  $U_{B1}$ , що спричинить подальше зменшення колекторного струму першого транзистора  $I_{K1}$ . Цей процес буде розвиватися в геометричній прогресії, лавиноподібно і в результаті приведе до розриву кола зворотного



зв'язку в системі, бо перший транзистор VT1 повністю закриється, а другий VT2 - відкриється. Розвиток лавиноподібного процесу обривається і такому стані схема перебуватиме деякий час

Простежимо далі за зміною напруги  $U_{Б1}$  на базі першого транзистора VT1, який закрився. Ця напруга дорівнює

$$U_{Б1} = U_{C2} + U_{К2}$$

Оскільки рахуємо, що VT2 відкритий до насичення, напруга  $U_{К2}$  практично близька до нуля, і можна вважати, що

$$U_{Б1} \approx U_{C2}$$

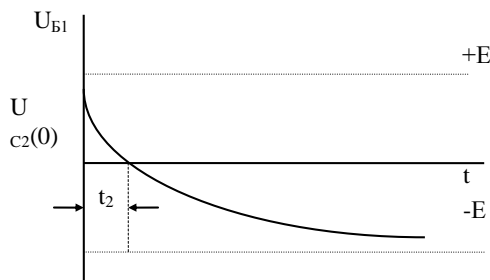


Рис.2

Нехай в початковий момент часу напруга на  $C_2$  відповідає деякому позитивному значенню  $U_{C2}(0)$  (рис.2). Отже, транзистор VT1 можна вважати закритим <sup>\*)</sup>.

З часом ємність  $C_2$  буде перезаряджуватися від джерела  $(-E)$  через резистор  $R_{Б2}$  і відкритий транзистор VT2. Напруга на  $C_2$  буде прямувати до  $(-E)$  за законом

$$U_{Б1}(t) = U_{C2}(t) = -E - \left[ E + |U_{C2}(0)| \right] e^{-t/\tau_2} \quad (1)$$

де  $\tau_2 = R_{Б2}C_2$  (опором джерела і відкритого транзистора VT2 нехтуємо)

Але при  $t > t_2$  напруга на базі першого транзистора  $U_{Б1}$  стає негативною і VT1 відкривається. Починається зворотний лавиноподібний процес - VT1 відкривається, VT2 закривається. І далі цей процес буде циклічно повторюватися. Час перебування транзисторів VT1 та VT2 у закритому стані близький до величин  $\tau_2$  і  $\tau_1$ .

Щоб уявити собі хід процесів у всій схемі в цілому, розглянемо систему епюр, на яких зображені одночасні зміни напруги на базах та колекторах обох транзисторів (рис.3)

Коли один з транзисторів відкривається, його колекторна напруга стрибком збільшується від  $(-E)$  до напруги насичення  $U_{Кнас}$ , яка звичайно складає декілька десятків вольт. При запиранні транзистора напруга на колекторі знову спадає до  $(-E)$ . Отже, колекторна напруга кожного з транзисторів має являти собою періодичні імпульси прямокутної форми з амплітудою  $U_m \approx |E|$ .

- <sup>\*)</sup> Нагадаємо, що при позитивній напрузі на базі р-п-р транзистор є закритим, а при негативній - відкритим

Напряга на базах транзисторів визначається процесами перезарядки ємностей  $C_1$  і  $C_2$  через резистори  $R_{B1}$  та  $R_{B2}$  і має вигляд імпульсів за формою близьких до трикутної.

Наведену картину слід доповнити деякими уточненнями. Так, після запирання VT2 починається відновлення заряду на ємності  $C_2$  по колу: джерело живлення  $(-E)$ , опір  $R_{K2}$  і емітерно-базовий (р-п) перехід відкритого VT1 транзистора. Цей процес буде відбуватися зі сталою часу  $\tau_{K2} = R_{K2}C_2$  і закінчиться тим, що напруга  $U_{K2}$  досягне рівня  $(-E)$ .

Але поки йтиме цей процес, через опір  $R_{R2}$  протікатиме струм, і напруга  $U_{K2}$  буде залишатися дещо вищою від  $(-E)$ . Тому передній фронт імпульсу напруги  $U_{K2}$  виходить закругленим, і напруга  $U_{K2}$  встановиться рівною  $(-E)$  лише тоді, коли мине час  $\approx (3 \div 4)\tau_{R2}$ .

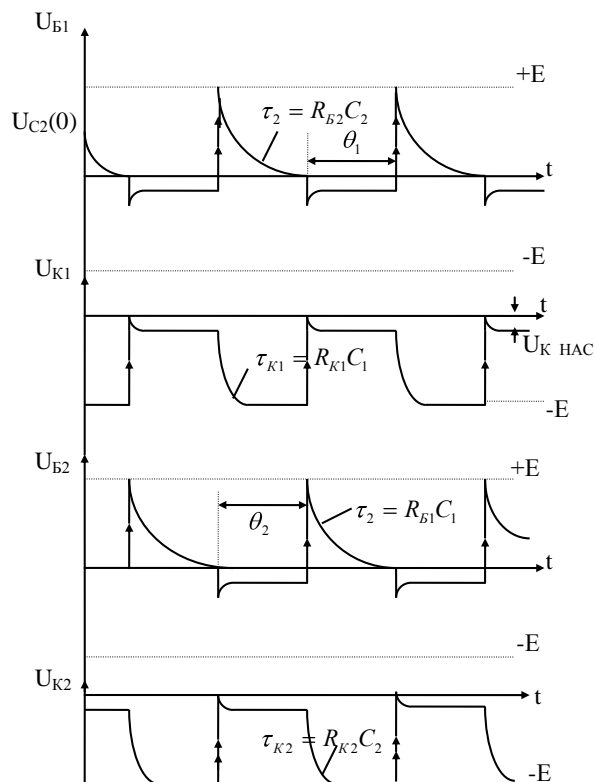


Рис.3

Одночасно при протіканні струму, що заряджує ємність  $C_2$  через базово-емітерний перехід VT1, на останньому буде створюватися невеликий негативний імпульс напруги  $\Delta U_{B1}$ , який викличе невелике додаткове зменшення струму  $I_{K1}$  і короткочасне збільшення  $U_{K1}$ .

Все це справедливо і для перезарядки ємності  $C_1$ , коли закритим буде транзистор VT1.

### 1. 2. Схема мультивібратора з діодами

Особливістю схеми мультивібратора, зображеного на рис.4, є те, що в ньому з метою покращення форми генерованих імпульсів у колі колекторів поставлені ще діоди  $D$  і опори  $R_C$ .

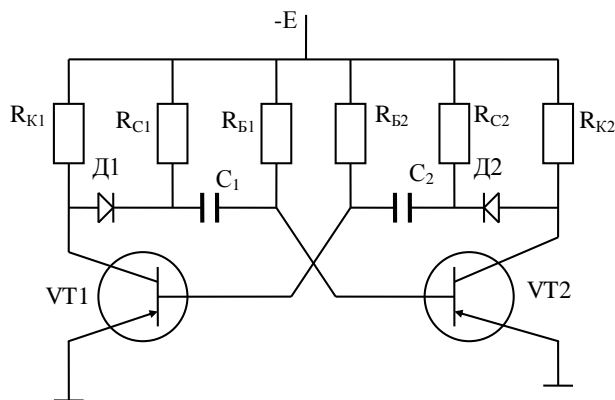


Рис.4

Коли транзистор VT1 є закритим, струм, що перезаряджує ємність  $C_2$ , іде від джерела  $(-E)$  через опір  $R_{B2}$ , ємність  $C_2$ , діод D2 і відкритий транзистор VT2.

Коли ж транзистор VT2 закривається, струм, що відновлює заряд ємності  $C_2$ , протікає через  $R_{C2}$ , ємність  $C_2$  і базово-емітерний перехід відкритого VT1. Цей струм обминає опір  $R_{K2}$  (бо діод D2 буде закритим) і тому в момент закривання VT2 напруга на його колекторі відразу спадає до  $(-E)$ . Отже, імпульси, що утворюються на колекторах транзисторів, будуть чисто прямокутними, з різкими фронтами.

## 2. ОЧІКУЮЧИЙ МУЛЬТИВІБРАТОР

Розглянутий вище мультивібратор має два тимчасово-стійких стани, в яких він утримується перехідними процесами в ланцюгах  $R_{B1}C_1$  і  $R_{B2}C_2$ . З одного стану в інший він переходить стрибком.

Існує різновид мультивібраторної схеми, яка має один постійно-стаціонарний режим і один тимчасово-стаціонарний. Звичайно схема знаходиться в постійно-стійкому стані, але під дією короткого пускового імпульсу переходить в збуджений тимчасово-стійкий. По закінченні певного часу схема виходить з цього стану і повертається в постійно-стаціонарний. Така схема має назву одновібратора, унівібратора, очікуючого або затриманого мультивібратора.

## 2.1. Очікуючий мультивібратор з емітерним зв'язком

Прикладом такого очікуючого мультивібратора може бути схема, зображена на рис.5. Це так званий очікуючий мультивібратор з емітерним зв'язком. Тут транзистор VT2 є постійно відкритим, бо на його базу через резистор  $R_E$  постійно подається від'ємна напруга від джерела ( $-E$ ). Своім емітерним струмом, що протікає через спільний емітерний опір  $R_E$ , він утримує транзистор VT1 у постійно закритому стані.

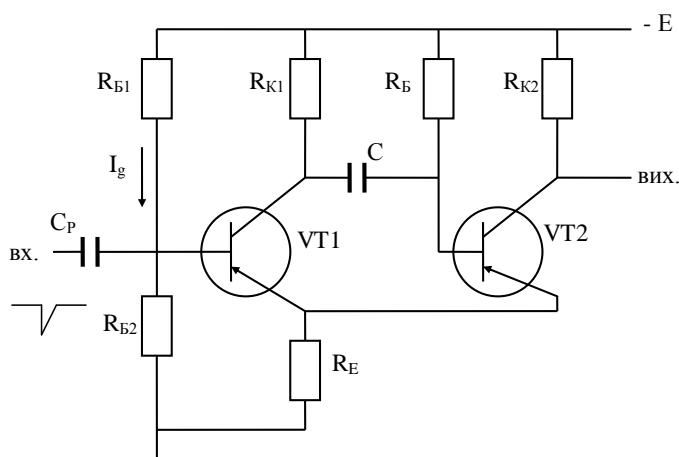


Рис.5

Базово-емітерна напруга VT1 дорівнює

$$U_{BE1} = U_{RE} - U_{RB2} = I_{E2} R_E - I_g R_{B2}$$

Якщо другий доданок тут є негативним і намагається відкрити транзистор VT1, то перший є позитивним і утримує VT1 у закритому стані. Отже, режим схеми підбирається так, щоб перший доданок був більшим за другий.

У такому стані схема може перебувати будь-який час, і на виході утримується мала негативна напруга.

При подачі на вхід негативного пускового імпульсу достатньої величини цей імпульс пересилує утримуючу дію напруги  $U_{RE}$ , і VT1 відкривається. Напруга на його колекторі стрибком підвищується (стає менш негативною). Цей позитивний стрибок передається через ємність  $C$  на базу транзистора VT2 і закриває його. Напруга на виході стрибком досягає значення ( $-E$ ).

Але поволі через опір  $R_E$ , ємність  $C$ , відкритий транзистор VT1 і опір  $R_E$  ємність  $C$  перезаряджується від джерела ( $-E$ ). Напруга на базі VT2 стає все менш позитивною і нарешті через час сумірний зі сталою часу  $R_E C$ , коли базово-емітерна напруга VT2 проходить через нуль, цей транзистор відкривається, і схема повертається у вихідний стан.

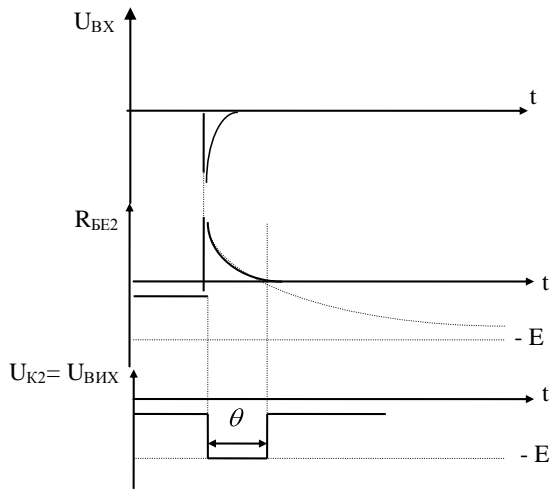
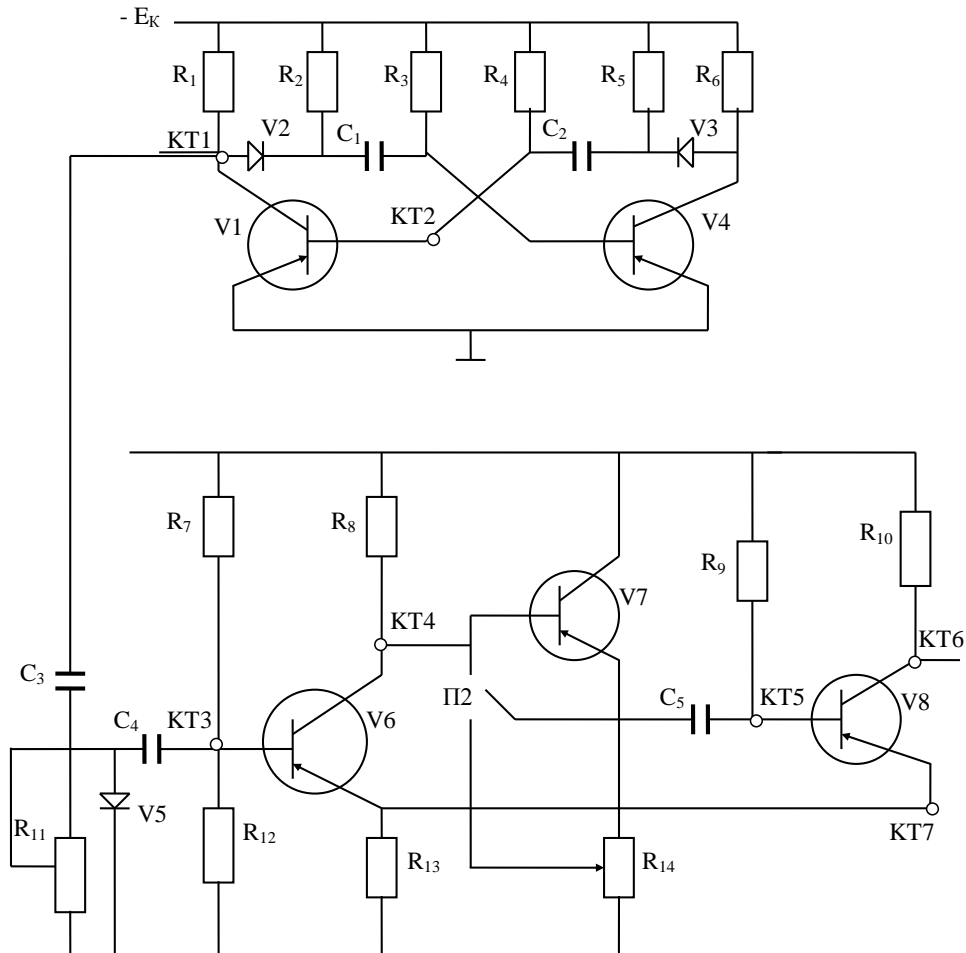


Рис.6

В результаті на виході генерується негативний прямокутний імпульс з різкими фронтами (рис.6).

Як уже згадувалось, пусковий імпульс має бути за абсолютною величиною більшим від напруги, що утримує транзистор  $VT1$  у закритому стані. А тривалість цього пускового імпульсу повинна бути значно меншою від тривалості вихідного імпульсу  $\theta$ . Якщо імпульс, яким хочемо запустити наш очікуваний мультивібратор, є надто довгим, його слід укоротити шляхом диференціювання на вхідній  $RC$ -комірці.

### 3. ОПИС МАКЕТУ СХЕМИ



Лабораторний макет складається з двох частин:

- симетричного автоколивного мультивібратора на транзисторах V1 і V4;
- очікуючого мультивібратора на транзисторах V6, V7, V8.

Автоколивний мультивібратор відрізняється від «класичної» схеми наявністю відключаючих діодів V2 і V3 та опорів  $R_2$  і  $R_5$ . Це зроблено з метою покращення форми генерованих імпульсів. Принцип дії цієї схеми описаний вище. Спостерігати форму імпульсів на колекторі і на базі можна в точках KT1 і KT2. Діоди можна вмикати і вимикати за допомогою перемикача П1 (перемикач - на макеті схеми). При виключених діодах передній фронт генерованих імпульсів є закругленим, а при включених - різким.

Очікуючий мультивібратор запускається від першої схеми. Генерований нею прямокутний імпульс диференціюється на  $RC$ -комірці, що складається з ємності  $C_3$  і змінного опору  $R_{11}$ . Позитивний імпульс від диференціювання заднього фронту прямокутного імпульсу зрізається за допомогою діода  $V5$ .

Очікуючий мультивібратор у макеті відрізняється від описаного в попередньому розділі наявністю транзистора  $V7$ , який разом з опором  $R_{14}$  утворює емітерний повторювач. При верхньому положенні перемикача  $П2$  емітерний повторювач є відключеним, і схема відповідає зображеній на рис.5. У нижньому положенні  $П2$  напруга з виходу першого транзистора  $V6$  подається на другий  $V8$  через емітерний повторювач і може регулюватися опором  $R_{14}$ . Це дає змогу регулювати ту стартову напругу на ємності  $C_5$ , з якої починається її перезарядження, і тим самим регулювати тривалість імпульсів на виході схеми (в точці  $КТ6$ ).

## ЗАВДАННЯ ТА ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Уважно ознайомитися з макетом; зрозуміти призначення та функції окремих блоків і елементів схеми. Укімкнути живлення приладів для прогрівання (10-15 хвил.) та живлення макету.

2. Дослідити симетричний мультивібратор з відключаючими діодами:

а) замалювати осцилограми в контрольних точках  $КТ1$  та  $КТ2$  (на колекторі та на базі транзисторів) без діодів та з діодами; порівняти їх з зображеними на рис. 3.

б) виміряти тривалість імпульсу в т.  $КТ1$  з діодами та тривалість переднього фронту імпульсу в режимі відключених діодів

3. Дослідити очікуючий мультивібратор з емітерним зв'язком:

а) Встановити  $R_{11} = 0$  (при цьому запуск очікуючого мультивібратора припиняється). Виміряти постійні потенціали в контрольних точках ( $КТ3$ ,  $КТ4$ ,  $КТ5$ ,  $КТ6$ ,  $КТ7$ ) відносно загальної шини і на підставі цих вимірів визначити амплітуду імпульсу, потрібну для запуску очікуючого мультивібратора.

(Для запуску має бути виконана умова  $U_{пуск} + U_{КТ3} > U_{КТ7}$ )

б) Визначити величину  $R_{11}$ , необхідну для формування імпульсу запуску з тривалістю не меншою 2 мкс (для цього має бути  $R_{11}C_3 > 2 \cdot 10^{-6} c$ ).

в) Встановити розраховане значення опору  $R_{11}$ . При верхньому положенні перемикача  $П2$  замалювати осцилограми в точках  $КТ3$ ,  $КТ4$ ,  $КТ5$  та  $КТ6$ ; порівняти з рис.6. Виміряти тривалість імпульсу на виході схеми (в точці  $КТ6$ ).

г) При нижньому положенні перемикача  $П2$  замалювати осцилограми в точках  $КТ5$  і  $КТ6$  для двох крайніх значень опору  $R_{14}$ .

д) Виміряти залежність тривалості імпульсу на виході схеми (точка  $КТ6$ ) від значень опору  $R_{14}$  та побудувати графік  $\tau_{imp} = f(R_{14})$  ( $\Delta R_{14} = 0,1 k\Omega$ )

4. Виключити живлення макету та схеми

#### ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ

1. Вказати назву лабораторної роботи та її мету.
2. Накреслити принципову схему макету.
3. Привести результати вимірів по всім пунктам завдання і дати пояснення.
4. Побудувати графіки вказаних у завданні роботи залежностей, проаналізувати їх.
5. Зробити висновки щодо результатів виконаної роботи.

#### КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Чому мультивібратор не може перебувати постійно у симетричному режимі?
2. Якими елементами схеми визначається тривалість імпульсів, генерованих мультивібратором?
3. З якою метою в схемі макету мультивібратора стоять діоди? Як вони працюють?
4. Як формується імпульс, що запускає очікуючий мультивібратор? Яке призначення діода V5?
5. Якої полярності і якої величини має бути імпульс, що запускає очікуючий мультивібратор?
6. Чим визначається тривалість імпульсу на виході очікуючого мультивібратора при верхньому положенні перемикача П2?
7. Яке призначення транзистора V7?
8. Чому змінюється тривалість імпульсу на виході очікуючого мультивібратора (в точці КТ6) при зміні опору  $R_{14}$  ?

#### РЕКОМЕНДОВАНА АПАРАТУРА

1. Осцилограф С1-5 (СИ-1)

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Молчанов А.П., Занадворов П.Н. Курс электротехники и радиотехники. М., «Наука». 1976. - С. 410-415