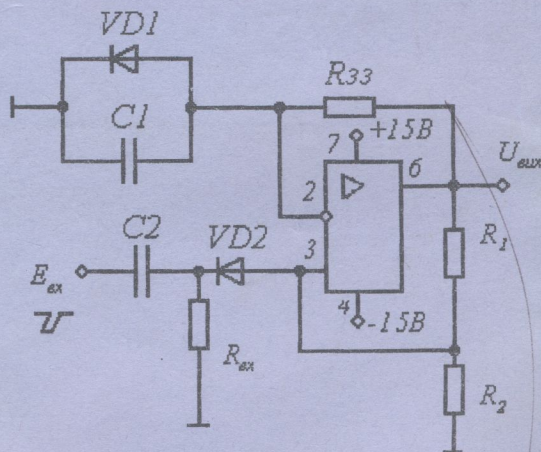


Ю.В.ШАБАТУРА, М.І.БАНДАК, В.В.ПРИСЯЖНЮК

## ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА Ч.2.

Електронні пристрої систем автоматики  
Лабораторний практикум



Міністерство освіти України  
Інститут змісту і методів навчання  
Вінницький державний технічний університет

ISBN 5-7763-8587-3

Ю.В.Шабатура М.І.Бандак  
В.В.Присяжнюк

Електроніка та мікросхемотехніка  
Ч.2.  
Електронні пристрої систем автоматики  
Лабораторний практикум

Навчальний посібник для студентів спеціальності  
7.091401-"Системи управління і автоматики"  
вищих навчальних закладів України

Рекомендовано Міністерством освіти України



621.382(075) Ш 12 1998

Шабатура Ю.В. Електроніка та мікросхемотехніка

Вінниця ВДТУ 1998

УДК 621.3

Електроніка та мікросхемотехніка. Ч.2. Електронні присторої систем автоматики. Лабораторний практикум. Навчальний посібник / Ю.В.Шабатура, М.І.Бандак, В.В.Присяжнюк.-В. : ВДТУ, 1998.-144с.Укр.мовою/

В навчальному посібнику наведені короткі теоретичні відомості і основні розрахункові співвідношення для напівпровідникових приладів, методологія розв'язування практичних задач, задачі для самостійної роботи.

Теоретичний матеріал закріплюється відповідним лабораторним практикумом.

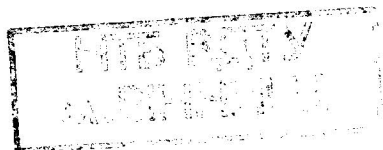
Табл.3.Лл.78.Бібліогр. 9 наймен.

Рецензенти : О.А.Волков,	д.т.н.
І.І.Хаймзон,	д.т.н.
А.А.Дрючин	к.т.н.

394906

ISBN 5 - 7763 - 8587 - 3

© Ю.В.Шабатура,  
М.І. Бандак,  
В.В. Присяжнюк 1998



## Зміст

Передмова.....	4
Розділ 1. Підсилювачі електричних сигналів.....	5
1.1. Дослідження каскадів підсилення на транзисторах.....	5
1.2. Дослідження зворотніх зв'язків в підсилювачах.....	21
1.3. Дослідження трансформаторних підсилювачів потужності.....	31
1.4. Дослідження безтрансформаторних підсилювачів потужності.....	39
1.5. Дослідження LC-вибіркових підсилювачів та генераторів.....	44
1.6. Дослідження операційного підсилювача.....	55
Розділ 2. Ключові та генераторні пристрої.....	63
2.1. Дослідження ключа на біполярному транзисторі.....	63
2.2. Дослідження автоколивальних та ждучих мультивібраторів на біполярних транзисторах.....	77
2.3. Дослідження автоколивальних та ждучих мультивібраторів на операційних підсилювачах.....	92
2.4. Дослідження блокінг-генераторів.....	100
Розділ 3. Пристрої фільтрації і модуляції сигналів.....	117
3.1. Дослідження активних фільтрів.....	117
3.2. Дослідження амплітудної модуляції і детектування АМ коливань.....	128
Література.....	143

## Передмова

Друга частина навчального посібника «Електроніка та мікросхемотехніка» є послідовним, логічним продовженням першої частини даного посібника. У ній студенти ознайомляться з численним матеріалом лабораторного практикуму по електронних пристроях систем автоматики.

Лабораторні заняття дозволяють реалізувати зв'язок теорії з практикою, в результаті чого студенти повинні отримати необхідні знання, вміння і навички в організації і проведенні досліджень з самостійною оцінкою їх результатів, а також опанувати технологію монтажу, настройки і експлуатації електронних схем.

В наш час важко уявити собі технічну задачу, яку неможливо було б розв'язати при використанні засобів електроніки. Суть задачі буде полягати у правильному формулюванні і виборі засобів та методів її розв'язку. Саме тому головні задачі даного навчального посібника коротко можна сформулювати так: поглиблене вивчення прослуханого на лекціях і отриманого в результаті самостійної роботи теоретичного матеріалу, розвиток практичних навичок розрахунку, побудови і настройки електронних схем, їх експериментальне дослідження, обробка отриманих результатів, використання стандартного обладнання для генерування типових сигналів, вимірювання і реєстрації отриманих результатів, оформлення звіту.

# Розділ 1 ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

## 1.1. Дослід каскадів підсилення на транзисторах

Мета роботи: дослідження характеристик і параметрів каскадів підсилення: на біполярних транзисторах, схемах з загальним емітером ЗЕ, загальною базою ЗБ, загальним колектором ЗК.

### Теоретичні відомості і методичні вказівки

Підсилювач - це пристрій, який призначений для підсилення потужності вхідного сигналу за рахунок споживання енергії джерела живлення. В залежності від схеми підключення біполярного транзистора БТ підсилювачі діляться на:

- з загальним емітером (ЗЕ);
- з загальною базою (ЗБ);
- з загальним колектором (ЗК).

Принципові електричні схеми цих підсилювачів і вирази для визначення основних їх параметрів приведені в табл. 1.

До основних параметрів підсилювачів відносять:

1. Коефіцієнт підсилення напруги:

$$K_u = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$$

струму

$$K_I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$$

потужності

$$K_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}$$

2. Вхідний опір  $R_{\text{вх}}$  - опір вхідного каналу підсилювача для змінного струму:

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$$

3. Вихідний опір  $R_{\text{вих}}$  - опір вихідного каналу підсилювача для змінного струму при відключеному опорі навантаження:

$$R_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}$$

Таблица 1

Схема электрическая	Підсилювач з загальним емітером	Підсилювач з загальною базою	Підсилювач з загальним колектором
$R_{вх} = \frac{U_1}{i_1} = \frac{R \cdot R_{вх}}{R + R_{вх}}$	$\frac{R \cdot R'_{вх}}{R + R'_{вх}}, \text{ де}$ $R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; R_{вх} = r_e + (h_{21e} + 1) \cdot r_e \approx \approx r_e + h_{21e} \cdot r_e$	$\frac{R \cdot R'_{вх}}{R + R_{вх}}, \text{ де}$ $R'_{вх} = r_e + (1 - h_{21s}) \cdot r_e$	$\frac{R \cdot R'_{вх}}{R + R'_{вх}}, \text{ де}$ $R'_{вх} = r_e + (1 + h_{21e}) \times \times (R_e + r_e) \approx r_e + h_{21e} \cdot R_e$
	мале	мале	велике

$K_U = \frac{U_2}{U_1}$	$-h_{21E} R_0 / R_{BX.E} = \frac{R_0}{R_0 + (h_{21E} + 1)r_E},$ $\partial e R_0 = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H};$ $h_{21E} = \frac{i_K}{i_\delta} = \frac{h_{21\delta}}{1 - h_{21\delta}}$	$h_{21\delta} R_0 / R_{BX.\delta} = \frac{R_0}{r_E + (1 - h_{21\delta})r_\delta},$ $\partial e R_0 = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H};$	$(h_{21E} + 1)R_0 / R_{BX.K} = \frac{(h_{21E} + 1)R_0}{r_\delta + (h_{21E} + 1)(R_0 + r_E)} \approx \frac{h_{21E} R_0}{r_\delta + h_{21E} R_0},$ $\partial e R_0 = \frac{R_E R_H}{R_E + R_H};$
$k_H = \frac{i_H}{i_1} = \frac{R_{BX.U}}{R_H}$	$\frac{h_{21E} R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R}{R + R_{BX.E}} = -\xi_1 \xi_2 \cdot h_{21E},$ $\partial e \xi_1 = \frac{R_K}{R_K + R_H}; \xi_2 = \frac{R}{R + R_{BX.E}}$	$\frac{h_{21\delta} R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R_0}{R_0 + R_{BX.\delta}} = \xi_1 \xi_2 \cdot h_{21\delta},$ $\partial e \xi_1 = \frac{R_0}{R_0 + R_{BX.\delta}}; \xi_2 = \frac{R_K}{R_K + R_H}$	$\frac{h_{21E} R_0}{R_0 + R_H} \cdot \frac{R}{R + R_{BX.K}} = \xi_1 \xi_2 \cdot h_{21E},$ $\partial e \xi_1 = \frac{R}{R + R_{BX.E}}; \xi_2 = \frac{R_0}{R_0 + R_H}$
$k_p = k_U k_i$	$\xi_1 \cdot \xi_2 \cdot \frac{h_{21E} R_0}{R_{BX.E}}$	$\xi_1 \cdot \xi_2 \cdot \frac{h_{21\delta} R_0}{R_{BX.\delta}}$	$\xi_1 \cdot \xi_2 \cdot \frac{h_{21E} R_0}{R_{BX.K}}$
$R_{BX} = \frac{U_2}{i_1} = \frac{R_0 R_{BX.K}}{R_0 + R_{BX.K}}$	$\frac{R_0 R_{BX.E}}{R_0 + R_{BX.E}},$ $\partial e R_{BX.E} \approx r_K (1 - \alpha)$	$\frac{R_0 R_{BX.\delta}}{R_0 + R_{BX.\delta}},$ $\partial e R_{BX.\delta} \approx r_K$	$\frac{R_0 R_{BX.K}}{R_0 + R_{BX.K}},$ $\partial e R_{BX.K} \approx r_K (1 - h_{21\delta}) - r_E - \frac{r_E r_K}{r + r_\delta}$



4. Коефіцієнт корисної дії підсилювача  $G$  - відношення потужності, що поступає в навантаження, до потужності, що споживається від джерела струму

$$G = P_n / P_g$$

До основних характеристик підсилювача відносять: амплітудно-фазо-частотні і амплітудні характеристики. В загальному випадку коефіцієнт підсилення напруги і струму є величина комплексна, що характеризується модулем і фазою, які залежать від частоти підсилюваного сигналу. Тому амплітудно-фазо-частотну характеристику розділяють на дві: амплітудно-частотну (рис.1,а) і фазо-частотну (рис.1,б).

Через присутність в схемі реактивних елементів і залежність властивостей транзистора від частоти, коефіцієнт підсилення підсилювача має різні значення на різних частотах. Це явище називають частотними спотвореннями підсилювача. Для їх оцінки вводиться параметр, який називають коефіцієнтом частотних спотворень  $M(\omega)$ , що дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення на заданій частоті  $K_n(\omega)$  до коефіцієнта підсилення на середніх частотах

$$M(\omega) = K_n(\omega) / K_{no}$$

Частоти, на яких коефіцієнт підсилення досягає гранично допустимого (межового) значення

$$K_n(\omega)_{гр} = K_{vo} / \sqrt{2} = 0,707 K_{vo}$$

називаються верхньою вв.гр. і нижньою граничними  $\omega_{н.гр}$  частотами (частотами зрізу), а різниця  $\omega = \omega_{в.гр} - \omega_{н.гр}$  - смугою пропускання підсилювача (рис.1,а).

Амплітудна характеристика ідеального підсилювача являє собою пряму лінію, яка проходить через початок координат, а амплітудна характеристика реального підсилювача співпадає з характеристикою ідеальною лише на відрізку а-б (рис.1,в). При великих вхідних сигналах  $U_{вх.т} > U_{вих.т.мах}$  вихідна напруга перестає збільшуватись. Це зв'язано з тим, що робоча точка транзистора попадає в область насичення або відсічки (проявляються нелінійні властивості транзистора). При цьому вхідний сигнал спотворюється. Таке явище називається нелінійним спотворенням і оцінюється коефіцієнтом гармонік:

$$K_r = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} P_n / P_1},$$

де  $P_n$  - потужність n-ої гармонічної складової вихідного сигналу;

$P_1$  - потужність 1-ої гармоніки.

Якщо навантаження підсилювача активне, то коефіцієнт гармонік має вигляд:

$$K_r = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{nm}^2 / U_{1m}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}^2 / I_{1m}}$$

При малих вхідних сигналах  $U_{вх.m} < U_{вих.m.min}$  вихідна напруга підсилювача залишається практично постійною і рівною  $U_{вих.m.min}$  напруга  $U_{вих.m.min}$  називається напругою власних шумів підсилювача. Власні шуми підсилювача обумовлені різними переходами, а також нестабільністю електричних процесів в часі. За допомогою підсилювача неможливо підсилити сигнали з амплітудою  $U_{вх.m} < U_{вих.m.min}$ , оскільки підсилений сигнал не може бути виявленим з власних шумів підсилювача. Відношення  $U_{вх.m.max} / U_{вих.m.min} = D$  називається динамічним діапазоном підсилювача.

### Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

Найбільш розповсюджена схема підсилювального каскаду на транзисторі з ЗЕ показана в табл.1. Вхідна підсилювальна змінна напруга  $U_{вх}$  визначається джерелом вхідного сигналу зі діючим значенням ЕДС -  $E_g$ , та внутрішнім опором  $R_{вн}$ , та підводиться до входу підсилювача через розділювальний конденсатор  $C_p$ . Конденсатор  $C_{p1}$  розділяє джерело вхідного сигналу та базовий вхід підсилювача по постійному струму, щоб виключити порушення початкового режиму роботи транзистора VT. Підсилена змінна напруга, яка виділяється на колекторі транзистора VT, підводиться до зовнішнього навантаження із опором  $R_n$  через розділювальний конденсатор  $C_{p2}$ . Цей конденсатор служить для розділу ви-

хідного (колекторного) кола транзистора і зовнішнього навантаження по постійній складовій колекторного струму  $I_{ок}$ . Значення  $I_{ок}$  та інших постійних складових струмів і напруг в колах транзисторів залежить від режиму його роботи за постійним струмом (початкове положення робочої точки РО. рис.2). При відсутності вхідного змінного сигналу в колі колектора БТ проходить постійний струм  $I_{ок}$ , значення якого залежить від напруги джерела живлення  $E_k$ , опору резисторів  $R_k$  і  $R_e$  і постійного струму в колі бази  $I_{об}$ . Для початкового режиму виконуються баланс напруг в схемі підсилювача:

$$U_{оке} + I_{ок}R_k + I_{се} R_e \sim U_{оке} + I_{ок} (R_k + R_e) = E_k \quad (2)$$

Розв'язавши рівняння (2) відносно  $I_{ок}$ , одержимо динамічну характеристику по постійному струмові (статичну навантажувальну пряму) :

$$I_{ок} = \frac{E_k}{R_{к0}} - \frac{U_{оке}}{R_{ке}}, \quad (3)$$

де  $R_{ке} = R_k + R_e$ .

Вираз (3) - це рівняння прямої лінії, яка проходить через точки з координатами  $E_k, 0 : E_k/R_{ке}$  з кутовим коефіцієнтом  $\text{tg } \alpha \sim 1/R_{ке}$  (рис.2) .

Підсилювальні каскади можуть працювати в одному з режимів : А, В, С, АВ. Вони визначаються початковим положенням робочої точки при відсутності вхідного змінного сигналу. Це положення визначається по характеристиках транзистора (рис.2) сукупністю постійних складових струмів та напруг у вихідних ( $I_{ок}$ ,  $U_{оке}$ ) і вхідних ( $I_{об}$ ,  $U_{обе}$ ) колах. При роботі транзистора в активному (підсилювальному) режимі (клас А) початкове положення робочої точки повинне бути таким, щоб струм через активний елемент БТ протікав протягом всього періоду зміни вхідного сигналу, а амплітудне значення вихідного струму  $I_{км}$  не перевищувало початкового струму  $I_{ок}$ . Початкове положення робочої точки забезпечується подільником напруги, який складається з резисторів  $R_1$  і  $R_2$  (табл.1), значення яких визначаються співвідношеннями

$$R_1 = \frac{E_k - U_{обе} - U_{re}}{I_{діл} + I_{об}}, R_2 = \frac{U_{обе} + U_{re}}{I_{діл}}$$

де  $I_{\text{діл}} = 2 \dots 5$ ;  $I_{\text{об}}$  - струм в колі подільника,  $U_{\text{ге}}$  для каскадів попереднього підсилення дорівнює  $0,1 \dots 0,25 E_{\text{к}}$ .

При забезпеченні режиму роботи транзистора необхідно здійснити температурну стабілізацію робочої точки (зменшити вплив температури на початкове положення робочої точки). З цією метою в емітерне коло вводяться резистор  $R_{\text{е}}$ , на якому виникає напруга від'ємного зворотного зв'язку ВЗЗ за постійним струмом,  $U_{\text{ге}}$ . Для виключення ВЗЗ за змінним струмом. При присутності вхідного змінного сигналу резистор  $R_{\text{е}}$  шунтують конденсатором  $C_{\text{е}}$ , опір якого на частоті підсилювального сигналу має бути незначним.

При підключенні на вхід підсилювача джерела синусоїдальної напруги  $E_{\text{д}}$  на базі транзистора з'являється синусоїдальна напруга  $U_{\text{вх}}$ , яка змінює початкову напругу  $U_{\text{обс}}$ . Під впливом напруги  $U_{\text{вх}}$  в колі бази з'являється змінна складова струму  $I_{\text{б}} \sim$  яка викликає появу змінної складової струму в колі колектора  $I_{\text{к}} \sim = h_{21} I_{\text{б}} \sim$  (на рис 2 показана штриховою лінією). При присутності на виході підсилювального каскаду опору навантаження  $R_{\text{н}}$  (табл.1) змінна складова струму колектора  $I_{\text{к}}$  розподіляється між  $R_{\text{к}}$  і  $R_{\text{н}}$ , які для змінного струму увімкнені паралельно (внутрішній опір джерела напруги  $E_{\text{к}}$  вважаємо рівним нулю). Динамічна характеристика за змінним струмом являє собою пряму лінію, яка проходить через точку  $P_0$  (рис.2) з кутовим коефіцієнтом

$$\text{tg} \alpha \sim \frac{1}{R'_{\text{н}}}, \text{де } R'_{\text{н}} = \frac{R_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}$$

при  $R_{\text{н}} = \infty$  динамічні характеристики за змінними і постійним струмом співпадають. Необхідно звернути увагу на те, що напруга на виході підсилювального каскаду з ЗЕ знаходиться в протифазі з напругою на його вході.

Аналітичний розрахунок коефіцієнтів підсилення по струмові, напрузі та потужності, а також вхідного та вихідного опорів однокаскадних підсилювачів (табл.1) проводиться по еквівалентних схемах для змінних складових струмів та напруг для різних діапазонів частот вхідного сигналу: низьких, середніх та високих.

В області низьких частот ( $\omega < \omega_{\text{н.гр}}$ , рис. 1,а) на роботу підсилювача здійснюють вплив розподільні  $C_{\text{р1}}$ ,  $C_{\text{р2}}$  та емітерний  $C_{\text{е}}$  конденсатори.

Вплив розподільних конденсаторів полягає в тому, що при зниженні частоти вхідного сигналу збільшуються ємкісні опори конденсаторів  $X_{\text{ср}}$ , з'являється падіння напруги на цих опорах від струмів, що проходять по вхідному та вихідному колах, за рахунок чого знижується напруга  $U_{\text{вх}}$  при  $E_g = \text{const}$  і напруга на навантаженні  $U_{\text{вих}}$ . Таким чином, присутність розподільних конденсаторів приводить до зниження вихідної напруги в області низьких частот, тобто до зниження коефіцієнта підсилення. Вплив конденсатора  $C_e$  полягає в тому, що при зниженні частоти і збільшенні  $X_{\text{сe}}$  сильніше виявляється дія напруги від'ємного зворотного зв'язку  $U_{\text{гe}}$  за змінним струмом. На низьких частотах напруга зворотнього зв'язку стає одного порядку з напругою  $U_{\text{вх}}$ , що приведе до зменшення напруги  $U_{\text{be}}$ , а потім і до зниження коефіцієнта підсилення каскаду. Вплив розподільних і емітерного конденсаторів приведе не тільки до зниження модуля коефіцієнта підсилення, а і до появи фазового зсуву між вихідними та вхідними напругами, тобто коефіцієнт підсилення стає комплексною величиною (рис.1,б).

В області високих частот ( $\omega > \omega_{\text{в.гр}}$ , рис.1.а) на роботу підсилювача впливає: залежність коефіцієнта підсилення (передачі) струму транзистора від частоти, ємність колекторного переходу транзистора  $C_{\text{к}}$ , ввімкнена паралельно диференційному опору колекторного переходу  $R_{\text{к}}$  (таблиця. 1), ємність емітерного переходу  $C_{\text{ен}}$ , ввімкнена паралельно диференційному опору емітерного переходу  $R_{\text{e}}$ , ємність  $C_0$ , яка ввімкнена паралельно опору навантаження  $R_{\text{н}}$  і складається з ємності навантаження та паразитної ємності схеми підсилювача. Вплив залежності коефіцієнта підсилення струму транзистора від частоти в області високих частот найбільш суттєвий в схемі підсилювача з СЕ. Вплив ємності  $C_{\text{к}}$  полягає в тому, що з збільшенням частоти зменшується опір ємності колекторного переходу  $X_{\text{ск}}$  і збільшується струм, відокремлений від джерела струму в вихідному колі через  $C_{\text{к}}$ , в результаті зменшиться струм в колі навантаження, вихідна напруга та коефіцієнт підсилення (рис.1,а).

Ємність емітерного переходу  $C_{\text{ен}}$ , хоча і перевищує ємність  $C_{\text{к}}$ , однак, впливає тільки на дуже високих частотах, оскільки вона ввімкнена паралельно малому диференційному опору емітерного переходу  $R_{\text{e}}$ . Вплив ємності  $C_0$  полягає в тому, що з підвищенням частоти зменшується ємкісний опір  $X_{\text{с0}}$ , збільшується частина струму  $I_{\text{к}}$ ,

відокремленого в це коло, зменшується змінна складова струму, що протікає через опір  $R_H$  і модуль напруги  $U$ .

В області середніх частот ( $\omega_{н.гр} \leq \omega \leq \omega_{в.гр}$ , рис. 1а) ємкісні опори  $X_{с0}$  і  $X_{сe}$  малі і ними можна знехтувати, ємкісні опори  $X_{сг}$  і  $X_{сer}$ ,  $X_{с0}$  досить великі і суттєво не впливають на роботу підсилювача, коефіцієнт підсилення (передачі) струму транзистора змінюється незначно. Тому в цьому частотному діапазоні  $K_u(\omega) = K_{u0} = \text{const}$  (рис. 1,а).

Еквівалентні схеми підсилювачів з 3Е, 3Б, 3К для діапазона середніх частот приведені в табл.1. Більша кількість електронних пристроїв автоматики та систем управління працює в діапазоні середніх частот (сотні герц - сотні кілогерц), тому він вибирається в якості основного при дослідженні підсилювачів.

Основні параметри підсилювального каскаду на БТ для області середніх частот приведені в табл.1.

## Послідовність виконання роботи

### Підготовка до роботи

Під час збирання схеми необхідно уважно ознайомитись з принциповою схемою та слідкувати за правильним підключенням виводів елементів. Необхідно пам'ятати, що використані в схемі електролітичні конденсатори полярні, тому при їх підключенні необхідно додержуватись полярності, вказаної на схемі і на корпусах конденсаторів.

Після монтажу схеми та її візуальної перевірки підключають живлення і вольтметром постійного струму перевіряють потенціали на базі, колекторі та емітері (затвор, стік, витік) транзистора. Ці потенціали не повинні відрізнятися від вказаних на схемі більш ніж на 10%. При цьому сигнал на вхід не подається. Вказані потенціали є параметрами режиму спокою.

Підключаючи генератор, вольтметр, осцилограф, необхідно слідкувати, щоб загальні (корпусні) дроти були підключені до загального дроту схеми.

Підключивши на вхід каскада генератор, а до виходу осцилограф, впевнитись в працездатності схеми. Вихідний сигнал не повинен перевищувати амплітуду 1 В.

Вимір вхідного опору проводиться відносно схеми, приведеної на рис.3,а, де  $E_T$  - напруга на виході звукового генератора,  $R$  - вимірювальний опір, величина якого вибирається по відношенню з табл.2;  $C_p$  - розподільний конденсатор (в області середніх частот  $X_{ср}=0$ ),  $R_{вх}$  -

вхідний опір підсилювача, який необхідно визначити;  $I_{вх}$ ,  $U_{вх}$  - вхідний струм та напруга;  $Y_1$  та  $Y_2$  - вольтметри змінного струму.

Таблиця 2

Схема	Значення опору R	
	Каскад на БТ, Ом	Каскад на ПТ, кОм
3Е,3В	500-2000	50-100
3Б,3З	500-100	0,5-2
3К,3С	5000-10000	1000

Вимір виконують таким чином:

До входу каскаду підключають опір  $R$  та збирають вимірювальну схему (рис.3,а). На вхід вимірювальної схеми з генератора подається напруга з частотою 1 кГц та величиною 0,1-0,5 В. При цьому за допомогою осцилографа контролюють вихідний сигнал каскаду. Якщо помітні спотворення, то рівень сигналу, який знімається з генератора, зменшують до ліквідації помітних спотворень.

Вхідний опір каскада визначають за формулою  $R_{вх} = RU_2 / (U_1 - U_2)$ , де  $U_1$  та  $U_2$  покази вольтметрів  $Y_1$  та  $Y_2$  відповідно.

Вхідний опір транзистора визначають за формулою:

$$R_{вхТ} = R_{вхТ}' / (R' - R_{вх}),$$

де  $R'$  - опір ланцюга живлення входу транзистора за постійним струмом ( $R_1 // R_2$ ) для схем 3Е та 3К, та  $R_e$  для схеми 3Б у випадку каскаду на ПТ. Вимірювання вихідного опору проводять за схемою, приведеною на рис.3,б, де  $U_{вих}$  - вихідна напруга каскаду в режимі холостого ходу (при відключеному навантаженні);  $R_{вих}$  - вихідний опір каскаду;  $C_p$  - розподільна ємність на виході каскаду;  $R_H$  - опір навантаження;  $V$  - вольтметри змінного струму.

Напругу холостого ходу  $U_{вих}$  вимірюють при відключеному навантаженні. Вхідна напруга подається на каскад безпосередньо з генератора.

За допомогою осцилографа контролюють вихідну напругу та становлять вхідну напругу такою, щоб сигнал не спотворювався.

Підключивши опір навантаження  $R_H$ , змінюють напругу  $U_{\text{вих}}$ .  
 Вихідний опір визначають за формулою:

$$R_{\text{вих}} = (U_{\text{вих}} \times - U_{\text{вих}}) R_H / U_{\text{вих}}$$

Частоту сигналу встановлюють рівну 1 кГц.

Вимірювання коефіцієнту підсилення проводять за схемою, приведеною на рис.4,а на частоті 1 кГц. При цьому, за допомогою осцилографа, контролюють вихідну напругу, встановлюючи рівень вхідного сигналу таким, щоб сигнал не спотворювався.

Опори навантаження необхідно вибирати ті ж, що і при вимірюванні вихідного опору.

Коефіцієнт підсилення за напругою визначають по формулі:

$$K_u = U_2 / U_1,$$

Де  $U_2$  і  $U_1$  - покази вольтметрів, підключених на виход та вход каскаду.  
 Коефіцієнт підсилення за струмом визначають за формулою:

$$K_i = K_u \frac{R_{\text{вх}}}{R_H}$$

де  $R_{\text{вх}}$  - вимірний вхідний опір;  $R_H$  - опір навантаження.

Коефіцієнт підсилення за потужністю визначають за формулою:

$$K_p = K_i * K_u$$

Динамічну та амплітудно-частотну (АЧХ) характеристики каскадів знімають на схемі, приведеній на рис.4.

Знімаючи динамічну характеристику, за допомогою осцилографа контролюють вихідну напругу. Збільшуючи вхідну напругу до появи помітних спотворень, вимірюють вхідну та вихідну напругу. Потім, плавно зменшуючи вхідну напругу до нуля, знімають ще 4-5 точок залежності  $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ .

Для зйому АЧХ встановлюють частоту сигналу 1 кГц і, вимірюючи рівень вхідного сигналу, встановлюють значення вольтметра  $\sqrt{2}$  на рівні  $1 \pm 0,02$  В.

Зменшуючи та збільшуючи частоту при постійному вхідному сигналі заміряють вихідний сигнал. Будувати АЧХ необхідно в логарифмічному масштабі. Для цього необхідно зняти покази на частотах 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000 і т. д.



## Проведення дослідження

1. Зібрати схему каскаду ЗЕ (рис.5,а) та визначити параметри режиму спокою. Зафіксувати результати у звіті.

2. Визначити вхідний та вихідний опір каскаду, використовуючи описану вище методику.

3. Закоротити резистор в схемі рис.5, а і визначити коефіцієнт підсилення за напругою, струмом та потужністю. Зняти амплітудну та амплітудно-частотну характеристики.

Результати дослідів 1-3 зафіксувати у звіті.

4. Виконати пп. 1-3 для схеми ЗБ (рис.5,б).

5. Виконати пп. 1-3 для схеми ЗК (рис.5,в).

## Контрольні запитання

1. Поясніть, як забезпечується та стабілізується режим спокою каскаду.

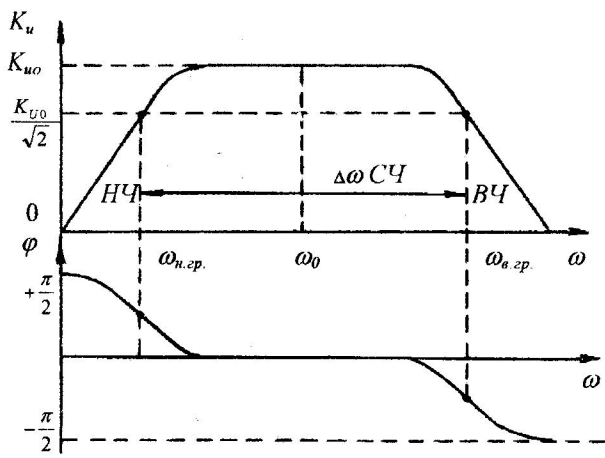
2. Поясніть відмінності параметрів  $R_{вх}$ ,  $R_{вих}$ ,  $K_u$ ,  $K_i$ ,  $K_p$  для різних схем включення біполярного та польового транзисторів.

3. Поясніть АЧХ каскадів. Визначити нижні частоти  $f_H$  діючих діапазоні частот.

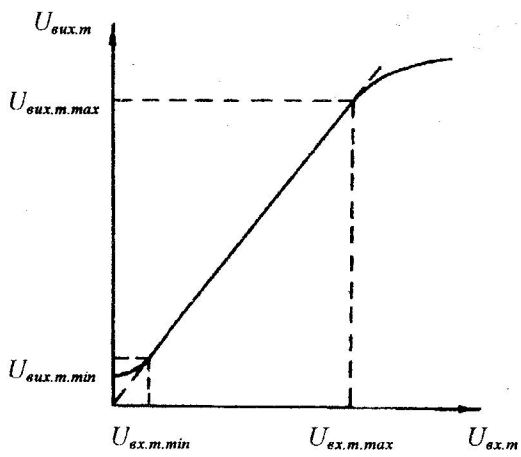
4. Поясніть амплітудні характеристики каскадів.

5. Від яких параметрів залежить  $f_H$ ?

6. Від яких параметрів залежать верхні частоти  $f_B$ ?



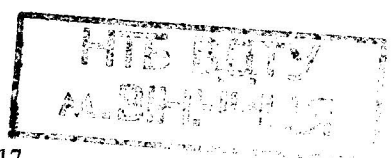
a)



б)

394906

рис.1



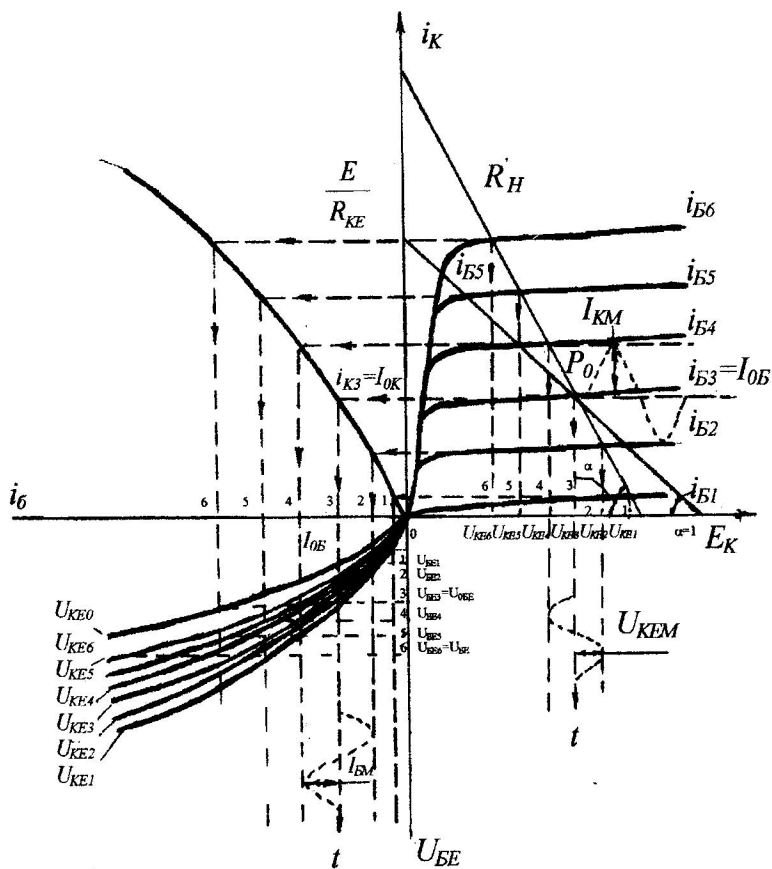


рис.2

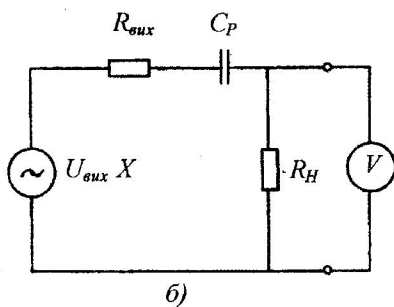
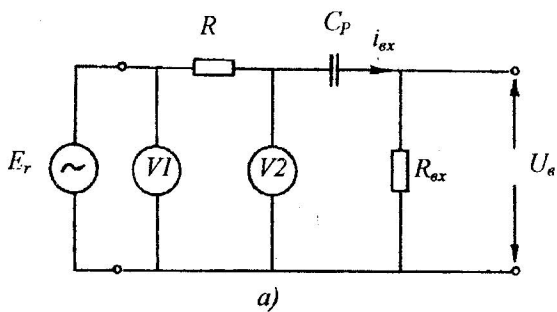


рис.3

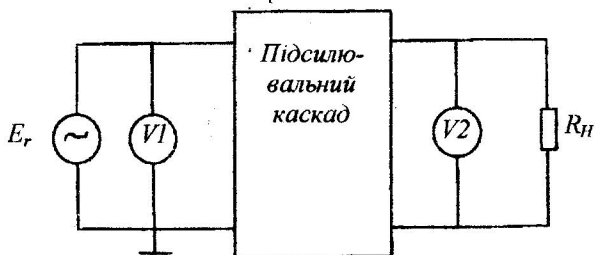


рис.4

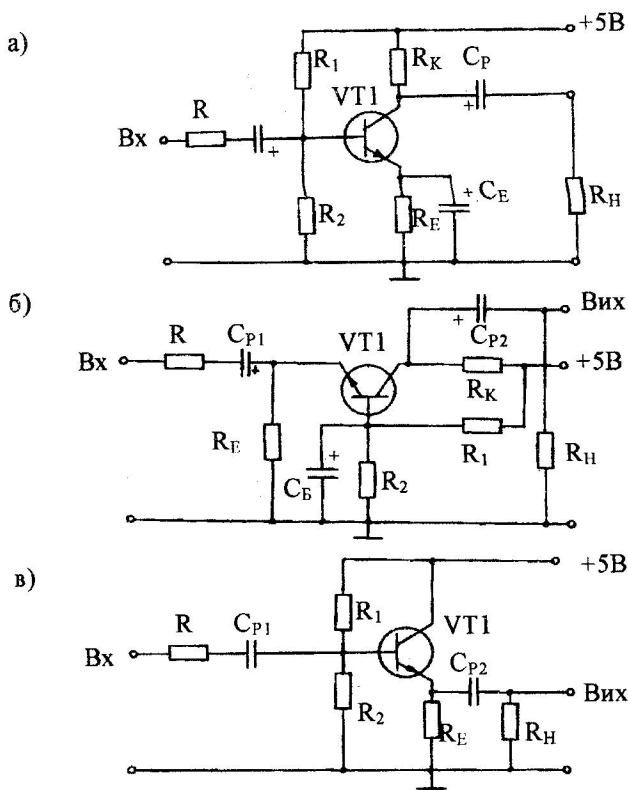


рис.5

## 1.2. ДОСЛІДЖЕННЯ ЗВОРОТНИХ ЗВ'ЯЗКІВ В ПІДСИЛОВАЧАХ

Мета роботи: дослідження впливу від'ємного зворотного зв'язку на характеристики і параметри підсилювача.

### Теоретичні відомості і методичні вказівки

Під зворотнім зв'язком (ЗЗ) розуміють введення сигналу з виходу пристрою на його вхід, де він додається до вхідного сигналу, або віднімається від нього (рис.6,а). Як правило для ланцюгів ЗЗ використовують кола пасивних елементів, коефіцієнти передач і частотні характеристики яких суттєво впливають на властивості підсилювача. Спільний сигнал на вході пристрою, охопленого ЗЗ, визначається з співвідношень:

$$\begin{aligned}U_{\Sigma} &= U_{\text{вх}} + U_{\text{ЗЗ}} \\I_{\Sigma} &= I_{\text{вх}} + I_{\text{ЗЗ}}\end{aligned}\quad (1)$$

де знак плюс використовується при позитивному зворотному зв'язку ПЗЗ, а мінус - при негативному НЗЗ.

Замкнений контур, який включає в себе ланцюг ЗЗ і частину підсилювача між точками підключення ЗЗ, називається петлею ЗЗ. Розрізняють місцевий і загальний ЗЗ. Місцевий охоплює окремі каскади або частини підсилювача. Загальний ЗЗ охоплює весь підсилювач. Існують ЗЗ за постійним і за змінним струмом. Якщо сигнал ЗЗ визначається змінною складовою вихідного сигналу, то це буде ЗЗ за змінним струмом. Якщо сигнал ЗЗ пропорційний всьому вихідному сигналу, то такий ЗЗ буде і за постійним, і за змінним струмом.

В залежності від способу отримання сигналу розрізняють ЗЗ за напругою, за струмом і комбінований. В схемі з ЗЗ за напругою (рис.6,б) сигнал ЗЗ пропорційний вихідній напрузі

$$U_{\text{ЗЗ}} = U_{\text{вих}} R / (R_1 + R). \quad (2)$$

В підсилювачі з ЗЗ за струмом (рис.6,в) сигнал ЗЗ пропорційний вихідному струмові

$$U_{\text{ЗЗ}} = I_{\text{вих}} R \quad (3)$$

В підсилювачі з комбінованим ЗЗ сигнал ЗЗ пропорційний і вихідній напрузі і вихідному струмові (рис.6,г)

$$U_{33} = U_{\text{вих}} R_2 / (R_1 + R_2) + I_{\text{вих}} R_3.$$

В залежності від способу введення сигналів у вхідне коло розрізняють: послідовний, паралельний і змішаний НЗЗ.

В підсилювачі з послідовним НЗЗ напруг  $U_{33}$  віднімається з вхідної напруги  $U_{\text{вих}}$  (рис.6,д), а в підсилювачі з паралельним НЗЗ у вхідному колі віднімаються струми (рис.6,е)

$$I_{\Sigma} = I_{\text{вих}} - I_{33} \quad (4)$$

В підсилювачі зі змішаним НЗЗ з вхідного сигналу віднімаються напруга  $U_{33}$  і струм  $I_{33}$ .

Для кількісної оцінки ступеня впливу НЗЗ використовують коефіцієнт  $\beta_{33}$ , який показує, яка частина вихідного сигналу поступає на вхід підсилювача

$$\beta_{33i} = U_{33} / U_{\text{вих}}, \beta_{33e} = I_{pp} / I_{\text{вих}} \quad (5)$$

Зворотний зв'язок впливає практично на всі характеристики підсилювача (табл.3). Введення НЗЗ в підсилювач дозволяє підвищити стабільність його основних характеристик.

Відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача без НЗЗ

$$\delta K_u = \Delta K_u / K_u, \quad (6)$$

де  $\Delta K_u$  - абсолютна нестабільність.

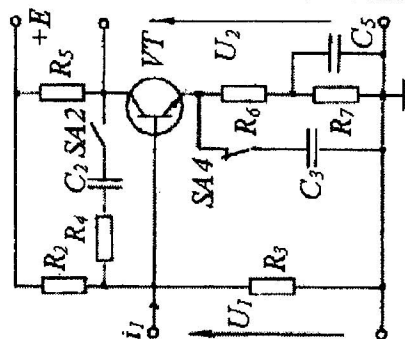
Відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ

$$\delta K_{u33} = \Delta K_{u33} / K_{u33} = \delta K_u / (1 + K_u \cdot \beta_{33}), \quad (7)$$

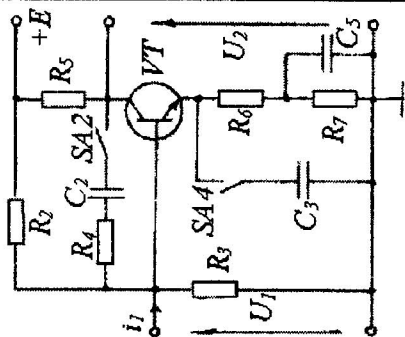
де  $\beta_{33}$  - коефіцієнт НЗЗ.

## Підсилювальний каскад

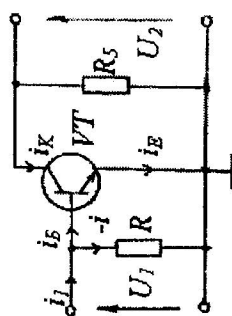
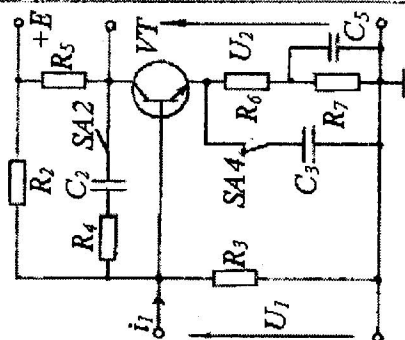
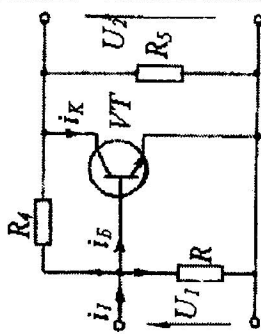
Без зворотного зв'язку

Схема  
електрична  
принципова

з НЗЗ за струмом



з НЗЗ за напругою

Модель  
каскаду



<p>Модель каскаду з керуванням джерелом</p>		$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot r_E$		$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot (r_E + R_6)$	$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = \frac{R'_{BX.E} (R_4 + R_5)}{R'_{BX.E} + R_4 + R_5 + h_{21E} \cdot R_5}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot r_E$
$R_{BX} = \frac{U_1}{I_1} \quad \frac{R \cdot R_{BX}}{R + R_{BX}}$	$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot r_E$	$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot (r_E + R_6)$	$R \cdot \frac{R'_{BX.E}}{R + R'_{BX.E}}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$ $R'_{BX.E} = \frac{R'_{BX.E} (R_4 + R_5)}{R'_{BX.E} + R_4 + R_5 + h_{21E} \cdot R_5}$ $R'_{BX.E} = r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot r_E$		
$K_U = \frac{U_2}{U_1}$	$-h_{21E} \frac{R_5}{r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot r_E}$	$-h_{21E} \frac{R_5}{r_\delta + (h_{21E} + 1) \cdot (R_E + R_6)}$	$\frac{R_5 (h_{21E} \cdot R_4 - R'_{BX.E})}{R_{BX.E} (R_4 + R_5)}$		

$R_{\text{вук}} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{R_0 R_{\text{вук}}}{R_0 + R_{\text{вук}}}$	$\frac{h_{21E} R_5}{R_5 + R_H} \frac{R}{R_H r_{\delta} + (h_{21E} + R_E)}$	$\frac{h_{21E} R_5}{R_5 + R_H} \frac{R}{r_{\delta} + (h_{21E} + (r_E + R))}$	$\frac{h_{21E} R_4 - R'_{\text{вкE}}}{R'_{\text{вкE}} + R_4 + R_5 + h_{21E} R_5}$
$K_1 = \frac{I_H}{I_1} = \frac{R_{\text{вк}} K_U}{R_H}$	$\frac{R_5 R'_{\text{вук}}}{R_5 + R'_{\text{вук}}}, \partial e$ $R'_{\text{вук}} = [r_K (1 - h_{21\delta}) + r_E] \times$ $\times (R + r_{\delta}) \frac{-r_{E'K}}{(R + r_{\delta} - r_E)} \approx$ $\approx r_K (1 - h_{21\delta})$	$\frac{R_5 R'_{\text{вук}}}{R_5 + R'_{\text{вук}}}, \partial e$ $R'_{\text{вук}} = [r_K (1 - h_{21\delta}) + (r_E + R)] \times$ $\times \left( \frac{(R + r_{\delta}) - r_K (r_E + R_0)}{R + r_{\delta} - r_E - R_0} \right)$	$\frac{R_4 R_5 [r_{\delta} + r_E (1 + h_{21E})]}{(R_4 + R_5) [r_{\delta} + r_E (1 + h_{21E})]} =$ $= \frac{R_5 R_4}{R_5 + R_4}$
		зменшується	зменшується
		збільшується	зменшується

Отже нестабільність коефіцієнта підсилення зменшиться в  $(1+K_{\text{нЗЗ}}\beta_{\text{ЗЗ}})$  раз.

НЗЗ впливає на вхідний і вихідний опори підсилювача (табл.1).  
Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вхЗЗ}} = R_{\text{вх}} * (1 + \beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}}) \quad (8)$$

де  $R_{\text{вхЗЗ}}$ ,  $R_{\text{вх}}$  - вхідні опори підсилювача з ЗЗ і без нього.

Паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вхЗЗ}} = R_{\text{вх}} / (1 + \beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}}) \quad (9)$$

Введення НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір підсилювача

$$R_{\text{вихЗЗ}} = R_{\text{вих}} / (1 + \beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}}) \quad (10)$$

а НЗЗ за струмом збільшує  $R_{\text{вих}}$  на те ж значення.

Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, зменшується

$$K_{\text{нЗЗ}} = K_{\text{нЗЗ}} / (1 + \beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}}) \quad (11)$$

Ступінь зміни коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, визначається добутком  $\beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}}$ , який називається глибиною ЗЗ. Якщо  $\beta_{\text{ЗЗ}} K_{\text{нЗЗ}} \gg 1$ , то коефіцієнт підсилення такого підсилювача

$$K_{\text{нЗЗ}} \cong 1/\beta_{\text{ЗЗ}} \quad (12)$$

тобто  $K_{\text{нЗЗ}}$  практично не залежить від коефіцієнта підсилення самого підсилювача і визначається тільки параметрами кола ЗЗ.

Таким чином, введення НЗЗ дозволяє покращити характеристики підсилювача: підвищити стабільність коефіцієнта підсилення, зменшити нелінійні і частотні спотворення, і збільшити вхідний і зменшити вихідний опір ( послідовний НЗЗ за напругою ), зменшити вхідний і збільшити вихідний опір ( паралельний НЗЗ за струмом ), розширити

полосу пропускання підсилювача. Зменшення коефіцієнту підсилення підсилювача з НЗЗ можна компенсувати введенням додаткового підсилювального каскаду.

Крім НЗЗ в підсилювачах можуть виникати паразитні позитивні ЗЗ, які погіршують характеристики підсилювача, а в деяких випадках можуть приводити до його самозбудження ( автогенерації ).

Конкретні схеми підсилювачів з НЗЗ приведені в таблиці 1.

### Порядок виконання роботи

1. Розгляньте види ЗЗ і їх вплив на функції і параметри підсилювачів ( табл.3 ).

2. Розрахуйте вхідний і вихідний опір, коефіцієнти підсилення напруги  $K_u$ , струму  $K_i$ , потужності  $K_p$  однокаскадного підсилювача на біполярному транзисторі без зворотнього зв'язку, з НЗЗ за напругою для області середніх частот (  $f_{зг} = 10 \text{кГц}$  ), якщо відомі параметри транзистора в робочій точці. Транзистор має такі параметри

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 2000 \text{ Ом} & h_{12e} &= 1,51 \cdot 10^{-3} \\ h_{21e} &= 31 & h_{22e} &= 30 \cdot 10^{-6} \text{ Сим} \end{aligned}$$

Опори  $r_b$ ,  $r_e$ ,  $r_k$  Т-подібної еквівалентної схеми заміщення визначаються за формулами:

$$r_E = h_{12e} / h_{21e}; r_5 = h_{11e} - h_{12e} / h_{22e} (1 + h_{21e}); r_k = (1 + h_{21e}) / h_{22e}.$$

3. Згідно рис.7 зберіть підсилювальний каскад.

**Примітка:** Для дослідження каскаду підсилення без НЗЗ необхідно конденсатором С2 замкнути емітер транзистора, а також відключити ланцюг R8, С4. Для дослідження каскаду з НЗЗ за струмом необхідно відключити ланцюг R8, С4 і ємність С2. Для дослідження каскаду з паралельним НЗЗ за напругою необхідно підключити ланцюг R8, С4 і ємність С2.

Елементи схеми мають наступні номінали:

$R_1 = 1,2 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 22 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 4,7 \text{ кОм}$ ,  $R_4 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_5 = 820 \text{ Ом}$ ,  $R_6 = 16 \text{ кОм}$ ,  $R_7 = 33 \text{ кОм}$ ,  $C_1, C_4 = 20 \text{ мкФ}$ ,  $C_2, C_3, C_5 = 50 \text{ мкФ}$ ,  $E_k = 15 \text{ В}$ ,  $VT_1 - \text{КТ}312\text{Б}$ .

4. Зніміть та побудуйте амплітудні характеристики  $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$  підсилювача без НЗЗ, з послідовним НЗЗ за струмом і паралельним НЗЗ за напругою при  $R_{\text{вн}}=5 \text{ Ом}$ ,  $f_{\text{зг}}=10 \text{ кГц}$ ,  $U_{\text{вх}}=10 : 50 \text{ мВ}$ . Число експериментальних точок не менше 5. При цьому необхідно контролювати форму вихідної напруги осцилографом і обмежувати  $U_{\text{вх}}$  при появі спотворень вихідного сигналу.

5. Виміряйте основні параметри каскаду ( $R_{\text{вх}}$ ,  $R_{\text{вих}}$  та  $K_u$ ,  $K_i$ ,  $K_p$ ) без НЗЗ, з послідовним НЗЗ за струмом і паралельним НЗЗ за напругою при  $R_{\text{вх}}=50 \text{ Ом}$ ,  $f_{\text{зг}}=10 \text{ кГц}$ ,  $U_{\text{вх}}=10 : 50 \text{ мВ}$ . Результати вимірювань порівняйте з результатами розрахунків. Вхідний опір визначається з співвідношення

$$R_{\text{вх}}=U_{\text{вх}}/(U_{\text{зг}}-U_{\text{вх}})R_{12}$$

де  $R_{12}=1 \text{ кОм}$ . Вихідний опір каскаду визначається з співвідношення:

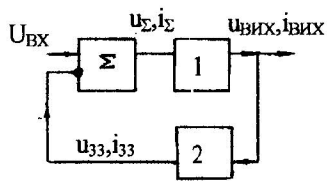
$$R_{\text{вих}}=(U_{\text{вих.х.х}}-U_{\text{н}})/U_{\text{н}}K_{\text{н}}$$

де  $R_{\text{н}}=R_7$ .

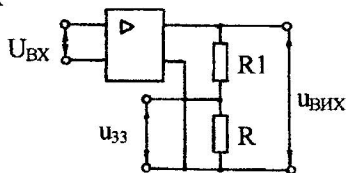
6. Зніміть та побудуйте АЧХ однокаскадного підсилювача без НЗЗ, з НЗЗ за напругою і з НЗЗ за струмом.

### Контрольні запитання

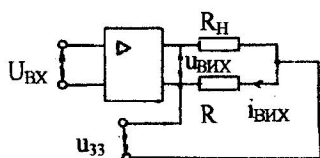
1. Як впливає НЗЗ на частотні характеристики підсилювача ?
2. Поясніть призначення всіх компонентів досліджуваної схеми.
3. Поясніть вплив НЗЗ на коефіцієнт шуму підсилювача.
4. Як впливає НЗЗ на полосу пропускання підсилювача ?
5. Приведіть принципові схеми підсилювачів з основними видами НЗЗ.
6. Як залежить коефіцієнт нестабільності підсилювача від виду і глибини ЗЗ ?



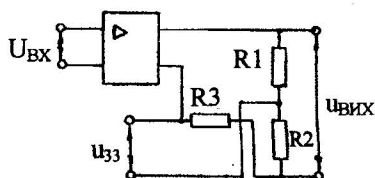
а)



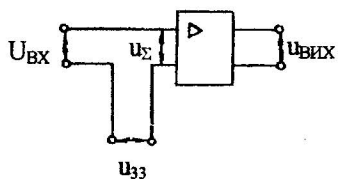
б)



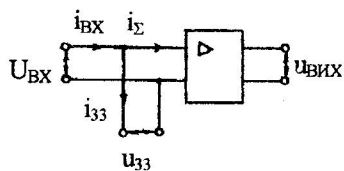
в)



г)



д)



е)

рис.6

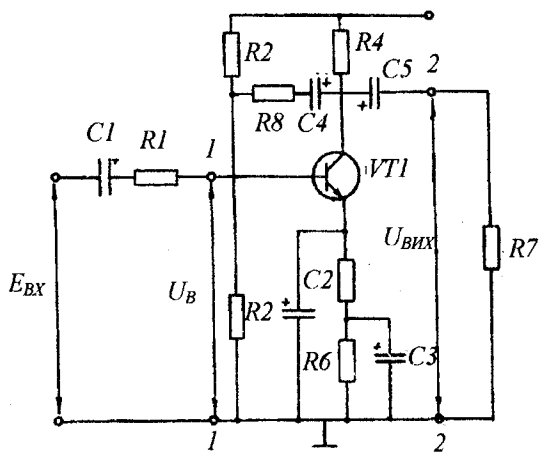


рис. 7

### 1.3 ДОСЛІДЖЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРНИХ ПІДСИЛОВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

Мета роботи: дослідження основних параметрів і характеристик однотактних і двотактних трансформаторних підсилювачів потужності.

#### Теоретичні відомості і методичні вказівки

Підсилювачі потужності призначені для передачі в навантаження заданої, або максимально можливої потужності при якнайбільшому коефіцієнті корисної дії (к.к.д.) і допустимих рівнях частотних і нелінійних спотворень.

Основними показниками підсилювача потужності є: коефіцієнт підсилення за потужністю, к.к.д. і рівень нелінійних спотворень підсилюваного сигналу. Рівень нелінійних спотворень і к.к.д. підсилювача суттєво залежать від початкового положення робочої точки, саме тому необхідної чітко дотримуватися режиму роботи підсилювача потужності за постійним струмом. Рівень нелінійних спотворень оцінюється коефіцієнтом гармонік, який визначається за формулою:

$$K_r = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 / U_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 / I_1}$$

Рівень потужності, яка виділяється на навантаженні залежить від співвідношення вихідного опору підсилювача і опору навантаження. Максимально можлива потужність на навантаженні виділяється при умові еквівалентності вказаних опорів. Разом з тим вихідний опір підсилювача може суттєво відрізнятись від опору навантаження. Для узгодження цих опорів в підсилювачах потужності використовують узгоджуючі вихідні трансформатори.

Вихідні каскади таких підсилювачів можуть виконуватися за одно- і двотактними схемами. Однотактні каскади працюють в режимі класу А, двотактні - В режимі класу В або АВ.

На рис.8 приведена схема однотактного підсилювача потужності з вихідним трансформатором TV, активний опір первинної обмотки якого є опором навантаження постійної складової колекторного струму транзистора VT. Оскільки цей опір малий, то напруга на колекторі майже дорівнює напрузі джерела живлення.

Опір навантаження для змінної складової колекторного струму в режимі узгодження каскаду з зовнішнім навантаженням визначається за формулою:



$$R'_H = R_{\text{вих}} = R_H/n^2,$$

де:  $R_{\text{вих}}$  - вихідний опір підсилювача;  
 $R_H$  - опір зовнішнього навантаження;

$n = \frac{U_{\text{вихтв}}}{U_{\text{втв}}} = \frac{W_2}{W_1}$  - коефіцієнт трансформації узгоджуючого трансформатора

Опір  $R'_H$  має активний характер коли індуктивний опір первинної обмотки трансформатора  $X_{L1}$  на частоті сигналу  $W_{\text{вх}}$  набагато менший  $R'_H$ .

Різна відмінність опорів навантаження транзистора для постійної і змінної складових струму вихідного кола є типовою для трансформаторних підсилювачів.

Початкове положення робочої точки  $P_0$  знаходиться на перетині лінії статичного навантаження і статичної характеристики при заданому струмі бази  $I_{\text{об}}$ , значення якого вибирається у відповідності з вимогами режиму класу А і задається подільником  $R_1, R_2$ . Для отримання максимально можливої вихідної потужності амплітуду вихідного сигналу  $U_{\text{бм}}$ ,  $I_{\text{бм}}$  збільшують до такого рівня, щоб амплітуда вихідного сигналу  $U_{\text{км}}$ ,  $I_{\text{км}}$  займала всю робочу MN динамічної характеристики (рис.9).

Для забезпечення мінімальних нелінійних спотворень в режимі повного збудження початкове положення робочої точки на навантажувальній прямій, що проходить на множині вихідних статичних характеристик, слід вибирати з збереженням симетрії півхвиль струму.

При цьому:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{км}} &= (I_{\text{кмmax}} - I_{\text{кмmin}})/2 \\ U_{\text{км}} &= (U_{\text{кмmax}} - U_{\text{кмmin}})/2 \end{aligned} \right\}$$

Напругу джерела живлення вибирають з умови

$$E_K \leq U_{\text{кмmax}}/2$$

Розрахунок основних показників підсилювача виконують графоаналітичним способом. При цьому вважають, що для області середніх частот  $X_{C1} \sim 0$ . Вхідний опір підсилювача:

$$R_{BX} = \frac{U_{вхМ}}{I_{вхМ}} = \frac{U_{бМ}}{I_{бМ}}$$

Коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_u = \frac{U_{вхМ}}{U_{вхМ}} = \frac{n \cdot U_{кМ}}{U_{бМ}}$$

Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$K_I = \frac{I_{вхМ}}{I_{вхМ}} = \frac{n \cdot U_{кМ}}{R_H \cdot I_{бМ}}$$

Потужність, що споживається від джерела живлення:

$$P = (I_{ок} + I_{об}) \cdot E_k \approx I_{ок} \cdot U_{ок}$$

Потужність сигналу в колекторному колі транзистора:

$$P_k = I_{кМ} \cdot U_{кМ} / 2 = I_{кМ}^2 \cdot R_H / 2 = U_{кМ}^2 / (2 \cdot R_H)$$

К.к.д. підсилювача:

$$\eta_k = \frac{P_k}{P} = \frac{I_{кМ} \cdot U_{кМ}}{2 \cdot I_{ок} \cdot U_{ок}} \approx 50\%$$

Оскільки в режимі повного збудження рівень нелінійних спотворень великий, тому амплітуду вхідної напруги  $U_{бм}$  вибирають такою, при якій к.к.д. однотактного підсилювача досягає 25-40%.

Потужність сигналу в навантаженні:

$$P_{вих} = \frac{I_{вихкм}^2}{2} = \frac{U_{вихкм}^2}{2 \cdot R_n} = \frac{n \cdot U_{км}^2}{2 \cdot R_n} = P_k \cdot \eta_T$$

де:  $\eta_T$  - к.к.д. трансформатора, як правило  $\eta_T = 0.6-0.75$  для підсилювачів потужністю до 1 Вт і  $\eta_T = 0.7-0.85$  для підсилювачів з потужністю від 1 до 10 Вт. Потужність розсіювання в колекторному колі транзистора,  $P_{кр} = (P - P_{вих})$ , досягає найбільшої величини при відсутності вхідного сигналу.

Для отримання більшої потужності з високим к.к.д. використовують двотактні вихідні каскади, які працюють в режимі класу В (рис.10) Для зменшення нелінійних спотворень початкове положення робочої точки  $P_0$  вибирається на перетині вихідної статичної характеристики, яка відповідає  $I_b = I_{бmin}$  з динамічною характеристикою. Тому такий підсилювач працює в режимі класу АВ, який досить близький до класу В. Суттєве зменшення нелінійних спотворень при цьому забезпечується виключенням початкової нелінійної ділянки вхідної характеристики.

Розрахунок основних енергетичних показників двотактного підсилювача як правило виконують для одного плеча схеми за половину періоду підсилюваного сигналу. В цьому випадку коефіцієнт трансформації приймають рівнем половинні значення коефіцієнта трансформації однотактного підсилювача потужності:

$$n_2 = \frac{n_1}{2},$$

тоді результати розрахунку будуть справедливими для всього періоду підсилюваного сигналу.

Електричний к.к.д. двотактного підсилювача потужності

$$\eta_2 = \frac{\pi}{4} \approx 0.78$$

тобто, майже в два рази вищий, ніж к.к.д. однотактного підсилювача.

## Проведення досліджень

1. У відповідності з рис.8 складіть схему одноктного підсилювача. В схемі використовувати елементи з такими номіналами:  $R_1 = 16 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 1 \text{ кОм}$ ;  $R_E = 62 \text{ Ом}$ ;  $C_e = 10 \text{ мкФ}$ ;  $C_1 = 0.1 \text{ мкФ}$ ;  $V_T = \text{КТ312Б}$ ;  $T_V = \text{ТВ3-0.5-1}$ ;  $R_H = 110 \text{ Ом} \div 1.2 \text{ кОм}$ .

2. Зніміть і побудуйте залежність потужності, яка виділяється на навантаженні  $P_H$  і к.к.д. від опору навантаження  $R'_H$ , приведенного до первинної обмотки трансформатора, при  $U_{BX} = \text{const}$ ,  $f_{3Г} = 1 \text{ кГц}$ . Коефіцієнт трансформації прийняти рівним 0.25.

3. За результатами пункту 2 знайти оптимальний опір навантаження  $R_H$ , який відповідає максимальній потужності, що виділяється на навантаженні.

4. Зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику при  $U_{BX} = 0.03 \text{ В}$ ;  $R_H = 110 \text{ Ом}$ .

5. У відповідності з рис.10 складіть схему двотактного трансформаторного підсилювача потужності. В схемі використовуються елементи з такими номіналами:  $R_1 = 1.2 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 200 \text{ Ом}$ ;  $V_{T2} = \text{КТ312Б}$ ;  $R_H = 110 \text{ Ом}$ ;  $T_{V1} = \text{ТПЗ}$ ;  $T_{V2} = \text{ТВ3-0.5}$ .

6. Зніміть і побудуйте залежність потужності, споживаної від джерела живлення  $P$ , потужності виділеної на навантаженні  $P_H$ , потужності розсіюваної на колекторах транзисторів  $P_K$ , к.к.д., від амплітуди вхідного сигналу, яка міняється від 0.1 до 3 В.

Потужність на навантаженні 
$$P_H = I_H^2 \cdot R_H$$

Потужність розсіювання на колекторах

$$P_{k1} = P_{k2} = \frac{1}{2} (P - P_H), \text{ к.к. } \partial \eta = \frac{P_H}{P} \cdot 100\%$$

7. Визначте коефіцієнти підсилення потужності при  $f_{3Г} = 1 \text{ кГц}$ ,  $R_H = 470 \text{ Ом}$

8. Зніміть і побудуйте амплітудну характеристику при  $U_{BX} = 0-3 \text{ В}$ . Амплітудну характеристику знімати для діапазону вхідних напруг від  $U_{BX \text{ min}}$  до  $U_{BX \text{ max}}$ , при яких з'являються візуально помітні на екрані осцилографа нелінійні спотворення вхідного сигналу.

9. Зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику підсилювача при  $R_H=110 \text{ Ом}$   $U=0.2 \text{ В}$ .

10. Проаналізуйте результати досліджень і зробіть висновки.

### Контрольні запитання.

1. Поясніть роботу схеми (рис.10).
2. Як забезпечити мінімум нелінійних спотворень у схеми двотактного підсилювача ?
3. Яких значень може досягати к.к.д.,однотактного і двотактного трансформаторних підсилювачів потужності ?
4. У режимі яких класів працюють однотактні і двотактні підсилювачі потужності ?
5. Приведіть формули для розрахунку основних параметрів підсилювача.

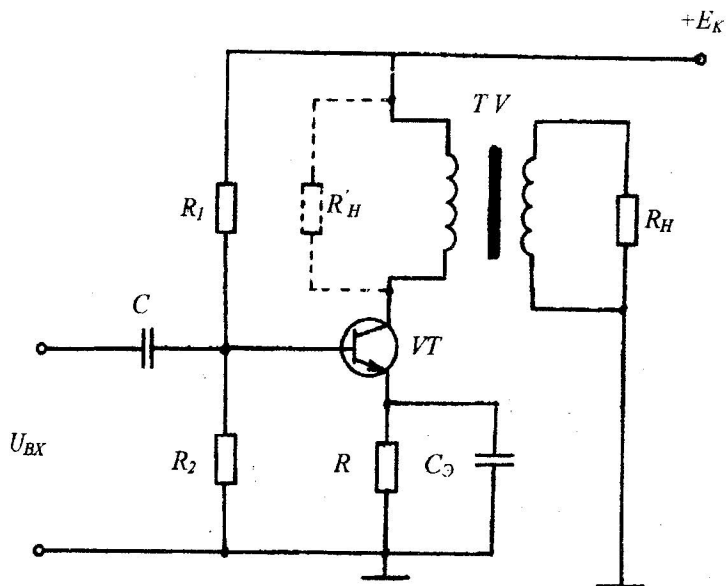


рис.8

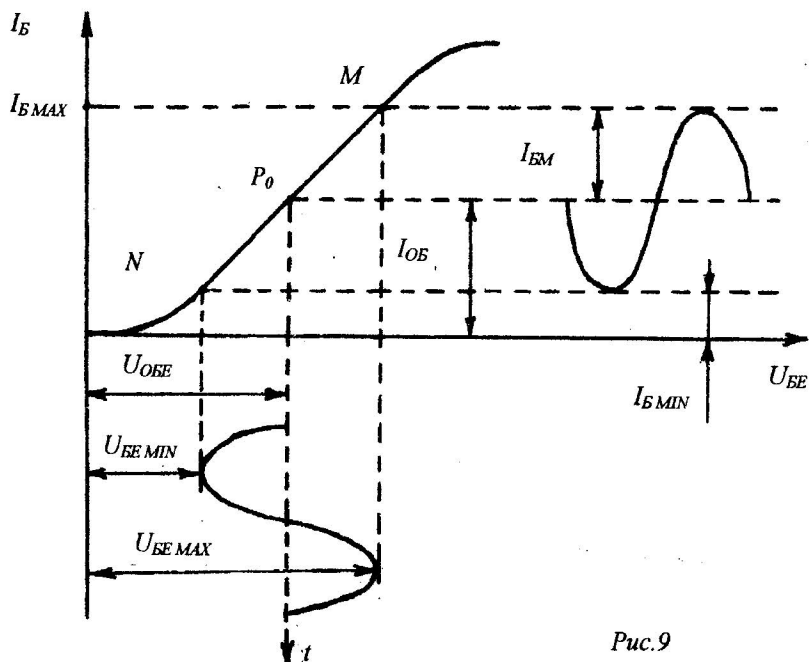


Рис.9

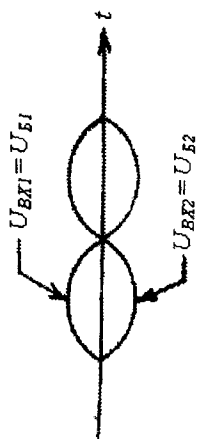
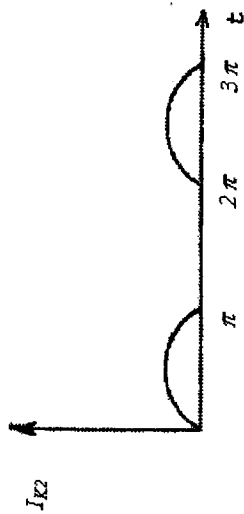
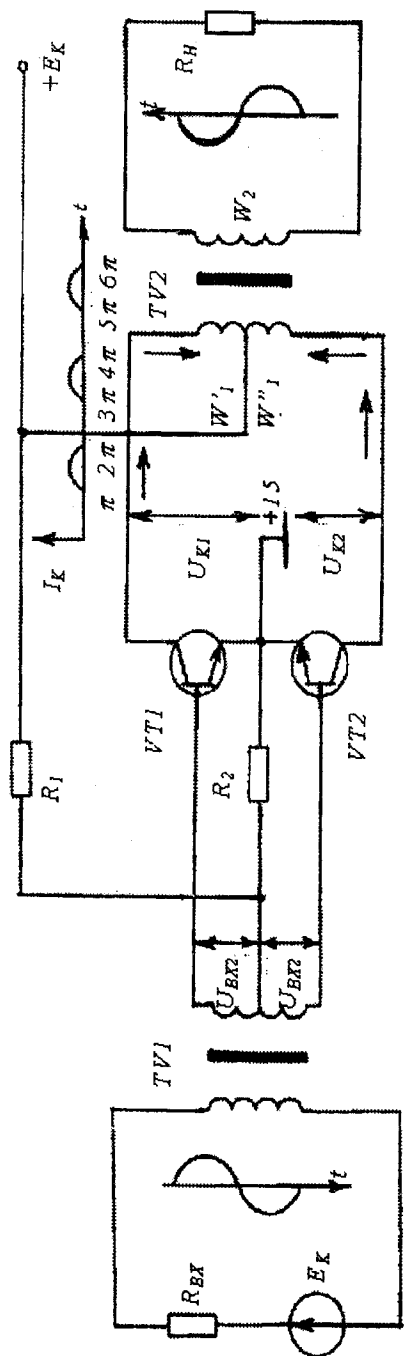


Рис. 10

## 1.4 ДОСЛІДЖЕННЯ БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

Мета роботи: дослідження основних параметрів і характеристик двотактного безтрансформаторного підсилювача потужності.

### Теоретичні відомості і методичні вказівки

В сучасних системах автоматики трансформаторні підсилювачі потужності майже не використовуються. Їх замінили безтрансформаторні підсилювачі. В таких підсилювачах відсутні частотно-залежні елементи в ланцюгах зв'язку між каскадами, це дозволяє вводити глибокі загальні від'ємні зворотні зв'язки (ВЗЗ) як за змінним, так і за постійним струмом, що суттєво покращує характеристики всього підсилювача. Як правило потужні безтрансформаторні вихідні каскади складають по двотактних схемах, які працюють в режимі класу В або АВ. В таких схемах використовують поєднання в одному каскаді однотипних, або різнотипних транзисторів п-р-п і р-п-р типів, ввімкнених по схемах з СЕ або СК. Каскади, в яких використовуються різнотипні транзистори називають каскадами з додатковою симетрією. Приклад реалізації схеми підсилювального каскаду з додатковою симетрією показаний на рис. 11. Як видно з цієї схеми, такі каскади мають послідовне живлення і паралельне підключення навантаження. При відсутності вхідного сигналу струм через опір навантаження практично відсутній, оскільки невеликі початкові струми, що протікають через транзистори VT1 і VT2 взаємно компенсуються. Ці струми зумовлені зміщенням, що виникає від падіння напруги на R2

$$\left. \begin{aligned} U_{R_2} &= I_{\text{под}} \cdot R_2 \\ I_{\text{под}} &= \frac{2 \cdot E_k}{R_1 + R_2 + R_3} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Якщо транзистори VT1 і VT2 однакові по параметрам, то потенціали точок А і Б відносно емітерів відповідних транзисторів (точка А і Б) дорівнюють  $-(U_{R_2}/2)$  і  $+(U_{R_2}/2)$ . В такому випадку через транзистори протікає однаковий струм, а в опорі навантаження струм відсутній. Для визначення напруги зміщення необхідно знати характеристики транзисторів і попередньо задатися значенням струму  $I_{\text{ок}}$  транзисторів VT1 і VT2. Заданому струму колектора відповідає повний



струм бази  $I_{OB}$  і  $U_{OBE}$  напруга. Струм подільника напруги вибирають в 5:10 разів більшим початкових базових струмів транзисторів VT1 і VT2. Це забезпечує малу зміну потенціалів баз при температурних змінах їх струмів.

За вибраним струмом подільника визначають опори  $R_1, R_2$  і  $R_3$

$$R_1 \approx \frac{E_k - U_{obe1}}{I_{nod}}; R_2 = \frac{U_{obe1} + U_{obe2}}{I_{nod}};$$

$$R_3 \approx \frac{E_k - U_{obe2}}{I_{nod}}. \quad (2)$$

Оскільки  $R_2$  малий, то можна вважати, що бази транзисторів по змінному струмі безпосередньо з'єднані між собою. Для зменшення опору  $R_2$  змінному струмові він може шунтуватися конденсатором. Замість резистора  $R_2$  може бути ввімкнений діод VD або кілька послідовно з'єднаних діодів, які забезпечують потрібне падіння напруги між точками А і Б при заданому струмі подільника і одночасно мають малий диференційний опір. Заміна  $R_2$  діодами підвищує температурну стабільність підсилювача.

При подачі вхідного змінного сигналу один з транзисторів в залежності від фази сигналу закривається, а відкритий транзистор працює, як підсилювальний каскад, зібраний по схемі з спільним колектором СК, тобто як звичайний емітерний повторювач. Під час другої половини періоду вхідного сигналу відкритий і закритий транзистори міняються місцями. Вхідний опір емітерного повторювача малий, це полегшує узгодження підсилювача з низькоомним навантаженням, отже к.к.д. схеми може бути досить високим. Оскільки вихідна напруга схеми з СК майже рівна вхідній, то і підсилення потужності в такому підсилювачі досягається за рахунок підсилення струму.

Для отримання однакового вхідного опору в різні півперіоди і однакового підсилення по потужності транзистори підсилювача рекомендується вибирати ідентичними, так звані комплементарні пари. Можливі і інші схеми побудови безтрансформаторних двотактних вихідних каскадів. Наприклад, схема підсилювача (рис.12) працює при живленні від спільного джерела  $E_K$ . Для того, щоб постійна складова струму не проходила через навантаження, остання повина підключатися через конденсатор досить великої ємності  $C_3$ .

## Проведення досліджень

1. Згідно рис.12 скласти схему двотактного безтрансформаторного підсилювача потужності. У схемі використовуються такі елементи: VT1, VT2 - транзистори КТ203Б, КТ312Б відповідно, VD - діод Д-220, C1 - 0.1 мкФ, C2 - 68 пФ, C3 - 10 мкФ, R1 - 110 Ом, R2, R4 - 2 кОм, R3 - 200 Ом, R5, R6 - 750 Ом, R7 - 110 Ом. Для проведення вимірювань використовуються такі прилади: генератор - ГЗ-53, осцилограф - С1-73, прилад комбінований цифровий 4323А. Ввімкнувши відповідні вимірювальні прилади перевірте симетрію підсилювача. Дослідження проводити при частоті вхідних сигналів 1 кГц і амплітудні 0.3В. Симетрія підсилювача перевіряється шляхом вимірювання постійних складових струмів і напруг транзисторів. Різниця відповідних значень не повинна перевищувати кількох процентів.

2. Змайте осцилограми вихідного сигналу  $U_{вих}$  і емітерних струмів  $I_{E1}$ ,  $I_{E2}$  при роботі підсилювача на внутрішнє навантаження R7 в режимі класі АВ і В. Для отримання осцилограм емітерних струмів  $I_{E1}$ ,  $I_{E2}$  необхідно підключити осцилограф відповідно до резистора R5 (точки XS3 і XS2) і до резистора R6 (точки XS3 і XS4). При цьому вивід <земля> від осцилографа підключати тільки до точки XS3.

3. Для каскаду в режимі класу АВ (між базами VT1 і VT2 ввімкнений резистор R3, або діод VD):

а) зніміть і побудуйте графіки залежності потужності, споживаної від джерела живлення  $P_C$ , потужності відданої в навантаження  $P_H$ , потужності  $P_{KP}$ , розсіяної на колекторах транзисторів, к.к.д. каскаду від амплітуди вхідної напруги, яка змінюється від 0.1 В до 2.0 В з інтервалом 0.2 В, при R7=110 Ом. Потужність  $P_C$  визначається з співвідношення  $P_C = E_K I_{OK}$ , де  $E_K = 15$  В,  $I_{OK}$  вимірювати за допомогою міліамперметра ввімкненого в колекторне коло VT1. Потужність

$P_H = U_n^2 \cdot R_7$ , де  $U_n$  вимірюється вольтметром між точками XS5 і XS6. Потужність  $P_K$  визначається відповідно для колекторів VT1 і VT2 і дорівнює  $P_{KP1} = P_{KP2} = (1/2)(P_C - P_H)$ . Коефіцієнт корисної дії  $\eta = (P_H / P_C) \cdot 100\%$ ;

б) визначте коефіцієнт підсилення потужності  $K_P$  каскаду в режимі класу АВ при  $f_{зг} = 1$  кГц,  $R7 = 110$  Ом. Для визначення необхідно спочатку визначити вхідний опір каскаду

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_{зг} - U_{вх}} R_1 \quad (3)$$

$U_{ВХ}$  вимірюється вольтметром між точками XS1 і XS6.  $U_{зг}$  визначається по вмонтованому в генератор вольтметру;

в) зніміть і побудуйте амплітудну характеристику  $U_{ВІХ} = f(U_{ВХ})$  при  $U_{ВХ} = 0 \dots 3$  В. Амплітудна характеристика каскаду знімається для діапазона вхідних напруг від  $U_{ВХ\min}$  до  $U_{ВХ\max}$  при якому з'являються візуально помітні на екрані осцилографа нелінійні спотворення вихідного сигналу;

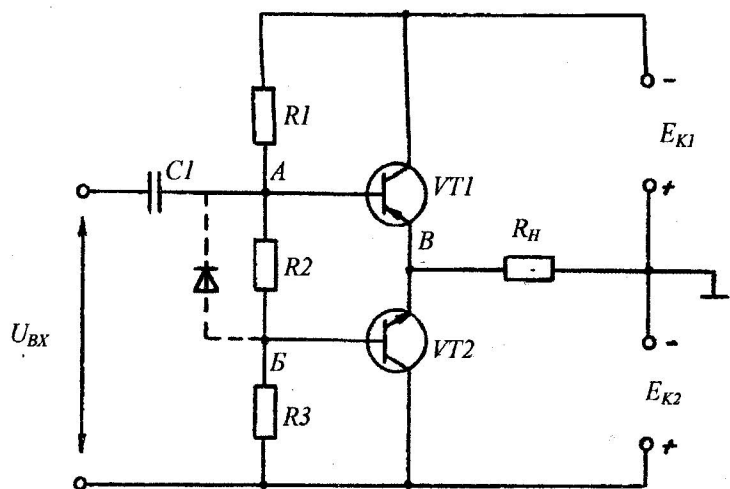
г) зніміть і побудуйте залежність відданої в навантаження потужності  $P_H$  від опору навантаження  $P_H = f(R7)$ ,  $R7 = 100 \dots 5000$  Ом,  $f_{зг} = 1$  кГц,  $U_{ВХ} = 1$  В. При зніманні цієї залежності необхідно відключити внутрішнє навантаження  $R7$  і замість нього послідовно по черзі підключати не менше 5 опорів з вказаного діапазону починаючи з мінімального;

д) зніміть і побудуйте амплітудно-частотну характеристику підсилювача при  $R7 = 110$  Ом,  $U_{ВХ} = 1$  В;

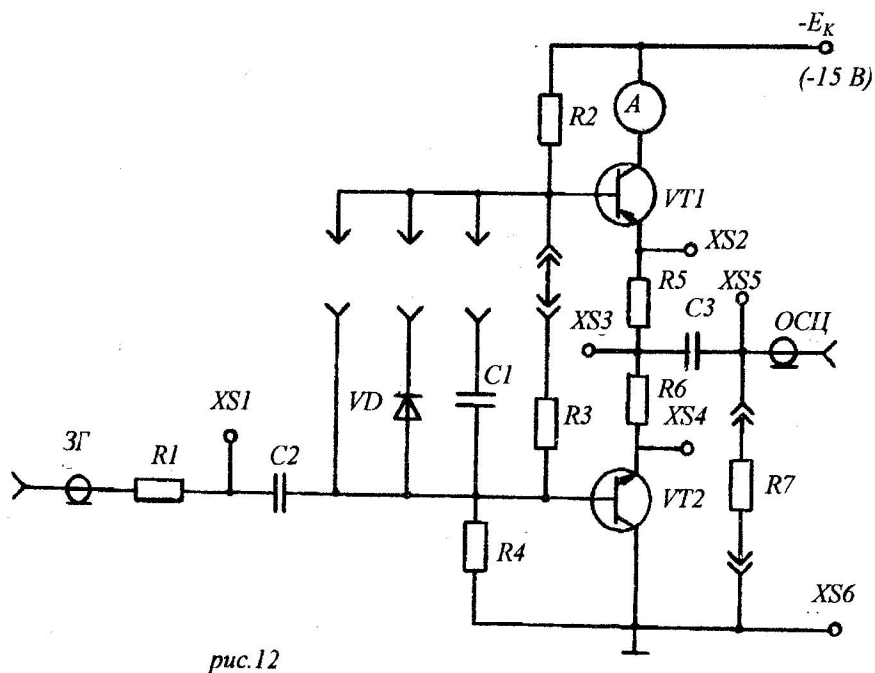
е) для каскаду в режимі класу В (бази VT1 і VT2 з'єднані накоротко) виконайте вказівки пунктів а-е.

### Контрольні запитання

1. Поясніть причини нелінійних спотворень в каскадах підсилення потужності на біполярних транзисторах.
2. Порівняйте каскади підсилювачів потужності класів А, АВ, В по економічності і рівню нелінійних спотворень.
3. Поясніть положення робочої точки транзистора підсилювача потужності, який працює в режимах класів А, АВ, В.
4. Опишіть принцип роботи досліджуваної схеми (рис.11,12).
5. Поясніть призначення елементів схеми (рис.11,12).
6. Поясніть як задається початковий режим роботи підсилювача приведенного на рис.12.



puc.11



puc.12

## 1.5 ДОСЛІДЖЕННЯ LC - ВИБІРКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ТА ГЕНЕРАТОРІВ

Мета роботи: вивчення принципу дії і дослідження основних характеристик LC - вибіркового підсилювачів та генераторів. Їх схемна реалізація.

### Теоретичні відомості LC - вибіркові підсилювачі

Вибірковими або селективними називають підсилювачі, що мають вузьку полосу пропускання та підсилюють сигнали тільки в діапазоні цієї полоси частот. Такі підсилювачі широко використовуються у радіоприймальних пристроях вимірювальної техніки, слідкуючих системах тощо.

Для підсилення сигналів в області від десятків кілогерц та вище застосовуються вибіркові підсилювачі, що використовують в якості навантаження вихідного ланцюга транзистора паралельний коливальний контур (рис.13). Такі підсилювачі з частотно-вибірковим навантаженням називають ще резонансними.

Зв'язок коливального контура з навантаженням, яким звичайно є вхідний опір послідовного каскаду підсилення, найчастіше відбувається за трансформаторною схемою.

Вибіркові підсилювачі, що підсилюють сигнали на частотах від сотен Гц та нижче, виконуються з частотно-залежним зв'язком.

### Підсилювачі з частотно-вибірковим навантаженням

В резонансних підсилювачах транзистор вмикається найчастіше по схемі з ЗЕ, яка забезпечує малий рівень шумів при максимальному підвищенні потужності. Принципові схеми резонансних підсилювачів з резонансно-трансформаторним зв'язком наведені на (рис.14 а,б). Хоча схема (рис.14 б) має додаткові елементи, вона не є найкращою з точки зору конструктивного виконання елементів коливального контуру, який не знаходиться під постійною напругою. Відсутність постійної складової струму підмагнічування забезпечує більш високу стабільність настроювання.

Елементом, що визначає частотну характеристику підсилювача, є коливальний контур (рис.15 а).

Найчастіше при розгляді властивостей контура використовують інші параметри, які зв'язані з  $R, L, C$ , а саме кругову частоту  $\omega_0$ , характеристичний опір  $\rho$  та добротність  $Q$ .

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 \times L = 1 / \omega_0 \times C \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad Q = \rho / R$$

Повна провідність контуру дорівнює

$$\frac{1}{z_k} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C \quad (2)$$

Вважаючи, що підсилення частоти не дуже відрізняється від резонансної частоти, також беручи до уваги, що  $R \ll \omega_0 \times L = 1 / \omega_0 \times C$ , маємо з (2):

$$\frac{1}{z_k} = \frac{1 + j\omega C(R + j\omega L)}{R + j\omega L} = \frac{1 - \omega^2 CL + jCR}{R + j\omega L} = \frac{j\omega CR}{j\omega L} + \frac{1 - \omega^2 CL}{j\omega L} = \frac{RC}{L} + \frac{1 - \omega^2 CL}{j\omega L}$$

$$\frac{1}{z_k} = \frac{R}{\rho^2} + \frac{j(1 - \omega^2 CL)}{j^2 \omega L} = \frac{R}{QR\rho} + \frac{j(\omega^2 CL - 1)}{\omega L}$$

$$\frac{1}{z_k} = \frac{1}{QR\rho} + j \left( \frac{\omega^2 / \omega_0^2 - 1}{\omega L} \right) = \frac{1}{QR\rho} + j \left( \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2 \omega^2 L} \right) = \frac{1}{QR\rho} + j \frac{1}{\rho} \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right),$$

якщо  $\omega$  близька до  $\omega_0$ , тоді  $\frac{\omega - \omega_0}{\omega} = \frac{(\omega + \omega_0) \times (\omega - \omega_0)}{\omega \times \omega_0} \approx \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}$ ,

де  $\Delta \omega = \omega - \omega_0$ , тоді

$$\frac{1}{z_k} = \frac{1}{QR\rho} + j \frac{1}{\rho} \times \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0} \quad (3)$$

$$\frac{1}{z_k} = \frac{1}{QR\rho} \left( 1 + jQ \times \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0} \right)$$

Опір контура поблизу резонансу:

$$z_k = \frac{QR\rho}{1 + jQ \times \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}} \quad (4)$$

та його модуль

$$|z_k| = \frac{Q\rho}{\sqrt{1 + \left(Q \times \frac{2 \wedge \omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (5)$$

або

$$\left| \frac{z_k}{R_{k_0}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \times \frac{2 \wedge \omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (6)$$

Частотна характеристика коливального контура (рис.156) наведена згідно (6). Коефіцієнт підсилювання такого підсилювача також залежить від частоти. Полоса частот  $2\Delta\omega$  має назву полоси пропускання контуру і звичайно визначається на рівні  $1/\sqrt{2}$ . Тому на краях полоса

$$\left| \frac{z_k}{R_{k_0}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \times \frac{2 \wedge \omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

$$\text{або } \frac{2 \wedge \omega}{\omega_0} = \pm \frac{1}{Q}; \quad \text{або } 2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} \quad (8)$$

З (8) виходить, що полоса пропускання тим менша, чим нижча резонансна частота та чим більша добротність. Для резонансних підсилювачів основним показником є не стільки величина підсилювання, пропорційна опорі контура, скільки величина вибірковості:

$$\sigma = \frac{R_{k_0}}{|z_{k_n}|}$$

Якщо підсилювач не забезпечує необхідну вибірковість, то з'єднують декілька резонансних каскадів, що настроєні на одну частоту. Наведені співвідношення вірні, якщо вихідний опір резонансного каскаду  $R_{вх}$  та вхідний опір слідуєчого за ним каскаду підсилювання  $R_{вх.сл} = R_n$  достатньо великі. Але в транзисторних підсилювачах ця умова не виконується, тому частина енергії коливань з контуру споживається вказаними опорами. На (рис.16) наведена еквівалентна схема резонансного підсилювача, котра однакова для обох схем. Ємність коливального контуру зростає за рахунок вихідної ємності  $C_{вх}$ ,  $C_{вх.сл} = C_{вх.сл} \times n^2$  а також ємності  $C_m$  монтажу:  $C_0 = C + C_{вх} + C_{вх.сл} + C_m$ . Ця ємність шунтована опором:  $R_{вх}$  та  $R_{вх.сл} = R_n = R_{вх.сл} / n^2$ . Еквівалентний опір

ланцюга міжкаскадного зв'язку на резонансній частоті  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

визначається паралельним з'єднанням трьох опорів:

$$\frac{1}{R_{k_0 \text{ екв}}} = \frac{1}{R_{k_0}} + \frac{1}{R_{\text{вих}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \quad (10)$$

Добротність коливального контуру з урахуванням впливу шунтуючого опору також зменшується і визначається за формулою:

$$Q_{\text{екв}} = \frac{Q}{1 + Q\rho \times \left( \frac{1}{R_{\text{вих}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)} \quad (11)$$

### Генератори LC – типу

Ці генератори мають порівняно високу стабільність частоти коливань, стійко працюють при значних змінах параметрів транзисторів, забезпечують отримання коливань, що мають коефіцієнт гармонік. До їх недоліків відносять труднощі виробництва високостабільних температурно незалежних індуктивностей, а також високу вартість та розміри останніх. Особливо це виявляється при створенні автогенераторів діапазону інфранизьких частот, в яких навіть при використуванні феромагнітного осердя габаритні розміри, маса та вартість великі.

У генераторів LC - типу форма вихідної напруги дуже близька до гармонічної. Це пов'язано з добрими фільтруючими властивостями коливального LC - контуру. Вони, як відомо працюють з «відсічкою» струму активних пристроїв підсилювача. Відповідно форма вихідного струму підсилювача різко відрізняється від синусоїдальної. При цьому на початку виникнення коливань  $|k \times \beta| \gg 1$ , що забезпечує стійку працю автогенератора навіть при значних параметрів його елементів. Для самозбудження генератора LC - типу також потрібна наявність позитивного зворотнього зв'язку. По суті самозбудження зводиться до наступного. При вмиканні джерела живлення конденсатор коливального контуру, який найчастіше вмикається до колекторної частини транзистора, заряджується. У контурі виникають затухаючі автоколивання, причому частина струму (напруги) цих коливань спрямовується на керуючі електроди активного пристрою і створює позитивний зворотній зв'язок. Це призводить до поповнення енергії LC-контура. Автоколивання перетворюються на незатухаючі. Частота автоколивань у першому наближенні визначається резонансною частотою контура



$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}} \quad (12)$$

Численні схеми автогенераторів  $LC$  - типу розрізняють в цілому за схемами введення сигналу зворотного зв'язку та за способом підключення до підсилювача коливального контуру.

На (рис.17а) зображено введення позитивного зворотного зв'язку за допомогою трансформаторного зворотного зв'язку (обмотка 2). Напряга зворотного зв'язку залежить від співвідношення числа витків обмоток 1 та 2. На (рис. 17б) застосовано трансформаторний зворотний зв'язок. Джерело живлення  $E$  підключено до частини витків котушки індуктивності  $L$ , що зменшує його шунтуючу дію та підвищує добротність коливального контуру  $LC_1$ . Опір розподільного конденсатора  $C_2$  на частоті коливань наближається до 0. На (рис. 17в) наведено генератор, який зібрано за схемою ємнісної трьохточки. В ньому напруга зворотного зв'язку знімається з конденсатора  $C_2$ . Енергія, що підтримує автоколивання, поступає у формі імпульсів струму  $i_e$ . Для зменшення шунтуючої дії транзистора його підключено до контуру через ємнісний подільник напруги.

Для кількісної оцінки стійкості автоколивань часто використовують коефіцієнт регенерації. Це безрозмірний коефіцієнт, що характеризує режим роботи автогенератора та показує, у скільки разів можна зменшити добротність  $Q$  коливальної системи порівняно з її початковим значенням, щоб автогенератор опинився на межі зриву коливань:

$$Q = X_L / R, \quad (13)$$

де  $X_L$  - реактивний опір індуктивності контуру;

$R$  - еквівалентний активний опір контуру, до якого належить і опір активного елемента, що його шунтує. В низькочастотних генераторах коефіцієнт регенерації звичайно не менший 1.5 - 3.

Слід додати, що в транзисторних генераторах джерело збуджуючих коливань має, як правило, малий внутрішній опір. Таким чином, у ланцюгу бази тече струм несинусоїдальної форми, а напруга база-емітер залишається синусоїдальною.

Добрі енергетичні показники генератора можна отримати тільки при роботі з відсідкою (струм через транзистор має форму імпульсу, рис. 17а). При цьому вважається, що найкращі енергетичні характеристики мають місце, коли  $\theta = 50 \div 70^\circ$ . У той же час для виникнення автоколивань необхідно, щоб  $\theta \approx 90^\circ$ . Інакше до того, як виникнуть автоколивання, на базі транзисторів буде тільки запираюча напруга і без впливу додаткової зовнішньої відкриваючої напруги автоколивання не виникнуть.

У м'якому режимі збудження на базу повинна бути надана відкриваюча напруга порядку 0.3 - 0.5В. При виникненні автоколивань зміщення повинно автоматично змінюватись в залежності від амплітуди коливань до отримання необхідного кута відсічки. Легко побачити взаємозв'язок з наведеним вище положенням про необхідність введення ланцюгу, що змінює зміщення  $|\kappa \times \beta| = 1$ .

Коли зворотний зв'язок достатньо глибокий і ємності конденсаторів  $C_e$ ,  $C_b$  взято невірні (рис. 18а), може виникнути переривчата генерація або автомодуляція. У цьому випадку амплітуда коливань має змінне значення або зменшується до 0 на визначеному інтервалі часу (рис. 18б). Пере-ривчата генерація обумовлена тим, що у визначених умовах напруга автома-тичного зміщення внаслідок зарядки конденсаторів  $C_e$ ,  $C_b$  і  $C_e$  може наблизитись до амплітуди напруги зворотного зв'язку. Транзистор не буде відкриватися і поповнювати енергію коливального контуру. Тому автоко-ливання швидко затухнуть до 0 і виникнуть знову тільки після розрядки конденсаторів  $C_e$  та  $C_b$ . Потім процес наростання амплітуди, зарядки конденсаторів та зриву автоколивань повторюється. Тому ланцюги, що забезпечують автоматичне зміщення робочої точки, звичайно доводиться підбирати при настроюванні. У схемах (рис. 17б,в) зміни напруги зміщення відбуваються внаслідок зарядки конденсаторів  $C_e$ ,  $C_2$  та  $C_4$ .

Задану частоту коливань можна отримати при різноманітних значеннях  $L$  і  $C$ , тому що вона визначається їх добутком. Але підвищення ємності  $C$  призводить до зменшення індуктивності, що суттєво знижує добротність контуру:

$$Q = \omega_0 L / R = 1 / \omega_0 C R, \quad (14)$$

де  $\omega_0$  - резонансна частота.

Зменшення добротності може привести до викривлення форми автоколивання та появи додаткової нестабільної частини. Для того, щоб відвернути це, добротність повинна бути не менш як 30 - 70.

Зміну частоти автоколивань здійснюють зміною ємності конденсатора, який підключено до коливального контуру. При цьому добротність контуру змінюється, що може привести до змінення режиму автогенератора. Зміну ємності звичайно здійснюють механічним шляхом. Іноді замість конденсатора, який визначає частоту коливань, вмикають варікап та, змінюючи надану на нього напругу, змінюють резонансну частоту контуру. У цьому випадку перестроювання частоти здійснюється електричним шляхом за рахунок зміни бар'єрної ємності варікапа. Відносна нестабільність частоти у автогенераторів  $10^{-3} - 10^{-5}$ .

## Порядок виконання роботи

Лабораторна робота виконується на базі транзистора КТ312, операційного підсилювача 140 УД7 та імпульсного трансформатора з двома однаковими обмотками, індуктивність яких дорівнює  $L=840\text{мкГн}$ . В якості дроселя ДР використовується первинна обмотка трансформатора потужності. Ознайомтесь з основними параметрами вказаних пристроїв. Для визначення частот генерації можна скористатись калібрувальною розгорткою осцилографа або фігурами Ліссажу.

### Проведення досліджень

1. Зібрати схему  $LC$  - відбіркового підсилювача (рис. 19), де  $68\text{нФ} \leq C \leq 0.1\text{мкФ}$ . Величина ємності  $C$  задається викладачем. Вирахувати резонансну частоту  $f_0$  контуру  $LC$  і зняти експериментально його АЧХ. По ній визначити експериментальне значення резонансної частоти, полюсу пропускання  $\Delta f$  та добротність  $Q$ . Напруга  $U_{\text{ex}}$  не повинна перевищувати рівень 10 мВ.

2. Скласти схему транзисторного  $LC$ - генератора з послідовним живленням, рис.20. Ємність  $C$  повинна бути  $68\text{нФ} \leq C \leq 0.1\text{мкФ}$ . Визначіть частоту генерації та порівняйте її з п.1. Визначіть значення напруги на усіх виводах транзистора та форму напруг.

3. Скласти схему трансформаторного  $LC$ - генератора з паралельним живленням, (рис. 21). Ємність  $C$  така сама, як в п.2. Пояснити, чому частоти генератора з послідовним та паралельним живленням не співпадають.

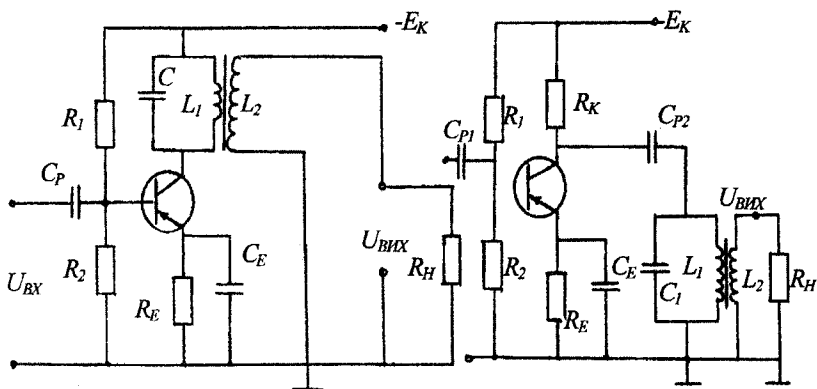
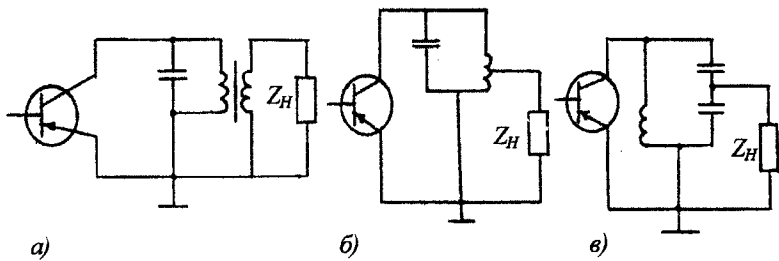
4. Скласти схему  $LC$ - генератора з індуктивною трьохточкою та з паралельним живленням, (рис. 22). Обмотки імпульсного трансформатора при цьому з'єднати послідовно та узгоджено. Величина ємності  $C$  не змінюється. Визначити амплітуду та частоту генерованих коливань на усіх виводах транзистора. Чому змінилася частота генерації?

5. Скласти схему  $LC$ - генератора з ємнісною трьохточкою та паралельним живленням, (рис. 23). Величина ємності  $C$  визначається, як і раніш з умови  $68\text{нФ} \leq C \leq 0.1\text{мкФ}$ .

6. Скласти схему  $LC$ - генератора на ОП, (рис. 24). Ємність  $C$  має тіж самі значення. Змінним резистором з номіналом 4.7 кОм встановіть гарну форму генерованих коливань. Визначіть амплітуду та частоту коливань.

### Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії вибіркового підсилювача
2. Як визначається добротність та полоса пропускання такого підсилювача?
3. Як знизити полосу пропускання підсилювача?
4. Сформулюйте умови самозбудження генераторів.
5. Наведіть схеми генераторів з послідовним та паралельним живленням.
6. Навіщо у вищенаведених схемах сигнал подається на базу через резистор та конденсатор?
7. Які схемні особливості мають генератори на ОП?



a)

б)

рис. 14

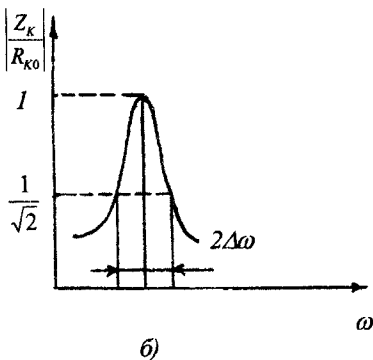
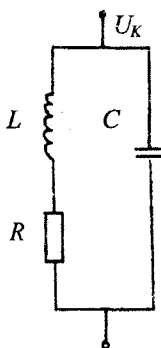
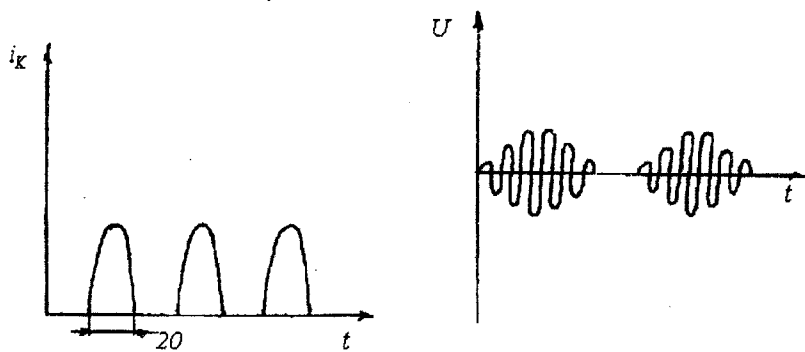
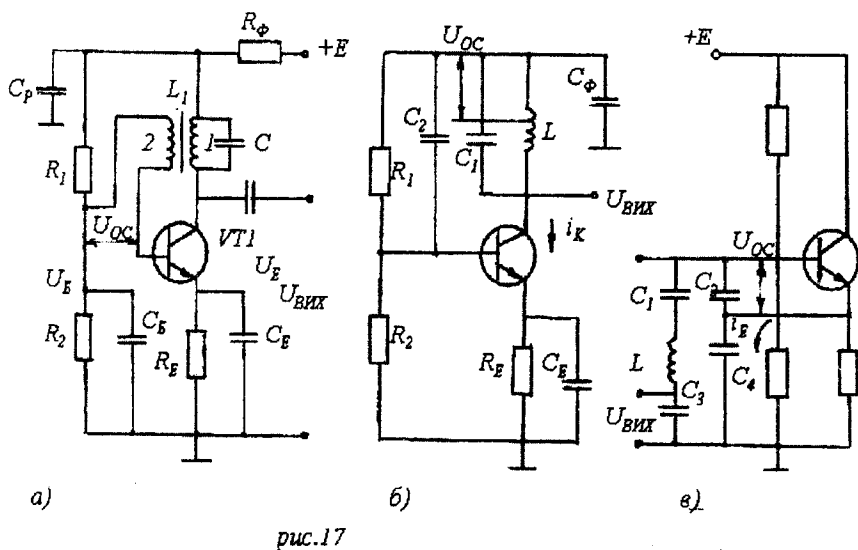
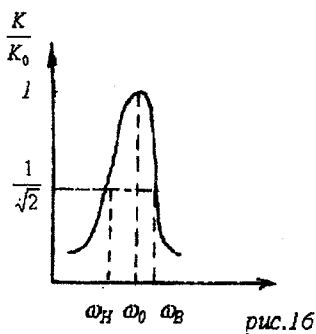


рис. 15



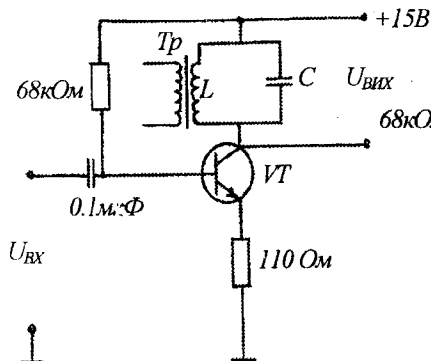


рис. 19

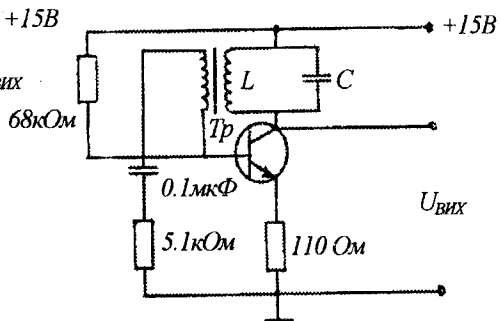


рис. 20

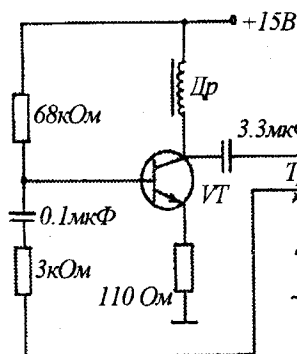


рис. 21

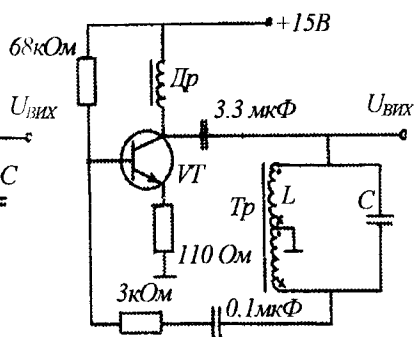


рис. 22

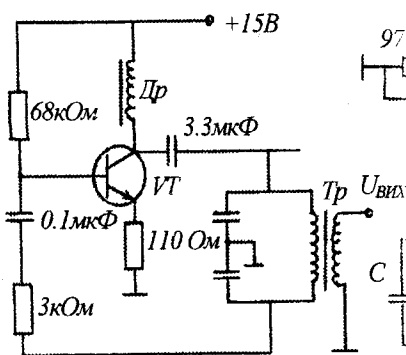


рис. 23

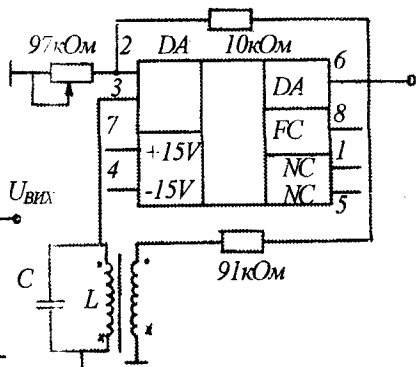


рис. 24

## 1.6 ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Мета роботи: вивчення принципів роботи ,головних параметрів та характеристик операційного підсилювача ОП, дослідження ОП у вигляді масштабного підсилювача, суматора, диференціатора та інтегратора

### Теоретичні відомості та методичні вказівки

Досліджуваний підсилювач називається операційним тому, що він може використовуватись для різних математичних операцій над сигналами: алгебраїчного додавання, віднімання, множення на постійний коефіцієнт, інтегрування, диференціювання, логарифмування та тощо. Операційним часто називають підсилювач напруги з великим коефіцієнтом підсилення, охоплення ланцюгом від'ємного зворотнього зв'язку, який визначає основні якісні показники та характер виконуваних підсилювачем операцій. Сучасні ОП виконуються на базі інтегральних мікросхем операційного підсилювача ГМС ОП, до виводів якої, крім ланцюга від'ємного зворотнього зв'язку, підключаються джерело живлення, вхідних сигналів, опору навантаження, ланцюги корекції частотних характеристик ОП в інтегральному виконанні та інші ланцюги.

ОП - це підсилювач постійного струму ППС , його амплітудно-частотна характеристика не має завалу в області низьких частот, оскільки ОП не містить роз'єднувальних конденсаторів. Для того, щоб при відсутності вхідних сигналів потенціал виходу можна було звести до нуля /потенціалу землі /, живлення ОП роблять двополярним та звичайно симетричним /наприклад ,+/- 12,6 В/.

На рис.25,а показано умовне позначення ОП з одним виходом та двома входами : прямим та інверсним. Інверсний вхід позначають знаком інверсії /колом/ або позначають знаком "-". Прямий вхід 1 не має знака інверсії або його позначають знаком "+". В загальному випадку на виводи ОП 1 та 2 надходять напруги  $U_{ВХ1}$  та  $U_{ВХ2}$  , які називають напругами загального виду. З них виділяють синфазний  $U_{СФ} = (U_{ВХ1}+U_{ВХ2})/2$  та диференційний  $U_{ДИФ} = U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$  сигнали /рис.25,б/. Відносно  $U_{СФ}$  потенціал вхідного виводу 1 вище, а виводу 2 - нижче на значення  $\Delta U$ , а диференційний /різницевий / сигнал  $U_{ДИФ} = 2\Delta U$ . Операційний підсилювач призначений для підсилення невеликого /диференційного/ сигналу. Синфазний сигнал схемою ОП повинен бути максимально ослаблений. Вихідна напруга  $U_{ВИХ}$  знаходиться у фазі /синфазно/ з напругою на вході 1  $U_{ВХ1}$ , та протифазно напрузі на вході 2  $U_{ВХ2}$ .

На рис.26 зображено амплітудні характеристики ОП для випадків: а- вхідний сигнал подається на інверсний вхід 2, а неінверсний вхід 1 заземлений /  $U_{ВИХ}$  протифазно  $U_{ВХ1}$  /; б - вхідний сигнал подається на



неінверсний вхід 1, а інверсний вхід 2 заземлений /  $U_{\text{вих}}$  синфазно  $U_{\text{вх1}}$ /. Вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  знімається відносно середньої точки джерела живлення / $U_{\text{ЕЖ1}}$  та  $U_{\text{ЕЖ2}}$ / землі. Якщо  $U_{\text{вх}} = 0$ , то і  $U_{\text{вих}} = 0$ , що відображує умови балансу ОП. При відсутності зовнішнього ланцюга зворотнього зв'язку уклін амплітудних характеристик 1,2 визначається коефіцієнтом підсилення напруги ОП  $K_{\text{чоп}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{диф}}$ . Характерним для амплітудних характеристик ОП є наявність двох областей насичення  $+U_{\text{вихнас}}$  та  $-U_{\text{вихнас}}$ , при досягненні яких вихідна напруга залишається незмінним і не залежним від змін вхідної напруги. ОП в інтегральному виконанні характеризується великим коефіцієнтом підсилення напруги, високим вхідним та низьким вихідним опором.

В залежності від того, на які входи ОП діють вхідні сигнали, розрізняють три схеми підключення ОП в інтегральному виконанні: інвертуючі, неінвертуючі та диференціальні /рис.27/. Ці схеми мають ряд загальних особливостей : 1- наявність елементів від'ємного зворотного зв'язку ВЗЗ; 2 - при виводі аналітичних виразів для оцінки основних параметрів ОП приймають значення  $U_{\text{диф}} = U_{\text{вих}} / K_{\text{чоп}} \approx 0$ , оскільки ІМС ОП мають дуже високий коефіцієнт підсилення напруги / $K_{\text{чоп}} \rightarrow \infty$  /; 3 - вхідний струм рахують рівним нулю, так як ІМС ОП має високий вхідний опір / $R_{\text{вхоп}} \rightarrow \infty$  /.

Інвертуючий операційний підсилювач /мал.27/. В цій схемі вхідний сигнал подається на інвертований вхід ІМС ОП, а його неінвертований вхід заземлений. Підсилювач називається інвертованим, оскільки вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  інвертована /протифазна/ відносно вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$ . Від'ємний зворотний зв'язок відтворюється за допомогою опорів  $R_1, R_2$  /паралельний ВЗЗ по напрузі /.

$$I_{\text{вх}} \cong I_{\text{зв}} \quad (1)$$

Оскільки диференціальна вхідна напруга ІМС ОП:  $U_{\text{диф}} \approx (K_{\text{чоп}} \rightarrow \infty)$ , а  $R_{\text{вхоп}} \rightarrow 0$ , то  $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / R_1$

$$I_{\text{зв}} = -U_{\text{вх}} / R_2 \quad (2)$$

Вихідна напруга в останньому виразі входить із знаком мінус, оскільки вона у протифазі вхідній напрузі.

На основі співвідношень 1, 2 одержимо вираз для визначення коефіцієнта підсилення напруг схемою інвертованого ОП:

$$K_{\text{чоп}} = -R_2 / R_1 \quad (3)$$

Якщо ввести позначення глибини ВЗЗ

$$\beta_{\text{взз}} = R_1 / (R_1 + R_2), \quad (4)$$

яка при виконанні умови  $R_2 \gg R_1$  дорівнює  $\beta_{\text{взз}}$ ;  $R_1/R_2$ , то

$$K_{\text{чоп}} \cong -1 / \beta_{\text{взз}} \quad (5)$$

Якщо  $R_1=R_2$ , то  $K_{\text{чоп}} = -1$ , то ОП стає інвертуючим повторювачем напруги, у якого

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} \quad (6)$$

Вхідний опір інвертуючого ОП

$$R_{\text{вх.чоп}} = R_1 \quad (7)$$

а вихідний опір

$$R'_{\text{вихчоп}} = R_{\text{вихчоп}} / (1 + \beta_{\text{взз}} \cdot K_{\text{чоп}}) \quad (8)$$

Неінвертований вхід ІМС ОП через опір  $R_3$  з'єднаний з землею, тому його потенціал дорівнює нулю, а, відповідно, дорівнює нулю і потенціал інвертованого входу, оскільки  $U_{\text{диф}} \cong 0$ . Тому на входах цієї ІМС ОП синфазний сигнал відсутній. Оскільки  $R_{\text{вх}}$  реальної мікросхеми ОП не дорівнює нескінченності, то через її входи протікають незначні вхідні струми, які при  $U_{\text{вх}} \cong 0$  можуть визвати хибні зміни вихідного сигналу. Для їх компенсації необхідно забезпечити рівність опорів входів ІМС ОП. Тому в схему вводиться опір

$$R_3 = (R_1 * R_2) / (R_1 + R_2)$$

Інвертований ОП /рис.27,а/ може використовуватись для зміни масштабу вхідної напруги множенням її на постійний коефіцієнт  $-R_2/R_1$ , а також для алгебраїчного додавання вхідних сигналів /як аналоговий суматор рис.27/. Напруга на виході такої схеми

$$U_{\text{вих}} = -(R_2/R_1) * (U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n), \quad (9)$$

Якщо  $R_1=R_2=R$ ,

то

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n) \quad (10)$$

Неінвертований операційний підсилювач /рис.28/. У цій схемі вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід ІМС ОП, а на його інвертуючий вхід за допомогою подільника вихідної напруги, виконаного

на опорах  $R_1, R_2$ , подається напруга ВЗЗ  $U_{ВЗЗ} = (U_{вих} * R_2) / (R_1 + R_2)$ . У схемі діє послідовний ВЗЗ по напрузі, глибина якого

$$\beta_{ВЗЗ} = R_2 / (R_1 + R_2), \quad (11)$$

а диференційна напруга, прикладена до ІМС ОП

$$U_{диф} = U_{вх} - U_{ВЗЗ} \quad (12)$$

Оскільки коефіцієнт підсилення напруги ІМС ОП  $K_{чоп} \cong \infty$ , то

$$U_{диф} \cong 0 \text{ та } U_{вх} \cong U_{ВЗЗ} = (U_{вих} * R_2) / (R_1 + R_2), \quad (13)$$

Із цього співвідношення витікає, що коефіцієнт підсилення напруги схемою неінвертованого ОП

$$K_{чоп} = (R_1 + R_2) / R_2 = 1 + (R_1 / R_2) = 1 / \beta_{ВЗЗ} \quad (14)$$

вхідний опір неінвертованого оп

$$R'_{вхоп} = R_{вхоп} (1 + \beta_{ВЗЗ} * K_{чоп}), \quad (15)$$

а вихідний опір

$$R'_{вихоп} = R_{вихоп} / (1 + \beta_{ВЗЗ} * K_{чоп}), \quad (16)$$

У цьому включенні ІМС ОП потенціали його входів залишаються приблизно однакові, оскільки  $U_{диф} \cong 0$ , і дорівнюють значенню  $U_{вх}$ , тобто на входах ІМС ОП діє синфазний сигнал, значення якого близьке до  $U_{вх}$ . При виконанні умови  $R_1 = 0, R_2 \cong \infty$ , вираз /14/ прийме вигляд

$$K_{чоп} = 1,$$

Тобто операційний підсилювач буде виконувати функцію неінвертованого повторювача напруги, у якого  $U_{вих} = U_{вх}$  /рис.4,б/.

Диференційний операційний підсилювач /рис.29/. У цій схемі на обидва входи ІМС ОП подається вхідна напруга  $U_{вх1}$ , та  $U_{вх2}$ . Підсилювач працює у лінійному режимі та являє собою суміш інвертованого та неінвертованого включення ІМС ОП. Вихідна напруга дорівнює алгебраїчній сумі напруг, які є результатом дії сигналів на відповідних входах ІМС ОП

$$U_{вих} = ((U_{вх1} * R_3) / (R_2 + R_3)) * (1 + (R_4 / R_1)) - U_{вх2} * (R_4 / R_1) \quad (17)$$

Якщо виконуються умови  $R_2 = R_3, R_1 = R_4$ , то  $U_{вих} = U_{вх1} - U_{вх2}$ ,

тобто схема віднімає вхідні напруги. Недоліком схеми є наявність синфазного сигналу на входах ІМС ОП.

## Порядок виконання роботи

### Підготовка до роботи

1. Вивчити принцип роботи, параметри, характеристики, схеми включення та можливості використання ІМС ОП.

### Дослідження інвертованого ОП

1. Зібрати схему підсилювача, приведену на рис.27,а, де  $R_1=1$  кОм,  $R_2=200$  кОм,  $R_3=1$  кОм,  $R_4=2$  кОм.

2. Зняти та побудувати амплітудну характеристику на частоті  $f=1$  кГц. Визначити  $U_{вхмах}$ , при якому з'являються нелінійні викривлення вихідного сигналу.

3. +Заміряти вхідний та вихідний опір ОП та коефіцієнт підсилення  $k_{чоп}$  на частоті  $f=1$  кГц при  $U_{вх} < U_{вхмах}$ .

4. Зняти та побудувати АЧХ при  $U_{вх} < U_{вхмах}$ . Визначити частоту зрізу  $f_3$ .

5. При допомозі перемичок зібрати схему інвертуючого повторювача напруги, у якого  $R_1=20$  кОм,  $R_2=20$  кОм,  $R_3=1$  кОм,  $R_4=2$  кОм, зняти та побудувати його амплітудну характеристику на  $f=1$  кГц, зняти та побудувати АЧХ. Визначити частоту зрізу  $f_3$ .

6. Зібрати схему інвертуючого суматора /рис.27,б/ для додавання двох вхідних сигналів  $U_{вх1}$ , та  $U_{вх2}$ . Значення опорів, на які подаються вхідні напруги, та резистора в ланцюгу зворотнього зв'язку взяти однакові рівними 20 кОм. Резистор, необхідний для компенсації впливу струмів зміщення, повинен мати номінал біля 6,66 кОм. Впевнитись в тому, що  $U_{ввх} = -(U_{вх1} + U_{вх2})$ . В якості напруги  $U_{вх1}$ , використовувати трикутну напругу від вмонтованого функціонального генератора, у якості  $U_{вх2}$ -напруга від звукового генератора, для наглядності необхідно виконати умову, що  $T_1 \gg T_2$ .

7. Привести осцилограми на входах та виходах суматора.

### Дослідження неінвертованого ОП

1. Зібрати схему підсилювача, приведену на рис.28,а, де  $R_1=20$  кОм,  $R_2=1$  кОм,  $R > 2$  кОм.

2. Провести операції, ідентичні пунктам 2-4, виконувати при дослідженні інвертованого ОП.

3. Зібрати схему неінвертованого повторювача напруги при  $R_n > 2$  кОм /рис.28,б/ та впевнитись у правильності її функціонування.

### Дослідження диференційного ОП

Зібрати схему підсилювача /рис.29/, де  $R_n > 2$  кОм,  $R_3=R_4=20$  кОм,  $R_1=R_2=1$  кОм. Впевнитись в тому, що схема віднімає вихідні напруги. В якості напруги  $U_{вх}$  можливо використовувати вихідні прямокутні імпульси від функціонального вмонтованого генератора з параметрами  $U_{вх1max}=1,8$  В,  $T_1=12,4$  мс, а в якості  $U_{вх2}$  використовувати імпульси від генератора прямокутних імпульсів з параметрами  $U_{вх2max}=0,6$  В,  $t_{U2} \approx 700$  мс,  $f_{ПОВТ}=200$  Гц.

### Контрольні запитання

1. Дайте характеристику призначення, параметрів, характеристик та особливості використання ОП.

2. Приведіть схеми інвертованого, неінвертованого та диференціального включення ІМС ОП визначте їх основні параметри та дайте порівнювальну характеристику.

3. Дайте характеристику неінвертуючого та інвертуючого повторювача напруги та приведіть їх схему реалізацію.

4. Намалюйте суматор напруг та дайте характеристику його особливостям.

5. Намалюйте амплітудно-частотну характеристику ІМС ОП та операційного підсилювача, виконанного на ІМС ОП, який містить в собі елементи зворотнього зв'язку. Порівняйте ці характеристики та зробіть висновки.

6. Як здійснюється та для чого необхідна корекція частотних характеристик ІМС ОП?

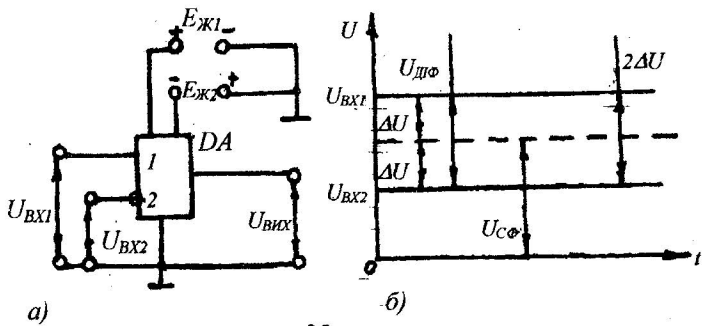


рис.25

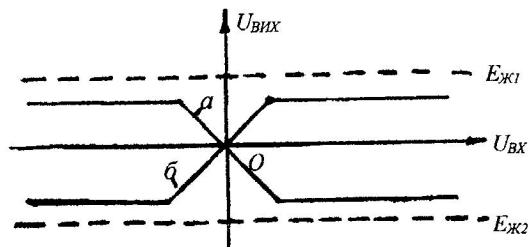


рис.26

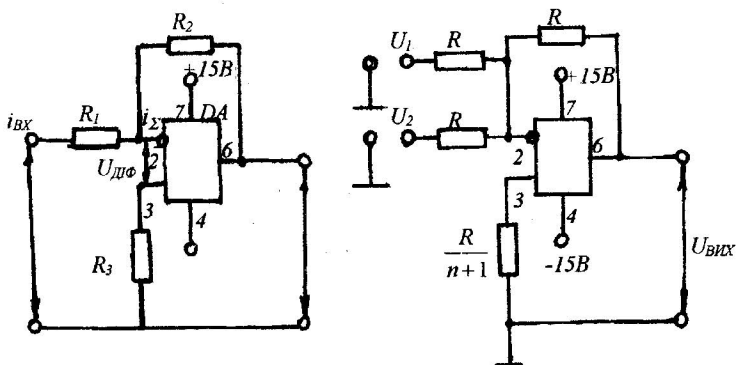


рис.27

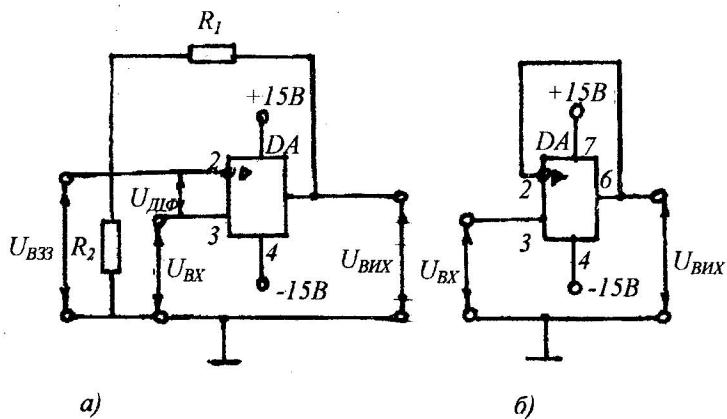


рис.28

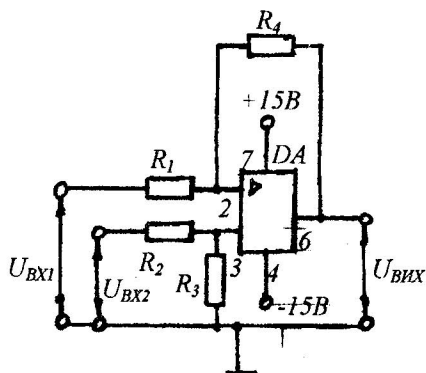


рис.29

## РОЗДІЛ 2. КЛЮЧОВІ ТА ГЕНЕРАТОРНІ ПРИСТРОЇ

### 2.1 ДОСЛІДЖЕННЯ КЛЮЧА НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Мета роботи: вивчення принципу роботи, статичних та динамічних характеристик, способів підвищення швидкодії, методів розрахунку, конструювання та експериментального дослідження ключів на біполярному транзисторі.

#### Короткі теоретичні відомості

Електронним ключем /ЕК/ називають електронну схему, побудовану на елементах, які можуть переходити із стану низької провідності /високого опору/ в стан високої провідності /низького опору/. Як правило, мається на увазі, що перехід від одного стану в інший відбувається відносно швидко. Стан з високим опором відповідає розімкненому, а стан з низьким опором - замкненому положенню ключа. Використовуються ЕК для з'єднання чи роз'єднання електричних кіл або для відтворення цифрового /логічного/ сигналу.

Як відомо, біполярний транзистор може бути введений в один із трьох режимів: відсічки, активний та насичення. Перший із них характеризується зворотним зміщенням обох переходів, через які протікають незначні струми  $I_{к0}$  та  $I_{е0}$ . Цей стан транзистора відповідає розімкненому стану ключа. Активний режим характеризується прямим зміщенням емітерного і зворотним зміщенням колекторного переходу. При цьому має місце співвідношення

$$I_k = \beta I_b \quad (1)$$

власне, в цьому режимі транзистор працює як підсилювач сигналів, оскільки  $\beta \gg 1$ . При збільшенні  $I_b$  та  $I_k$  зменшується напруга на колекторі за рахунок падіння напруги на опорах, включених в колекторному колі. Зрештою напруга на колекторі стає меншою напруги на базі  $U_{кe} < U_{бе}$  транзистора, тобто напрямом зміщення колекторного переходу змінюється від зворотного до прямого. Транзистор уже не може суттєво змінювати струм колектора, котрий обмежений колекторними опорами. Навіть при подальшому збільшенні струму  $I_b$  струм  $I_k$  не зростає. Порушується співвідношення (1):



$$I_k < \beta I_b.$$

Цей режим дістав назву режиму насичення. Розглянемо схему ключа/рис. 30/ на транзисторі, включеному по схемі зі спільним емітером /СЕ/. Таке включення транзистора найбільш поширене. Зміну напруг на електродах транзистора і струмів в них можна проілюструвати зображенням на рис. 31, де на колекторних характеристиках побудована динамічна характеристика, яка описується рівнянням:

$$I_k = E_k/R_k - U_k/R_k. \quad (2)$$

Робоча точка транзистора знаходиться на перетині динамічної характеристики і колекторної вольтамперної характеристики

$$I_k = f(U_{ке}, I_b),$$

побудованої при відповідному струмові.

Точка В на рис. 31 при  $U_{бe} = 0$  відповідає режиму відсічки. При цьому струм колектора дорівнює зворотному струму колектора  $I_{ко}$ . Найбільше значення цього струму при максимально допустимій напрузі на колекторному переході при нормальній температурі є паспортним параметром транзистора.

Напруга на колекторі

$$U_{кe} = E_k - I_{ко}R_k = E_k.$$

Точка А відповідає режиму насичення, який настає при  $I_b \geq I_{бн}$ , оскільки всі ВАХ при таких струмах проходять через цю точку. В цьому режимі струм колектора  $I_k = I'_{кн}$  максимальний при даному опорі  $R_k$  і напрузі живлення  $E_k$ . Напруга на колекторі  $U_{ке} = U_{кн}$  мінімальна, має назву напруги насичення і лежить в межах 0.1-1 В.

Слід зазначити, що  $U_{кн}$  залежить від  $I_{кн}$ . Ця залежність визначається крутістю характеристики насичення, яка залежить від транзистора.

Відношення  $U_{кн} / I_{кн}$ , яке інтерпретується як опір насиченого транзистора лежить в межах 0.1-30 Ом. Цей опір менший для потужних транзисторів і збільшується для транзисторів з більшою допустимою напругою на колекторі. Це пояснюється тим, що опір насиченого транзистора визначається об'ємними опорами всіх частин транзистора.

Відрізок АВ динамічної характеристики відповідає активному режимові транзистора.

Для транзисторного ключа основними є режими відсічки та насичення, активний режим є перехідним і тривалість цього режиму звичайно буває невелика.

Відзначаємо ще кілька особливостей ключового режиму. Потужності, що розсіюються на колекторі транзистора в режимі відсічки

$$P_{\text{ко}} = I_{\text{ко}} E_{\text{к}},$$

і в режимі насичення

$$P_{\text{кн}} = I_{\text{кн}} U_{\text{кн}},$$

незначні у порівнянні з потужністю, що виділяється на колекторному опорі навантаження при включеному транзисторі

$$P_{\text{н}} = I_{\text{кн}} E_{\text{к}}.$$

Це впливає з того, що

$$I_{\text{ко}} \ll I_{\text{кн}} \text{ і } U_{\text{кн}} \ll E_{\text{к}}.$$

Це обумовлює високий коефіцієнт корисної дії пристроїв, які працюють в імпульсному /ключовому/ режимі, оскільки

$$P_{\text{ко}} \ll P_{\text{н}} \text{ і } P_{\text{ко}} \ll P_{\text{н}},$$

Перепад напруги на колекторі транзистора /амплітуда імпульса/

$$U = E_{\text{к}} - U_{\text{кн}} = E_{\text{к}},$$

не залежить від транзистора і, отже, від розкиду його параметрів, що обумовлює стабільність роботи імпульсних схем. Недоліком ключового режиму є те, що він не дозволяє плавно регулювати потужність  $P_{\text{н}}$  і амплітуду у імпульса на виході ключа.

Розглянемо основні співвідношення статички для ключового режиму

$$I_{\text{б}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{бс}}) / R_{\text{б}} = U_{\text{вх}} / R_{\text{б}};$$

$$\begin{aligned}
 I_{\text{бн}} &= I_{\text{кн}} / \beta ; \\
 I_{\text{б}} &= S I_{\text{кн}} / \beta ; \\
 I_{\text{кн}} &= (E_{\text{к}} - U_{\text{кн}}) / R_{\text{к}} = E_{\text{к}} / R_{\text{к}} ; \\
 U_{\text{ко}} &= E_{\text{к}} - I_{\text{ко}} R_{\text{к}} = E_{\text{к}} ,
 \end{aligned}$$

де  $S$  - ступінь насичення, приймається  $S = 1.5-2$ ;

$U_{\text{ко}}$  - напруга на транзисторі в режимі відсічки.

Відтак розглянемо динамічні процеси в транзисторному ключі при його відкриванні і закриванні.

При цьому транзистор із режиму відсічки /точка в на рис.31/ переходить в активний режим, а потім - в режим насичення. Струм колектора створюється неосновними носіями колектора і бази, яких в них відносно мало. Це й зумовлює незначний струм  $I_{\text{ко}}$  в режимі відсічки. Коли на вхід ключа подається імпульс управління  $U_{\text{вх}}$ , то відкривається емітерний перехід і починається ін'єкція основних носіїв емітера в базу, де вони вже будуть неосновними. Зустрічний потік основних носіїв бази незначний, оскільки область бази виконується так, щоб концентрація носіїв у ній була на кілька порядків меншою. Ін'єктовані носії за рахунок дифузії поширюються в область бази, заповнюють її і досягають області колекторного переходу, яка має зворотне зміщення. Відтак вони захоплюються полем колектора і тоді лише з'являється струм колектора. Ці явища називаються прольотними і обумовлюють затримку струму колектора відносно струму упраління в базі. Ця затримка у залежності від ширини бази і деяких інших факторів складає одиниці наносекунд.

В подальшому кількість носіїв в базі зростає в міру їх накопичення, тому струм колектора встановлюється не зразу, а в міру заповнення бази носіями. Установлений заряд бази  $Q$  пропорційний струмові емітера і дифузійній смності емітерного переходу. Заряд, при якому колекторний струм досягає значення  $I_{\text{кн}}$  називають граничним  $Q_{\text{гр}}$ . Таким чином колекторний струм буде зростати поки  $Q \leq Q_{\text{гр}}$ . Граничному заряду  $Q_{\text{гр}}$  відповідає струм  $I_{\text{бн}}$ . Якщо на базу поданий струм  $I_{\text{б}} > I_{\text{бн}}$ , то заряд в базі буде продовжувати накопичуватись і після досягнення струмом колектора значення  $I_{\text{кн}}$ , тобто  $Q > Q_{\text{гр}}$ . Заряд

$$Q_{\text{н}} = Q - Q_{\text{гр}} ,$$

називається надлишковим. Цей заряд відповідає різниці струмів

$$\Delta I = I_G - I_{бн}.$$

Отже, якщо струм бази  $I_G > I_{бн}$ , то транзистор знаходиться в режимі насичення /точка А на рис. 31/ і не управляється, тобто не реагує на змінування струму бази.

Швидкість зростання струму колектора залежить від властивостей транзистора і величини струму бази  $I_G$ . Звичайно характеристику накопичення заряду описують експонентою:

$$Q(t) = Q_y (1 - e^{-(t-t_1)/\tau}),$$

де  $Q_y$  - заряд, що накопичується в базі транзистора при  $t \rightarrow \infty$  ;

$\tau$  - часова постійна транзистора, пов'язана з параметром;

$f_\beta$  - гранична частота транзистора по коефіцієнту  $\beta$ ;

$t_1$  - момент увімкнення струму;

$$\tau = a/f_\beta,$$

де  $a$  - коефіцієнт, який іноді приймають рівним 1.

Таким чином, швидкість наростання колекторного імпульса тим більша, чим більший струм управління  $I_G$  і чим більша гранична частота транзистора.

В момент вимкнення струму  $I_G = 0$ . Але транзистор залишається насиченим, і колекторний струм не зменшується доти, доки заряд в базі  $Q \geq Q_{гр}$  або  $Q_{н} \geq 0$ . Процес зменшення заряду, який називають розсмоктуванням надлишкового заряду, відбувається за рахунок:

- рекомбінації неосновних носіїв в базі;

- створення забезпечення струму  $I_{кн}$  ;

- забезпечення зворотного струму емітерного переходу за умови його зворотного зміщення після закінчення імпульсу управління.

Перші два процеси некеровані і визначаються струмом і властивими матеріалу бази транзистора. Третій фактор залежить від величини зворотного зміщення і, відповідно, струму бази, який забезпечується схемою управління. На цьому ґрунтуються методи прискорення закриття насиченого транзистора.

Час, за який проходить зменшення заряду від  $Q_y$  до  $Q_{гр}$ , називають часом розсмоктування  $t_p$ . Він визначає затримку вимкнення насиченого ключа. Наявність  $t_p > 0$  вважають вадою насиченого режиму. Формування фронту напруги  $U_k$  і фронту струму колектора і не збігаються, оскільки навіть після повного припинення через  $R_k$  протікає струм зарядження ємності  $C_0$  колектора відносно емітера /землі/. Ця ємність складається із вихідної ємності колектора  $C_{не}$ , ємності навантаження  $C_{н}$ , яке звичайно підключене до колектора, та ємності монтажу  $C_{м}$ .

Ємність  $C_{ке}$  пов'язана зі швидкістю транзистора і тим менша, чим більша швидкодія транзистора /параметр  $f_{\beta}$ /. Ємність монтажу, залежна від його виду, складає 1-10 пФ. Цей фронт приблизно можна описати рівнянням:

$$U_k = E_k \left( 1 - e^{-\frac{t-t_2}{R_k \cdot C_0}} \right)$$

де  $t_2$  - момент вимкнення імпульсу управління.

Таким чином, для прискорення процесу включення необхідно збільшувати струм управління, однак це призводить до збільшення затримки вимкнення ключа. Розв'язують це протиріччя двома способами:

- запобіганням або зменшенням ступеня насичення;
- спеціальним формуванням вхідного імпульса.

Ці два способи реалізовані в схемах, зображених на рис. 33. В схемі на рис. 33а насичення обмежується за допомогою діода, який шунтує колекторний перехід і не дає встановитись прямому зміщенню переходу.

При цьому, коли напруга на колекторі досить велика, діод закритий і не впливає на роботу ключа /якщо не враховувати невеликої ємності діода/. Зате, коли напруга на колекторі наблизиться до  $U_{кн}$  діод відкривається і подальший приріст напруги бази і струму бази припиняється, а весь приріст струму управління спрямовується через діод в колекторне коло. Таким чином обмежується насичення. Для цього необхідно, щоб діод відкривався при меншій напрузі  $U_{пр}$ , ніж р-п-р перехід транзистора. Використовують германієві діоди  $U_{пр} = 0.1-0.3$  В/, або діоди /переходи Шотки  $U_{пр} = 0.3 - 0.5$  В/ для шунтування кремнієвих переходів, для яких  $U_{пр} = 0.6 - 0.7$  В. Можна використати і

кремнієвий діод, збільшивши напруги на базі за рахунок додаткового резистора  $R_d$ , який включають в базове коло транзистора.

В інтегральних схемах перехід Шотки конструктивно сумішують з транзистором. Останній в такому разі має назву транзистора Шотки, який позначається спеціальним позначенням /рис. 33а/.

На рис. 33,б зображено схему, в якій імпульс струму управління формується за допомогою конденсатора  $C$ . При формуванні фронту імпульса управління струм  $I_6$  збільшується за рахунок струму зарядження ємності. Надалі встановлюється струм

$$I_6 = U_{вх} / R_6,$$

який забезпечує необхідний рівень насичення. При вимкненні вхідного імпульса, конденсатор розряджається, і струм розрядження, який має зворотний щодо струму управління напрямок, прискорює розсмоктування надлишкового заряду в базі. Таким чином прискорюється /формується/ як увімкнення, так і вимкнення ключа.

Ємність  $C$  вибирається так, щоб її заряд дещо перевищував надлишковий заряд в базі. З другого боку, надто велика ємність буде порушувати роботу ключа на коротких імпульсах, якщо від однієї до другої зміни вхідної напруги заряд чи розряд  $C$  не завершиться. Для розрахунку використовують емпіричні формули, які є в літературі.

Більш детально описані вище процеси викладені в [1 стор, 175 - 195].

### Методичні вказівки і рекомендації

Дослідження ключа за схемою зображеного на рис. 34. Імпульси управління подаються з генератора імпульсів в якому регульованими є частота, тривалість та амплітуда імпульса. Тривалість імпульса слід вибирати в межах від 0.5 до 10 мкс, так щоб імпульс і його фронти можна було спостерігати на екрані осцилографа. Бажано використовувати зовнішню синхронізацію осцилографа від спеціального виходу 'синхронізація' генератора. Оскільки в дослідах один осцилограф використовується для спостереження вхідних і вихідних імпульсів, то слід за допомогою ручок '<->' та '|' зафіксувати положення вхідного імпульсу відносно розмітки на екрані, з тим, щоб бачити положення фронтів вихідного імпульса відносно вхідного.

Частоту вхідних імпульсів потрібно вибирати якомога більшою/це збільшує яскравість зображення/, але так, щоб частота

$$f \leq \frac{1}{(\beta - 5) \cdot t_i},$$

де  $t_i$  - тривалість імпульса.

Параметр  $\beta$  можна визначити, плавно збільшуючи амплітуду вхідного імпульса  $U_{вх}$  доти, поки амплітуда вихідного імпульса зростатиме. Відтак визначити  $\beta$  за формулою

$$\beta = I_{KH} / I_{BH} = \frac{E_k / R_k}{U_{вх1} / R_6},$$

де  $U_{вх1}$  - амплітуда імпульса, за якої починається насичення транзистора /припиняється зростання амплітуди вихідного імпульса/.

Амплітуду вхідного імпульса доцільно визначити за допомогою осцилографа, переключивши його вхід на вхід ключа. Заданий ступінь насичення  $S$  встановлюють, збільшуючи  $U_{вх} > U_{вх1}$ .

Тоді

$$S = U_{вх} / U_{вх1}.$$

Тривалість фронтів - це інтервал між моментами, коли фронт перетинає рівні 0,1 і 0,9 від детального значення /рис. 34а/. Якщо процес описується експонентою з постійного часу  $\tau$ , то інтервал часу між точкою дотику і точкою перетину до чинної і усталеного рівня експоненти дорівнює /рис. 34б/.

Тривалість розсмоктування  $t_p$  визначається, як затримка початку фронту імпульса відносно фронту імпульса управління /див. рис. 32/. Тривалість зрізу /заднього фронту/ визначається в такий же спосіб як і тривалість переднього фронту.

### Програма виконання лабораторної роботи

Для виконання роботи необхідно вивчити фізичні процеси, які мають місце в насиченому транзисторному ключі, при його увімкненні та вимкненні, засвоїти і розуміти основні співвідношення між параметрами елементів схеми.

Коротко це викладено в коротких теоретичних відомостях, викладених вище, а більш детально у відповідній літературі 1, 2, 3. При виконанні роботи корисними будуть рекомендації і методичні вказівки, подані вище у відповідному розділі.

1. Скласти схему за рис. 35 і визначити параметр  $\beta$  транзистора. Замалювати осцилограми вхідного та вихідного сигналів.

2. Встановити послідовно ступінь насичення  $S = 1,5; 2; 3$  та визначити тривалість фронту  $t_{cp1}$ , тривалість розсмоктування  $t_p$  та тривалість зрізу  $t_{ф1}$  вхідного імпульсу для заданих значень. Пояснити результати спостереження.

3. Підключити в базове коло транзистора форсуючий конденсатор /рис. 36,б/ і визначити параметри вихідного імпульса за  $S = 2$ . Пояснити результати.

4. Підключити в базове коло транзистора форсуючий конденсатор  $C$  /рис. 36,в/ і визначити параметри вихідного імпульсу за  $S = 2$ . Порівняти результати з даними попереднього дослідження. Пояснити результати спостереження.

5. Скласти схему з діодом, що обмежує насичення /рис. 36,б/. Амплітуду імпульса встановити такою, як і в попередньому дослідженні. Визначити параметри імпульса та пояснити результати.

6. Підключити ємність навантаження /як показано на рис. 7,в/ та виміряти параметри імпульса. Пояснити результат.

7. Оформити звіт про виконану роботу і захистити його. Звіт повинен вмщати мету роботи, заголовки дослідів, схеми і результати дослідів, висновки і пояснення спостережень.

### Контрольні запитання

1. Пояснити процеси в транзисторному ключі в режимах статичності.
2. Пояснити перебіг процесів при ввімкненні та вимкненні ключа.
3. Як впливає амплітуда імпульса управління на параметри вихідного імпульса ключа?
4. Як визначаються тривалості фронтів імпульса?
5. Що таке час розсмоктування, які фізичні процеси його зумовлюють?
6. Пояснити дію форсуючої ємності  $C$ .
7. Пояснити дію діода, що обмежує насичення ключа.
8. Пояснити властивості діода і транзистора Шотки з точки зору прис-корення дії ключа.



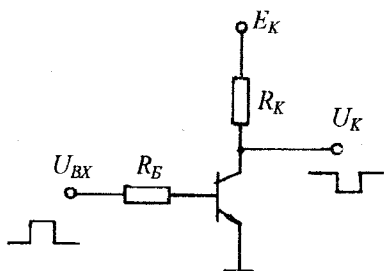


Рис.30

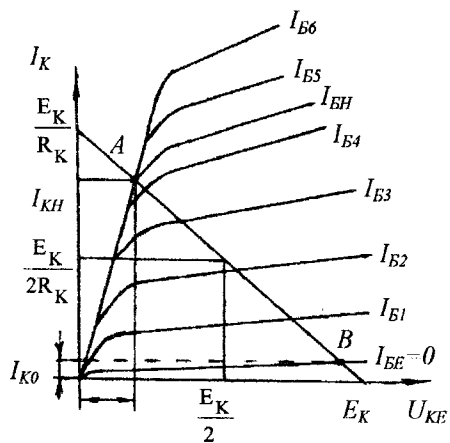


Рис.31

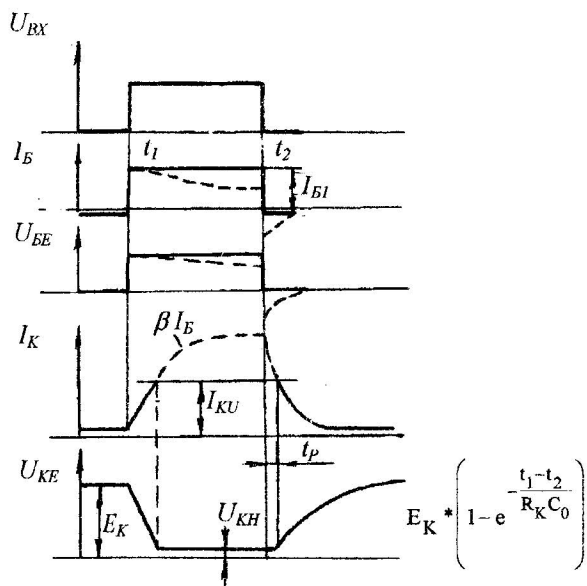
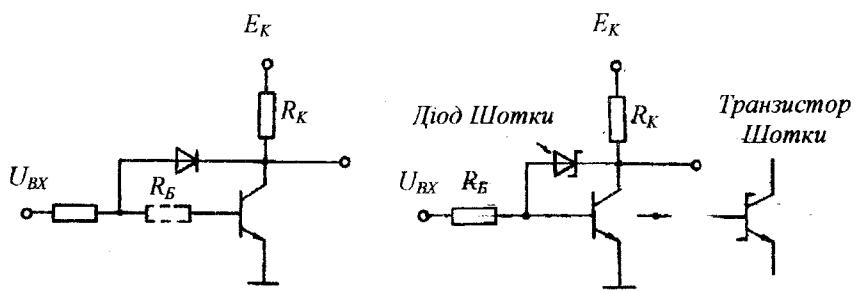
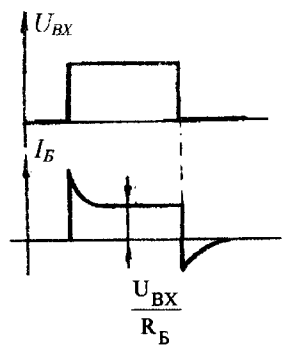
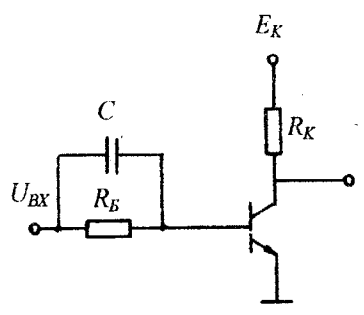


Рис.32



a)



б)

Рис.33

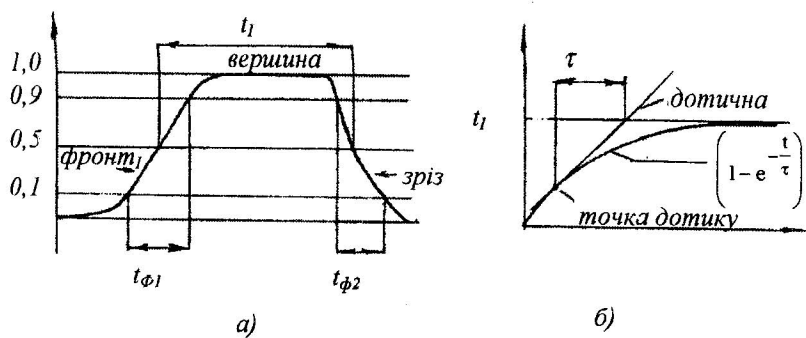


рис.34

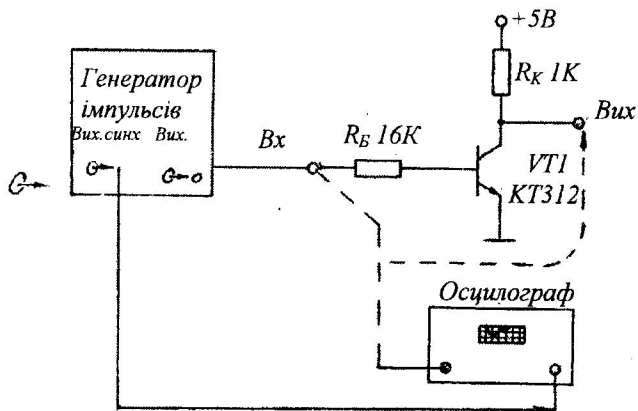
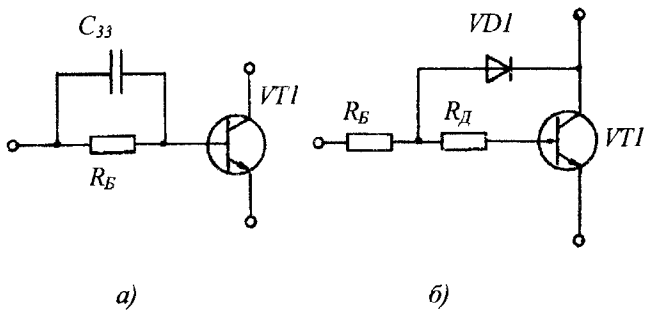
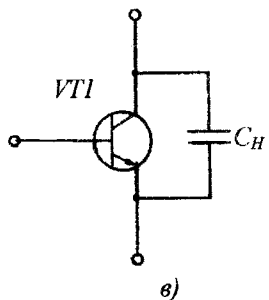


Рис.35



a)

б)



в)

рис. 36

## 2.2 ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОКОЛИВАЛЬНИХ ТА ЖДУЧИХ МУЛЬТИВІБРАТОРІВ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Мета роботи - вивчення принципів дії, методів розрахунку і особливостей настроювання автоколивальних та ждучих мультівібраторів, реалізація їх на дискретних елементах, навиків конструювання та дослідження в реальних умовах.

### Теоретичні відомості

а) Ждучі мультівібратори, або одновібратори - це пристрої, здатні почергово знаходитися в двох станах: довготривалому стійкому стані і короткочасному (квазистійкому) стані. Для переведення з стійкого стану в квазистійкий на вхід схеми треба подати зовнішній запускаючий імпульс, після якого вона формує одне переключення, а потім постійно повертається в початковий стан.

Якщо використовувати тільки момент закінчення квазистійкого стану, який може мати регульовану довжину, довжина вихідного імпульсу, тобто визначить затримку вихідного сигналу по відношенню до фронту вхідного імпульсу і одновібратор працює як схема регульованої затримки сигналу.

Одновібратори широко використовуються в пристроях автоматики та систем управління різноманітних модифікацій. Вони можуть бути реалізовані на дискретних елементах, логічних мікросхемах або операційних підсилювачах. Схеми на дискретних елементах використовуються в нестандартній апаратурі систем автоматичного регулювання і контролю процесів виробництва, в перетворювальній техніці, ядерній фізиці, де необхідні підвищені значення напруги і струму. В якості активних елементів в таких системах частіше всього використовуються біполярні транзистори, але також можуть використовуватись і польові та одноперехідні транзистори, діодні та тріодні тиристри.

Схеми на логічних елементах найбільш широко використовуються в різного роду цифровій апаратурі в силу своєї простоти, універсальності живлення (як правило, одне джерело +5В використовується для живлення всього пристрою) та зручності роботи з іншими інтегральними елементами. В деяких серіях логічних елементів одновібратори містяться у вигляді спеціальної мікросхеми, наприклад, K1533АГ1.

Схеми на операційних підсилювачах в основному використовуються в аналого-цифрових пристроях. Вони більш стабільні в роботі, але складніші по схемі, вимагають двох різнополярних джерел живлення, та мають на виході двополярний сигнал.

## Одновібратори на біполярних транзисторах

Найбільш відомі дві основні схеми одновібраторів цього типу: з колекторно-базовими зв'язками та з емітерним зв'язком (рис.38, а, в).

В схемі рис.1, а транзистор VT1 в початковому стані закритий позитивною напругою  $+E_{зм}$ , а транзистор VT2 відкритий і насичуваний струмом бази з резистора R. При дії короткого вхідного позитивного імпульсу в колектор транзистора VT1 (рис.37, а) або від'ємного в базу транзистора VT1 в схемі відбувається регенеративний процес в результаті якого транзистор VT2 закривається, а транзистор VT1 відкривається. Такий стан схеми квазистійкий і визначається часом перезаряду конденсатора C через відкритий VT1 за сталу часу  $t=RC$ .

При цьому позитивна напруга на базі транзистора VT2 зменшується по експоненті з тією ж сталою часу, намагаючись досягти значення  $(-E_K - I_{к0}R)$ . В момент часу  $t_2$  напруга  $U_{62}$  досягає нульового значення, транзистор VT2 відкривається, знову виникає регенеративний процес, в результаті якого після заряджання конденсатора C зі сталою часу  $t_6=R_{к1}C$  схема повертається в початковий стан.

Часові діаграми, які ілюструють роботу розглянутої схеми приведені на рис.37,б. при розрахунку одновібратора з колекторно-базовими зв'язками задаються:

- амплітуда вихідного імпульсу  $U_{мах}$ ;
- тривалість імпульсу  $t_u$ ;
- тривалість позитивного фронту  $t_f$
- період слідування ;
- опір  $R_H$  навантаження ;
- ємність  $C_H$  навантаження.

Обчислювання параметрів елементів схеми проводять у такій послідовності:

- 1) напругу джерела живлення  $E_K$ , визначають по заданій амплітуді вихідних імпульсів  $U_{мах}$  з умови  $E_K=(1,1...1,4)U_{мах}$  ;
- 2) транзистор вибирають по колекторній напрузі, струму колектора та швидкодії:
  - а) для забезпечення надійної роботи допустимі колекторна напруга і струм  $U_{кб} \geq 1.5E_K$ ,  $I_{к доп} \geq 2I_{кн}$ ;

б) для одержання заданної тривалості позитивного фронту імпульса

$$f_a \geq 0.5/t_{\phi}^+; \quad f_a \geq 8/t_{u.min} ,$$

причому транзистор вибирається по більшому значенню  $f_a$ .

3) опір резисторів  $R_{k1}=R_{k2}=R_k$  обчислюють з співвідношення:

$$R_k \geq E_k/I_{кн} ,$$

при цьому перевіряють умову температурної нестабільності амплітуди вихідного імпульсу  $R_k \leq 0.05 U_{max}/I_{ко max}$  та умову виключення впливу навантаження на роботу схеми  $R_k \leq (0.1 \dots 0.2) R_H$ , де

$$I_{ко max} = I_{ко}^{20} 2*(T_{max}-20)/10 ,$$

$I_{ко}^{20}$  - тепловий струм колекторного переходу при 1-20 С.  
Амплітуда вихідної напруги

$$U_{max} = (E_k - I_{ко max} * R_k) \frac{R_H}{R_H + R_k} - U_{кн} ,$$

де  $U_{кн}$  - напруга на насиченому транзисторі складає приблизно 0.3...0.4 В, для германієвих транзисторів в 1.5...2 рази більше, ніж для кремнієвих транзисторів.

Якщо  $U_{max}$  менша заданої, потрібно збільшити  $E_k$ .

4) опір резистора  $R$  вибирається з вимоги:

$$R \leq \frac{\beta_{min}}{\gamma} R_k ,$$

де  $\gamma=1.5 \dots 2.0$  - ступінь насичення транзистора.

Для масових транзисторів рекомендується співвідношення

$$R \sim 10R_k .$$



5) ємність часозадаючого конденсатора  $C$  визначається з співвідношення:

$$C = \frac{t_u}{R \cdot \ln \frac{2+v}{1+v}} \approx \frac{t_u}{R - \ln 2};$$

де

$$v = \frac{I_k \cdot R}{E_k}$$

6) напруга джерела  $E_{3M} = 0.15 \dots 0.25 / E_k$ .

7) опір резисторів  $R_2$  і  $R_1$  визначають з умови:

$$R_2 \leq \frac{E_{3M}}{I_{k \max}} \quad R_1 \leq R_k \left[ \frac{\beta_{\min}}{I + \frac{E_{3M} \cdot \beta_{\min} \cdot R_k}{E_k \cdot R_2}} - 1 \right]$$

8) ємність прискорюючого конденсатора

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot n} \cdot f_a \cdot R_k$$

9) час відновлення схеми  $t_b = 3R_k \cdot C$ , при цьому необхідно брати до уваги, що відновлення має закінчитися до приходу наступного вхідного імпульсу, тобто  $T - t_u > t_b$ .

10) тривалість негативного фронту імпульса колекторної напруги транзистора VT2 дорівнює :

$$t_{\phi 2}^{-} \approx 3 \cdot C \cdot \frac{R_{k2} R_1}{R_{k2} + R_1}.$$

11) тривалість позитивних фронтів імпульсів обох транзисторів:

$$t_{\phi}^{+} \approx \frac{0.5}{f_a}.$$

12) діод VD вибирають з малою прямою напругою  $R_{пр}$  і  $U_{обр} > E_k$

13) амплітуда вхідного запускаючого імпульса

$$U_{bv3} = \frac{I_{кн} (R_{вн} + R_{пр} + R_{ex}) \cdot \gamma}{0.2 \cdot \beta},$$

де  $R_{вн}$ -внутрішній опір джерела сигналу і вхідний опір схеми.

14) ємність  $C_p$  визначається з вимоги

$$C_p = \frac{\gamma \cdot I_{сн} \cdot \tau_a}{0.63 \cdot U_{bv3}}.$$

Недоліком схеми одновібратора з колекторно-базовими зв'язками є вплив опору навантаження на процеси переключення схеми і велика тривалість фронту колекторної напруги  $U_{к2}$  при закриванні транзистора VT2, яка визначається зарядом конденсатора  $C_1$ . Ці недоліки відсутні в схемі ждучого мультівібратора з емітерним зв'язком.

В початковому стані схеми /рис.37,в/ при  $U_{вх}=0$ , транзистор VT1 закритий, а транзистор VT2 відкритий, та насичений. З приходом негатиного запускаючого імпульсу в базу транзистора VT1 останній відкривається, підключаючи заряджаючий конденсатор часозадаючого ланцюга C до входу транзистора VT2, і закривається на час перезаряджання цього конденсатора до напруги близької до нуля.

Після цього схема повертається в початковий стан.

Робота схеми в сталому та квазістійкому стані забезпечується різними значеннями напруги емітера  $U_e$ , яка визначається емітерним струмом транзистора VT1 або VT2. Емітерний струм VT1 менший за струм емітера VT2 внаслідок різних опорів  $R_{k1}$  і  $R_{k2}$ .

Часові діаграми роботи схеми приведені на рис.37,г.

Задані параметри одновібратора з емітерним зв'язком аналогічні схемі з колекторно-базовими зв'язками, а методика розрахунку дещо відрізняється.

1. Вибір джерела живлення  $E_k$ , типу транзистора,  $R_{k2}$  та  $R_e$  визначають з п.14 методики розрахунку одновібратора з колекторно-базовими зв'язками.

2. Опір резистора  $R_{k1}$  вибирають з вимоги надійного відкриття та закривання транзистора VT1 рівнями напруги  $U_{e1}$  та  $U_{e2}$ , різниця між якими вибирається не менше 1.5...2В.

Для створення такого перепаду емітерний струм транзистора VT2 має бути у кілька разів більшим за емітерний струм транзистора VT1, тому  $R_{k1}$  вибирають з співвідношення:  $R_{k1} = (2...3)R_{k2}$ ,

$$R_e = \frac{U_{e\max} \cdot R_{k1} \cdot R_{k2}}{E_k (R_{k1} + R_{k2})},$$

3. Ємність часозадаючого конденсатора

$$C = \frac{U_{e\max} \cdot t_u}{R \cdot \ln\left(1 + \frac{K_2}{K_1 + \nu'}\right)},$$

$$\text{де } \nu' = \frac{I_{k0} \cdot R}{E_k}; K_1 = \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R_e}; K_2 = \frac{R_{k2}}{R_{k2} + R_e}.$$

4. Опір резисторів подільника  $R_1$  і  $R_2$  визначають з вимоги закривання транзистора VT1 в стійкому стані та вимоги насичення транзистора VT1 у квазістійкому стані:

$$R_1 \geq \frac{\beta_{\min} \cdot (R_{k1} - R_{k2})}{1 + (R_{k2} - R_e) \cdot \frac{\beta_{\min} \cdot I_{k0 \max}}{E_k}};$$

$$R_2 \geq \frac{\beta_{\min} \cdot R_1 \cdot R_e}{\beta_{\min} \cdot R_{k1} - R_1}.$$

5. Час відновлення схеми  $t_b \sim 3C(R_{k1} + R_e)$ .

При цьому повинна виконуватись вимога:

$$t_b < T - T_u$$

6. Тривалість фронтів імпульса колекторного навантаження транзистора VT2:

$$t_{\phi e}^- \approx t_{\phi e}^+ \approx R_{k2}(C_n + C_k),$$

де  $C_n$  і  $C_k$  - ємність навантаження та колекторного переходу відповідно.

7. Амплітуда вихідних імпульсів

$$U_{\text{вих}} = \frac{(E_k - I_{k0 \max} \cdot R_{k2}) \cdot R_n}{R_n + R_{k2}} - \frac{E_k \cdot R_e}{R_{k2} + R_e} - U_{\text{кц}}.$$

Параметри елементів схеми запуску аналогічні схемі одновібратора з колекторно-базовими зв'язками.

Регулювання тривалості вихідних імпульсів в схемах одновібраторів (рис.37,а,в) можна досягти як зміною параметрів  $R$  і  $C$  часозадаючого ланцюга, так і підключенням резистора  $R$  до регульованого джерела напруги. В останньому випадку регулюється напруга до якої намагається перезаряджатися конденсатор  $C$ , в квазістійкому стані, а значить змінюється і момент досягнення напругою на конденсаторі нульового значення.

б) Автоколивальні мультівібратори.

Автоколивальні генератори прямокутних імпульсів (мультівібратор)- це пристрої, здатні почергово знаходитись в двох тимчасово стійких (квазістійких) станах, в кожен з яких вони переходять автоматично за рахунок перехідних процесів, що відбуваються в схемі. Як

і одновібратори, мультівібратори МВ можна реалізувати на дискретних елементах, логічних, інтегральних схемах, та операційних підсилювачах.

Схеми на логічних елементах широко використовуються в цифровій апаратурі широкого призначення в складі стандартних комплексів інтегральних елементів.

МВ на ОП в більшості своїй знаходять призначення в вимірjuвальній апаратурі, спеціальних пристроях.

### Мультівібратори на біполярних транзисторах

Типова схема симетричного автоколивального мультівібратора цього виду приведена на рис.38,а, як і в схемі ОВ з колекторно-базовими зв'язками, тривалість квазістійкого стану визначається часом перезаряду конденсатора, підключеного через відкритий транзистор до входу закритого, від напруги  $\approx E_K$  до нульової напруги. Цей момент визначає лавинopodobний перехід МВ у новий квазістійкий стан, коли відкритий та закритий транзистори міняють свої стани на протилежні і вступає в дію другий часозадаючий ланцюг, який визначає тривалість другого квазістійкого стану. За цей час конденсатор першого часозадаючого ланцюга відновлює свій заряд. Порядок роботи схеми ілюструється часовими діаграмами (рис.38б), де для спрощення вважається, що перехід схеми з одного стійкого стану в другий відбувається миттєво. Як видно з цих діаграм, передній фронт вихідних імпульсів <завалений> і визначається часом відновлення напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  ( $\tau = R_K C$ ). Для виключення цього в схему можна ввімкнути ланцюги з  $R_3$  та  $VD$ , які відділяють зарядний струм від колекторних ланцюгів транзисторів.

При розрахунку автоколивального мультівібратора задаються:

- амплітуда вихідного імпульсу  $U_{\max}$ ;
- період коливань  $T$ ;
- шпаруватість  $Q$ ;
- тривалість позитивного фронту  $t_{\phi}^+$ .

Обчислення параметрів і номіналів елементів ведуть в такій послідовності:

1. Визначити напругу джерела живлення  $E_K$  по заданій амплітуді вихідних імпульсів  $U_{\max}$  з вимоги  $E_K = (1,1 \dots 1,4) U_{\max}$ .

2. Транзистор вибирають по колекторній напрузі і струмі колектора та швидкодії:

а) для забезпечення надійності роботи необхідна колекторна напруга і струм  $U_{\text{кдоп}} > 1,5E_k$ ,  $I_{\text{кдоп}} \geq 2I_{\text{кн}}$ .

б) для забезпечення необхідної частоти роботи

$$f_a \leq \frac{8}{t_{\text{и min}}}$$

3. Для виключення впливу навантаження на роботу схеми опори резисторів  $R_{k1}=R_{k2}=R_k$  вибирають з вимоги  $R_k \leq (0,1 \dots 0,2)R_H$ . Якщо  $R_H = \infty$ , то максимальний опір резистора  $R_k$  обмежено співвідношенням  $R_{\text{кмін}} \gg 2E_k/I_{\text{кдоп}}$ , де  $I_{\text{кдоп}}$  - максимально допустимий колекторний струм транзистора.

4. Перевіряють амплітуду вихідного імпульса, яка дорівнює :

$$U = (E_k - I_{k.0 \text{ min}} \cdot R_k) \cdot \frac{R_H}{R_k + R_H}$$

Якщо вона менше заданої, збільшують  $E_k$ .

5. Значення базових опорів  $R_{b1}=R_{b2}=R_b$  вибирають з вимоги забезпечення насичення ( $\gamma=1,5 \dots 2$ ) транзистора в квазістійкому стані

$$R_b \leq \frac{\beta_{\text{min}} \cdot R_b}{\gamma}$$

6. Для симетричного мултивібратора значення ємностей  $C_1=C_2=C$  визначають за формулою

$$C = \frac{T}{2 \cdot R_b \cdot \ln \left[ \frac{2+U}{1+U} \right]} \approx \frac{T}{2 \cdot R_b \cdot \ln 2},$$

де 
$$U = \frac{I_{k.0} \cdot R_b}{E_k} \ll 1.$$

7. Для несиметричного МВ ємності конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  розраховують, підставляючи замість часу  $T/2$  відповідно тривалості імпульсів  $t_{i1}, t_{i2}$ :

$$C_{1(2)} = \frac{t_{i(2)}}{R_6 \cdot \ln\left(\frac{2+\nu}{1+\nu}\right)}.$$

8. Тривалість позитивного та негативного фронтів імпульсу відповідно дорівнюють:

$$t_{\phi}^+ \approx R_k \cdot (C_H + C_K);$$

$$t_{\phi}^- \approx 2 \cdot R_k \cdot C$$

Регулювання тривалості вихідних імпульсів можна досягнути як зміною параметрів  $C$  і  $R_6$  так і підключенням резисторів  $R_6$  до регульованого джерела напруги -  $E_{зм}$ . Слід пам'ятати, що при зміні параметрів  $R_6$  і  $C$  тільки одного плеча МВ змінюються його частота та скважність, а при зміні  $E_{зм}$  змінюється тільки частота.

## Проведення досліджень

1. Зібрати схему ждучого мультівібратора, приведеного на рис. 39, де  $R_{к1}=30$  кОм,  $R_{к2}=2,4$  кОм,  $R_1=24$  кОм,  $R_2=5,6$  кОм,  $R_e=820$  Ом,  $R_6=56$  кОм,  $C_1=30$  пФ,  $C_2=15$  нФ, VT1 і VT2 транзистори КТ312Б.

УВАГА: Живлення транзисторів в даній роботі подається від однополярного джерела +15В (точка 3) по відношенню до земляної шини (точка 5).

2. Розрахувати тривалість генерованих імпульсів за формулою:

$$t_u = C_2 \cdot R_6 \cdot \ln \frac{2 \cdot R_e \left[ \frac{1}{R_{к1} + R_e} + \frac{1}{R_{к2} + R_e} \right] + \frac{I_{к0} \cdot R_6}{E_k}}{1 - \frac{R_e}{R_{к1} + R_e} + \frac{I_{к0} \cdot R_6}{E_k}}$$

3. Подати на вхід схеми імпульси позитивної полярності від генератора імпульсів Г5-54. Параметри імпульсів:

$U_{вх.м} = 3,5$  В,  $t_{вх} = 2-20$  мс,  $f_{повт} = 300$  Гц.

Використати зовнішню синхронізацію.

4. Накресліть часові діаграми, які ви спостерігали на колекторах, емітерах і базах транзисторів.

5. Збільшуючи частоту повторення до  $f_{повт} = 500$  Гц пересвідчитися, що схема може працювати в режимі ділення частоти. Використовувати осцилограф з внутрішньою синхронізацією.

6. Зібрати схему, приведену на рис. 40. де  $R_{к1}=R_{к2}=R_k=2,4$  кОм,  $R_{61}=R_{62}=R_6=30$  кОм,  $C_1=C_2=C=6,8$  нФ, VT1 і VT2 - транзистори КТ312Б.

7. Розрахуйте тривалість генерованих імпульсів за формулою:

$$t_{i1} = t_{i2} = t_i \sim 0,70R_6.$$

8. Накресліть часові діаграми на колекторах і базах транзисторів, розташовуючи одну під другою та зберігаючи єдину швидкість розгортки осцилографа.

9. Виміряти тривалість  $t_i$  і  $t_f$  генерованих імпульсів. Зрівняти розраховані та експериментальні значення.

10. Встановити  $R_{к1} = R_{к2} = R_k = 820$  Ом. Зрівняйте часові діаграми напруги на колекторах транзисторів з повними діаграмами при  $R_{к1} = R_{к2} = R_k = 2,4$  кОм. Зробіть належні висновки.



## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.

1.З яких виходів **ОВ** на дискретних елементах краще знімати напругу ?

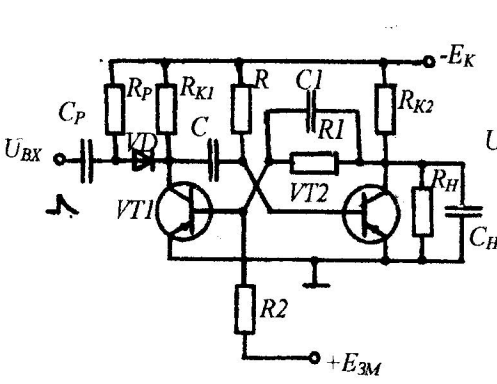
2.Які засоби зміни тривалості вихідних імпульсів можна застосувати в схемах **ОВ**?

3.Яку роль грає вхідний подільник у схемі **ОВ** з емітерним зв'язком?

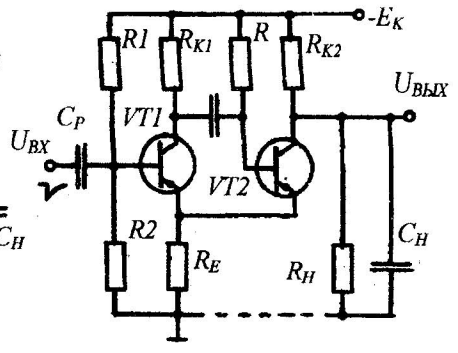
4.Поясніть фізичні принципи зміни частоти та шпаруватості генерованих імпульсів всіх розглянутих схем **МВ**.

5.Показати ланцюги заряду та розряду хроніруючих конденсаторів в схемі автоколивального **МВ**.

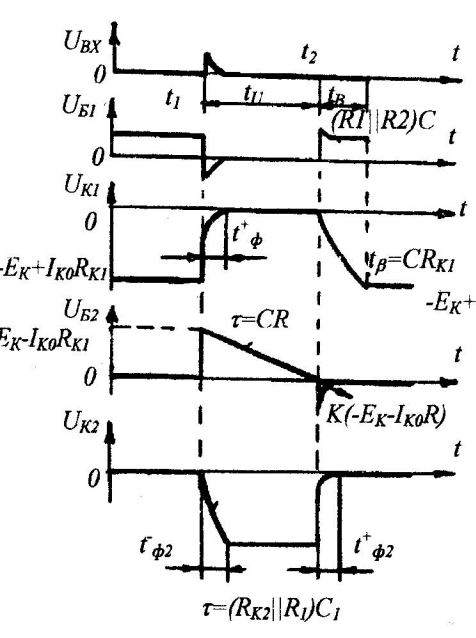
6.Зрівняти характеристики схем **ОВ** з колекторно-базовими і емітерними зв'язками.



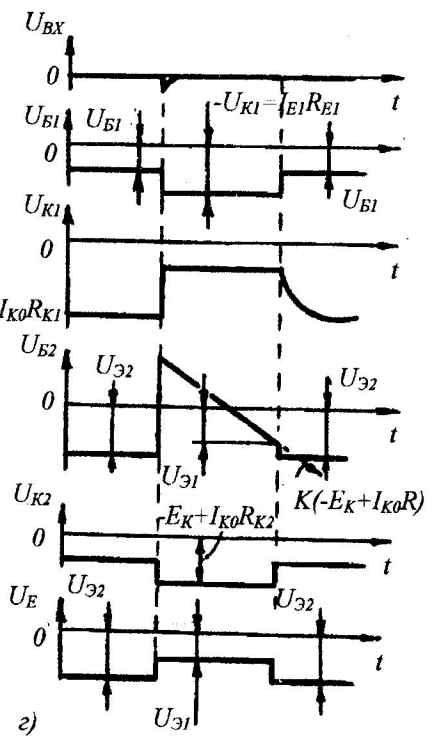
a)



б)

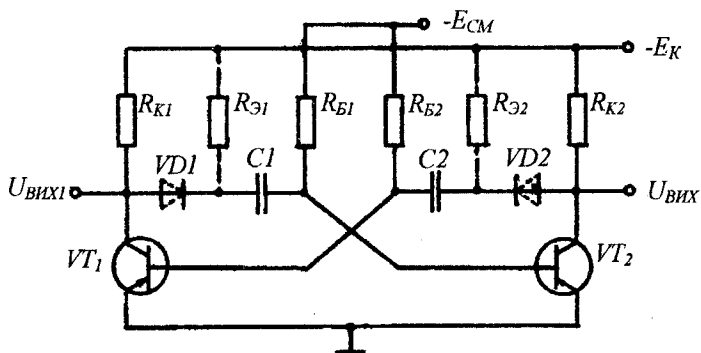


б)

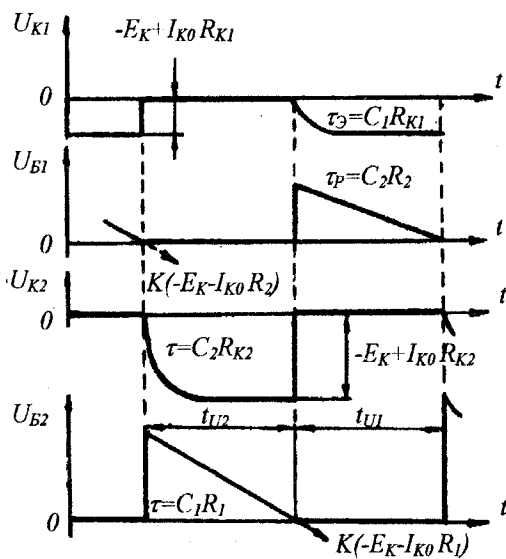


з)

рис.37



a)



б)

рис.38

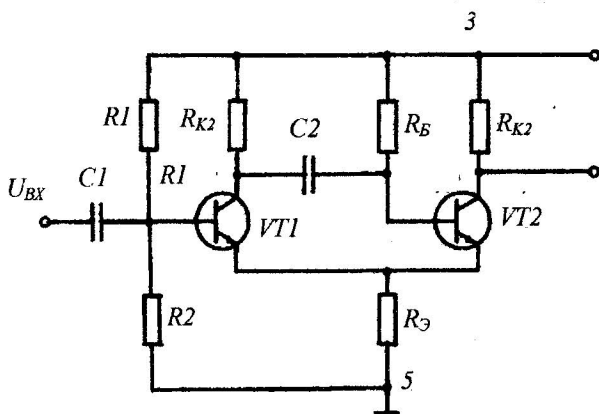


рис.39

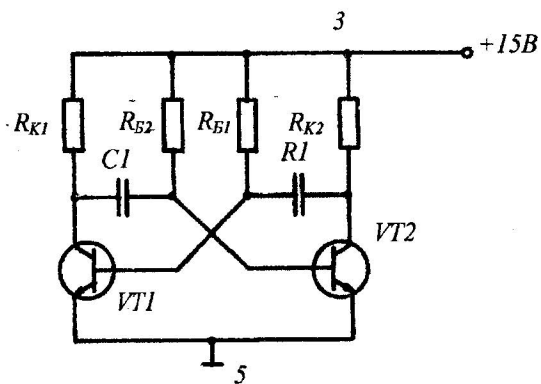


рис.40

## 2.3 ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОКОЛИВАЛЬНИХ І ЖДУЧИХ МУЛЬТИВІБРАТОРІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Мета роботи - вивчення принципів роботи, методів розрахунку і особливостей настройки автоколивальних і ждучих мультівібраторів на операційних підсилювачах (ОП), отримання навиків їх реалізації, настройки і дослідження в реальних умовах.

### ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Принцип дії автоколивального мультівібратора (АМ) на ОП АМ - це генератор сигналів прямокутної форми. Його схема (рис.41) схожа на схему компаратора з гістерезисом. Тільки на відміну від останнього тут замість генератора вхідної напруги стоїть конденсатор.

Резистори  $R_1$  і  $R_2$  створюють подільник напруги, частина вихідної напруги з якого подається зворотно на неінвертуючий вхід. При  $U_{\text{вих}} = +U_{\text{нас}}$  напруга зворотного зв'язку називається верхньою пороговою напругою і визначається за формулою

$$U_{\text{н.в.}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+U_{\text{нас}}) \quad (1)$$

Коли  $U_{\text{вих}} = +U_{\text{нас}}$ , тоді струм  $I$  через  $R_{33}$  заряджає конденсатор  $C$ . Заряд відбувається до того часу поки  $U_C < U_{\text{п.в.}}$ , а на виході зберігається напруга  $+U_{\text{нас}}$ .

В момент заряду конденсатора до величини  $U_C$  дещо більшої  $U_{\text{п.в.}}$  напруга на інвертуючому вході стає позитивною по відношенню до напруги на неінвертуючому вході. При цьому схема переключається і  $U_{\text{вих}}$  змінюється від рівня  $+U_{\text{нас}}$  до рівня  $-U_{\text{нас}}$ . На неінвертуючому вході у цьому випадку буде підтримуватися від'ємний потенціал

$$U_{\text{н.н.}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-U_{\text{нас}}) \quad (2)$$

В момент переключення схеми в стан  $U_{\text{вих}} = -U_{\text{нас}}$  (рис. 42) початкова напруга на конденсаторі  $U_{\text{п.в.}}$  і через нього буде протікати струм, перезаряджаючий його до  $U_{\text{п.н.}}$

В момент, коли  $U_c$  стає нижче напруги зворотного зв'язку  $U_{п.н.}$ , схема переключється в стан  $U_{вих} = +U_{нас}$ . Схема повертається в початковий стан. Конденсатор  $C$  має початковий заряд  $U_{п.н.}$ , він буде розряджатися від  $U_{п.н.}$  до нуля і перезаряджатися знову до  $U_{п.н.}$ .

Для визначення періода коливань скористаємось рівнянням для часу переривання експоненційного процесу.

$$t_n = r \ln \frac{X_0 - X_\infty}{X_n - X_\infty}, \quad (3)$$

де  $X_0$ ,  $X_n$  - відповідно початкове і кінцеве значення фізичної величини на інтервалі  $t_n$ ;  $X_\infty$  - асимптотичне значення фізичної величини при  $t \rightarrow \infty$ .

Після перетворення (3) отримаємо

$$\begin{aligned} t_2 &= CR_{33} \ln \frac{U_{п.н.} - (-U_{нас})}{U_{п.н.} - (-U_{нас})} = CR_{33} \ln \frac{R_2 + R_1 + R_2}{R_1 + R_2 - R_2} = \\ &= CR_{33} \ln \left( \frac{R_1 + 2 \cdot R_2}{R_1} \right) = CR_{33} \ln \left( 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

Оскільки  $t_1 = t_2$ , то період коливань

$$T = 2t_2 = CR_{33} \ln \left( \frac{R_1 + 2 \cdot R_2}{R_1} \right)$$

Якщо  $R_1 = R_2$ , то

$$T \approx 2,2 R_{33} C \quad (5)$$

Частота генерації

$$\alpha = \frac{1}{T} \approx 0,4545 \frac{1}{R_{33} C} \quad (6)$$

## Принцип роботи ждучого мультівібратора (ЖМ)

Як відомо, тривалість імпульсу ЖМ залежить тільки від зовнішніх елементів, підключених до ОП. З рис.43 видно, що ЖМ спрацьовує по негативному фронту вхідного імпульсу  $T_{ВХ}$ , тривалість якого може бути, більшою або меншою власної тривалості  $\tau$  вихідного імпульсу одновібратора.

Розглянемо режими роботи ЖМ.

Режим очікування. На рис.44  $U_{ВИХ} = +U_{НАС}$  на неінвертуючий вхід ОП з подільника  $R_1, R_2$  потрапляє напруга зворотного зв'язку  $U_{П.В.}$ , значення якої визначається рівнянням (1). Діод  $VD_1$  фіксує на вході (-) позитивну напругу на рівні  $\approx 0,5$  В. При цьому напруга на неінвертуючому вході позитивна по відношенню до напруги на інвертуючому вході і ОП підсилює цю диференційну вхідну напругу,  $U_{ВИХ} = +U_{НАС}$ .

Перехід у стан витримки. Якщо вхідний сигнал являє собою постійну напругу з встановленим значенням, то на неінвертуючому вході зберігається позитивний відносно інвертуючого входу потенціал:  $U_{ВИХ} = +U_{НАС}$ . Якщо ж  $E_{ВХ}$  скачком стає негативним і приймає пікове значення  $E_{ВХ}$  і  $|E_{ВХ.ПІК.}| > |U_{П.В.}|$ , то напруга на неінвертуючому вході падає нижче рівня напруги на інвертуючому вході. Вихід схеми переключається  $U_{ВИХ} = -U_{НАС}$ , і переходить у режим витримки.

Режим витримки - нестійкий стан, у якому ЖМ не може довго перебувати. Розглянемо особливості цього режиму. З подільника  $R_1, R_2$  на неінвертуючий вхід потрапляє від'ємна напруга  $U_{П.В.}$ , схема переключається в стан  $U_{ВИХ} = -U_{НАС}$ . Це момент закінчення циклу роботи ЖМ; вихідний імпульс закінчився і схема повернулася до стійкого стану. Діод  $VD_2$  від'єднав коло запуску від одновібратора на час генерування імпульсу. Щоб отримати одновібратор, що генерує позитивний імпульс при збудженні позитивним вхідним сигналом, достатньо змінити полярність підключення діодів.

Для визначення тривалості імпульсу і часу відновлення скористаємося формулою для визначення часу переривання експоненційного процесу. За час генерування імпульсу напруга на С змінюється від  $\approx 0,5$  В до  $U_{П.В.}$ , тоді

$$t_n = CR_{33} \ln \frac{0,5 - (-U_{НАС})}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} (-U_{НАС}) - (-U_{НАС})} = CR_{33} \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (7)$$

$$t_{\text{відн}} = CR_{33} \ln \left( \frac{-U_{\text{п.н}} - U_{\text{нас}}}{0,5 - U_{\text{нас}}} \right) \approx$$

$$\approx CR_{33} \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (8)$$

### Проведення досліджень

1. Зберіть схему автоколивального мультивібратора на ОП (рис.45), де  $R_1 = 30$  кОм,  $R_2 = 2,4$  кОм  $R_{33} = 150$  кОм,  $C = 0,47$  мкФ.

2. Накресліть форму імпульсів на виході ОП, інвертуючому і неінвертуючому входах. Спостерігати за допомогою осцилографа.

3. Виміряйте тривалість генерованих імпульсів.

4. Розрахуйте період повторення і тривалості генерованих імпульсів за допомогою формул (3) і (4).

5. Зрівняйте отримані значення тривалості імпульсів при експериментальному і теоретичному дослідженнях.

6. Змінюючи номінал резистора  $R_2$  ( $R_2 = 30$  кОм), оцініть його вплив на параметри генерованих імпульсів.

7. Приведіть схему у початковий стан, тобто  $R_1 = 30$  кОм,  $R_2 = 2,4$  кОм,  $R_{0.c} = 150$  кОм. Конденсатор  $C$  вважати з номіналом  $C = 6,8$  нФ. Накресліть форму генерованих імпульсів на виході ОП і інвертуючому вході.

8. Визначте параметри  $t_{\text{п}}$ ,  $t_{\text{ф}}$  і  $t_{\text{с}}$  позитивного згенерованого імпульса.

9. Відновіть схему з номіналами  $R_1 = 30$  кОм,  $R_2 = 2,4$  кОм,  $C = 0,47$  мкФ. Замість резистора  $R_{33}$  ввімкніть двохполосник, приведений на рис.46, де діод  $VD - L220$   $R_{33}^x = 30$  кОм,  $R_{33} = 120$  кОм. Замалюйте форму генерованих імпульсів, визначивши експериментально тривалість негативного і позитивного імпульсів.

10. Визначіть зміну параметрів генерованих імпульсів при різних варіантах схеми.

11. Зберіть схему ждучого мультивібратора на ОП (рис.47), де  $R_1 = 30$  кОм,  $R_2 = 2,4$  кОм,  $R_{33} = 220$  кОм,  $C = 0,47$  мкФ,  $VD_1$  і  $VD_2$  - діоди Д220,  $C_{\text{вх}} = 22$  нФ,  $R_{\text{вх}} = 2,2$  кОм.

12. Подайте на вхід схеми прямокутні імпульси негативної полярності від генератора Г5-54. Параметри імпульсів: амплітуда 5,5В;  $t_{\text{п}} = 30$  мс;  $f = 1 \times 10^3$  Гц.



Накресліть форму вхідних запускаючих імпульсів, а також на інвертуючому і неінвертуючому входах, резисторі  $R_{вх}$  і виході ОП. Плавню змініть у невеликих межах період повторення генерованих імпульсів.

### Контрольні запитання

1.Приведіть часові діаграми автоколивального і ждучого мультивібратора на ОП у різних точках схеми.

2.Поясніть призначення ланки  $C_{вх} - R_{вх}$  в схемі ждучого мультивібратора на ОП.

3. Як змінити полярність генерованих імпульсів у схемі ЖМ на ОП.

4. Як пояснити присутність  $t_d$  і  $t_c$  в генерованих імпульсах.

5. Як можна змінити тривалість генерованих позитивних імпульсів у схемі АМ та ОП, не змінюючи при цьому тривалість негативного імпульсу.

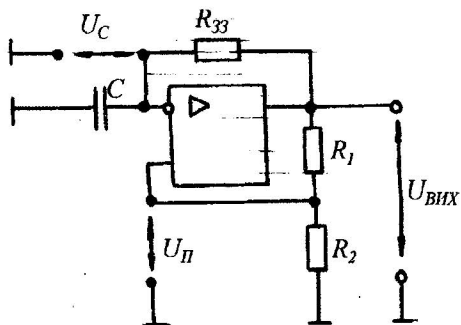


рис.41

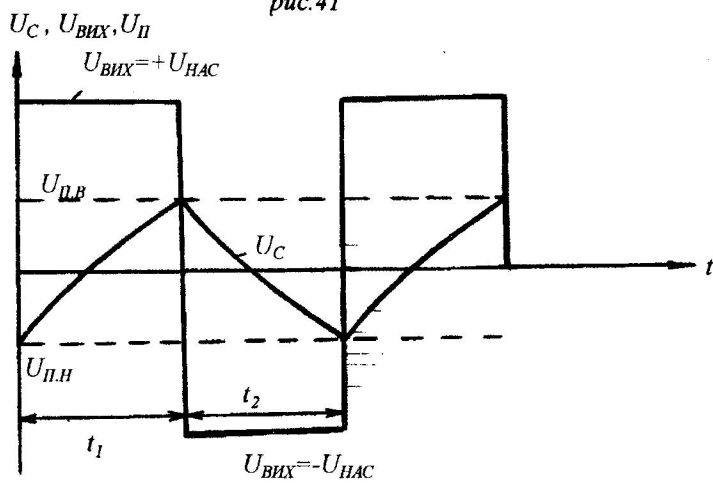


рис.42

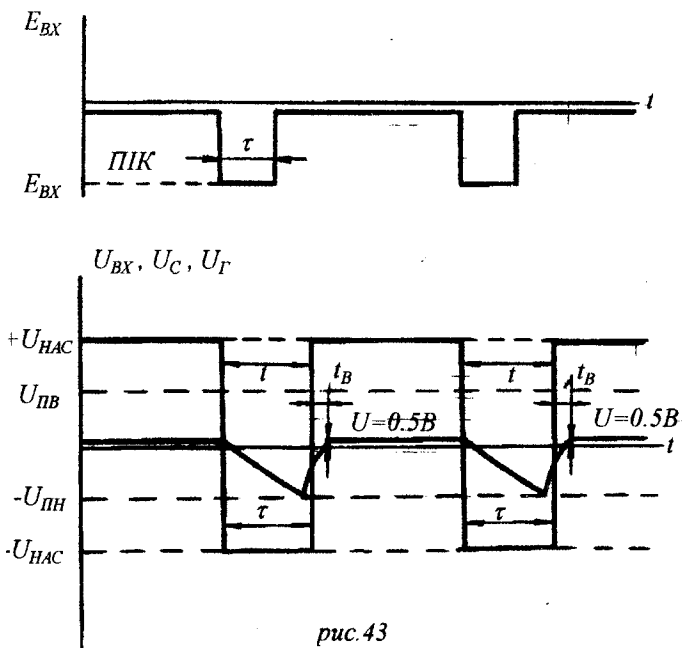


рис.43

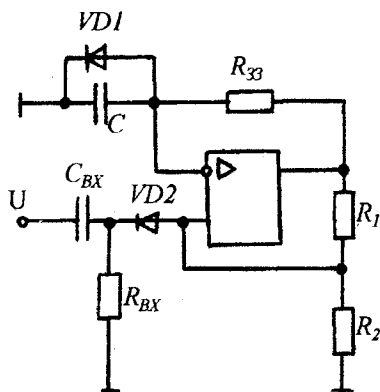
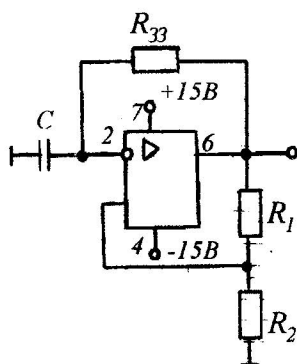
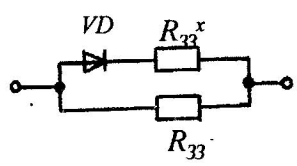


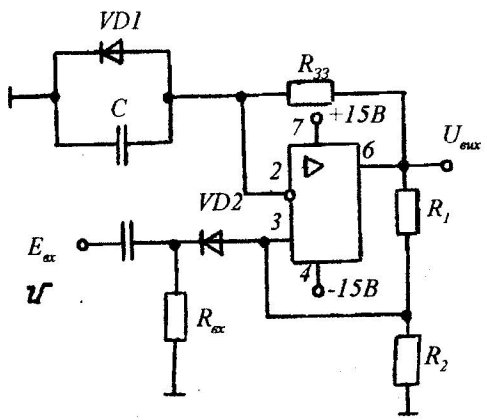
рис.44



puc.45



puc.46



puc.47

## 2.4. ДОСЛІДЖЕННЯ БЛОКІНГ ГЕНЕРАТОРІВ

Мета роботи: вивчення принципів роботи, особливостей налагодження блокінг-генераторів, вивчення фізичних процесів, виникаючих в них, порівняння їх з теоретичними даними.

### Теоретичні відомості

Блокінг-генератором називається однокаскадна регенеративна імпульсна схема з трансформаторним зворотним зв'язком. Блокінг-генератори одержали широке розповсюдження головним чином, як генератори потужних коротких імпульсів з великим діапазоном зміни шпаруватості (від декількох одиниць до кількох тисяч).

Блокінг-генератори можуть працювати у автоколивальному режимі, синхронізації та в режимі очікування. Транзистори у схемах блокінг-генераторів можуть бути ввімкнені за схемою з загальним емітером, загальним колектором, загальною базою. Найбільш поширеним варіантом є блокінг-генератор на транзисторі з загальним емітером. Схема такого блокінг-генератора в автоколивальному режимі зображена на рис.48, а тимчасові діаграми на рис.49.

### Фізичні процеси

Розгляд фізичних процесів почнемо з релаксаційного процесу перезарядки хронуючого конденсатора  $C$ . Конденсатор перезаряджується через базову обмотку імпульсного трансформатора, резистора  $R_6$  та джерело колекторного живлення.

В зв'язку з тим, що релаксаційний процес звичайно відбувається повільно, то ЕРС самоіндукції на базовій обмотці мала, позитивний потенціал верхньої обкладки конденсатора прикладається до бази і утримує транзистор в замкнутому стані. Під час розряду напруга на базі зменшується і, коли вона стане рівною нулю, транзистор відкривається. Зростаючий струм колектора створює в колекторній обмотці трансформатора ЕРС самоіндукції ( полюсом на кінці обмотки, підключеної до колектора). При цьому в базовій обмотці трансформатора наводиться ЕРС, яка створює від'ємний потенціал на базі транзистора, тому що обмотки трансформатора підключені зустрічно. Це призводить до подальшого зростання колекторного струму і, якщо коефіцієнт підсилення в колі позитивного зворотного зв'язку більше одиниці, то процес відкриття транзистора протікає лавиноподібно до переходу транзистора в режим насичення. Звичайно, цей стан роботи називається прямим блокінг-

процесором. Після переходу в режим насичення транзистор стає некерованим елементом і характер зміни струмів колектора і бази визначається тільки зовнішніми елементами схеми. Під час цього стану роботи відбувається формування вершини імпульсу.

Струм бази, що заряджає хронувальний конденсатор, зменшується. Закон зміни струму колектора більш складний: звичайно з початку процесу струм колектора зменшується, а потім починає зростати. Зменшення струму бази та зростання струму колектора призводить до розсмоктування надлишкового заряду в базі і в деякий момент транзистор переходить з режиму насичення в активний режим і зменшення струму бази призводить до зменшення струму колектора. Відбувається зворотний блокінг-процес, який по фізиці явищ аналогічний прямому блокінг-процесу. Під час цього процесу струми колектора і бази зменшуються і транзистор закритий. Після закривання транзистор ударно збуджує контур, який складається з паразитних ємностей та індуктивностей імпульсного трансформатора. Це призводить до з'явлення на базі і колекторі швидко затухаючих коливань або періодичного процесу.

Після затухання процесу в контурі під час формування вершини конденсатор розряджається і цикл роботи блокінг-генератора повторюється. Розглянемо детально кожен з режимів роботи блокінг-генератора.

Релаксаційний процес: еквівалентна схема кола перезаряду хронувального конденсатора показана на рис.50.

Постійна часу перезаряду

$$t = R_S \cdot C$$

Початкова напруга визначається напругою на конденсаторі в момент початку перезаряду. Якщо величина ємності конденсатора не дуже велика (не більша, ніж декілька тисяч пікофарад), то можна вважати, що за час відповідаючої тривалості вершини імпульсу, конденсатор встигає зарядитися до амплітуди імпульсу на базовій обмотці імпульсного трансформатора:

$$U_{бМ} = -\frac{U_{КМ}}{n} \approx -\frac{E_{к}}{n}$$

Визначимо тривалість релаксаційного процесу за формулою:

$$t_p = \tau \ln \frac{x_0 - x_{\infty}}{x_n - x_{\infty}} \quad (1)$$

(амплітуда імпульсу на колекторі  $U_{КМ}$  практично дорівнює  $E_{к}$ ).

Отже,  $X_0 = E_K/n$ . Напряга переривання  $X_n = 0$ . Як видно з еквівалентної схеми,  $X_\infty = -E_K - I_{KO} \cdot R_6$ . Підставляючи ці величини в формулу (1), знайдемо тривалість релаксаційного процесу, яка визначає період повторення імпульсу, оскільки тривалість імпульсу звичайно значно менша тривалості релаксаційного процесу:

$$T_1 \approx t_p = \tau \cdot \ln \frac{\frac{E_K}{n} - (-E_K - I_{KO} \cdot R_6)}{0 - (-E_K - I_{KO} \cdot R_6)} =$$

$$= R_6 \cdot C \cdot \ln \frac{\frac{n+1}{n} \frac{I_{KO} \cdot R_6}{E_K}}{1 + I_{KO} \cdot R_6 / E_K} \quad (2)$$

Для підвищення температурної стабільності потрібно виконати умову:

$$\frac{I_{KO} \cdot R_6}{E_K} \ll 1$$

Якщо ця умова виконана, то період повторення може бути розрахований за наближеною формулою:

$$T_1 \approx C \cdot R_6 \cdot \ln \frac{n+1}{n} \quad (3)$$

Під час перезарядження між базою та колектором прикладено значну напругу, тому для запобігання пробією транзистор потрібно вибрати з умови:

$$U_{кбо} \geq E_K + U_{бм} = E_K \cdot \frac{n+1}{n} \quad (4)$$

Прямий блокінг-процес. Для здійснення прямого блокінг-процесу необхідно, щоб виконувалась умова самозбудження. Фазова умова забезпечується зустрічним включенням колекторної та базової обмоток імпульсного трансформатора. Визначимо, при яких умовах виконується амплітудна умова самозбудження. Припустимо, що струм бази зріс на величину  $\Delta i_6$ . Тоді струм колектора зросте на величину

$$\Delta i_K = \beta \Delta i_6 \quad (5)$$

Зростання колекторного струму викликає появу струму в обмотках трансформатора:

$$\Delta i_k \cdot \omega_k = \Delta i_\mu \cdot \omega_k + \Delta i_b \cdot \omega_b + \Delta i_n \cdot \omega_n, \quad (6)$$

де  $\omega_k$ ,  $\omega_b$ ,  $\omega_n$  - кількість витків обмоток (колекторної, базової і навантаження);

$\Delta i_\mu$  - приріст струму намагнічування;

$\Delta i_n$  - приріст струму навантаження.

Оскільки під час швидких процесів зміна струму намагнічування практично не відбувається, то формула (6) може бути зведена до вигляду:

$$\Delta i_k = \Delta i'_b \cdot \frac{\omega_b}{\omega_k} + \Delta i_n \cdot \frac{\omega_n}{\omega_k} = \frac{\Delta i'_b}{n} + \frac{\Delta i_n}{n_n}, \quad (7)$$

де  $n = \omega_k / \omega_b$  та  $n_n = \omega_k / \omega_n$  - коефіцієнти трансформації.

При підключенні навантаження безпосередньо до колектора (через розділовий конденсатор) вважають  $n_n = 1$ .

Якщо ЕРС на колекторній обмотці позначити через  $e_k$ , то струми бази і навантаження можна визначити за формулами:

$$\Delta i'_b = \frac{e_k}{n r_{11e}}; \quad (8)$$

$$\Delta i_n = \frac{e_k}{n_n \cdot R_n}, \quad (9)$$

де  $r_{11e}$  - вхідний опір транзистора з формул (8) та (9)

$$\Delta i_n = \frac{n r_{11e}}{n_n \cdot R_n} \cdot \Delta i'_b \quad (10)$$

Підставляючи значення струму  $\Delta i_n$  в формулу (7), знайдемо:

$$\begin{aligned} \Delta i_k &= \left( \frac{1}{n} + \frac{n r_{11e}}{n_n^2 \cdot R_n} \right) \cdot \Delta i'_b = \frac{n_n^2 \cdot R_n + n^2 \cdot r_{11e}}{n \cdot n_n^2 \cdot R_n} \cdot \Delta i'_b = \\ &= \frac{R_n' + r_{11e}'}{n \cdot R_n'} \cdot \Delta i'_b = \frac{\Delta i'_b}{n} \cdot \left( 1 + \frac{r_{11e}'}{R_n'} \right) \end{aligned} \quad (11)$$



де  $r'_{11e}$  і  $R'_n$  - приведені до колекторної обмотки опори бази і навантаження.

Підставляючи в формулу (11) величину приросту струму колектора (формула (5)) і враховуючи, що лавиноподібний процес відбувається у випадку  $\Delta i'_\phi > \Delta i'_\sigma$ , визначаємо умову самозбудження:

$$\frac{\Delta i'_\phi}{\Delta i'_\sigma} = -\frac{\beta \cdot n}{1 + \frac{r'_{11e}}{R'_n}} > 1 \quad (12)$$

або

$$\beta \cdot n > 1 + \frac{r'_{11e}}{R'_n} \quad (13)$$

Прямий блокінг-процес закінчується, транзистор переходить в режим насичення.

Тривалість прямого блокінг-процесу визначається тривалістю фронту імпульсу, знаходимо за формулою:

$$t_\phi = \frac{3}{n} \cdot \left( \frac{\tau_\beta}{\beta} \cdot \left( 1 + \frac{r'_{11e}}{R'_n} \right) + C_k \cdot r'_{11e} \right) \quad (14)$$

де  $C_k$  - колекторна ємність.

З формули (14) витікає, що тривалість фронту залежить від коефіцієнта трансформації. При деякому оптимальному значенні коефіцієнта трансформації тривалість фронту буде мінімальною.

Оптимальний коефіцієнт трансформації з рівняння:  $\frac{dt_\phi}{dn} = 0$ , а його значення визначаємо за формулою:

$$n_{OPT} = \sqrt{\frac{\tau_\beta r'_{11e} + \beta R'_n r'_{11e}}{\tau_\beta R'_n}} \quad (15)$$

Звичайно значення оптимального коефіцієнта трансформації більше одиниці ( $n_{OPT} = 1.5-4$ ). Процес формування вершини імпульсу відбувається під час насичення в трансформаторі. Тривалість цього процесу визначає тривалість імпульсу блокінг-генератора  $t_i$ . Еквівалентна

схема блокінг-генератора на етапі формування вершини зображена на рис.51.

В еквівалентній схемі використовуються еквівалентні позначення:  $L_{\mu}$  - індуктивність колекторної обмотки;

$C, r'_{11e}, R'_H$  - приведені до колекторної обмотки параметри схеми;

$X_{L\mu}$  - індуктивний струм колекторної обмотки;

$I'_\delta, I'_H$  - приведені струми;

$I_{\mu}$  - струм намагнічування.

З еквівалентної схеми знайдемо вирази для струмів

$$I'_H = \frac{E_K}{R'_H}, \quad I'_\delta = \frac{E_K}{r'_{11e}} e^{\frac{1}{\tau_c}}, \quad I_{\mu} = \frac{E_K}{X_{L\mu}} \quad (16)$$

де  $\tau_c = C \cdot r'_{11e}$  - постійна часу ланцюга бази.

Струм колектора є сумою струмів:

$$i_k = i'_\delta + i_{\mu} + i'_H = E_K \left( \frac{1}{r'_{11e}} e^{-\frac{t}{\tau_0}} + \frac{t}{4\mu} + \frac{1}{R'_H} \right) \quad (17)$$

Струм навантаження постійний, струм бази зменшується, струм намагнічування зростає, тому струм колектора має складну форму. Звичайно на початку процесу домінує струм бази, а в кінці - струм намагнічування. Форма струму колектора для цього типового випадку зображена на часовій діаграмі (див. рис.49).

Закінчення процесу формування вершини відповідає виходу транзистора з режиму насичення і переходу в активну область. Для визначення цього моменту скористаємось поняттям уявного колекторного струму, введеного в 1.1. Уявний колекторний струм при прямокутній формі імпульсу струму бази змінюється по експоненті з постійною часу. В блокінг-генераторі струм бази змінюється по експоненті (формула 16). В цьому випадку уявний струм колектора може бути знайдений методом накладання (інтеграла Дюамеля):

$$I_{уяв} \approx \frac{E_{\kappa} \beta}{nr_{11e}} \cdot \frac{\tau_c}{\tau_c - \tau_{\beta}} \cdot \left( e^{\frac{t}{\tau_c}} - e^{-\frac{t}{\tau_{\beta}}} \right) \quad (18)$$

Момент виходу транзистора з насичення, і, отже, тривалість імпульсу визначається за рівністю явного і реального струмів колектора. Графічне рішення рівняння приведено на рис.52. Аналітичне визначення тривалості можливо в двох окремих випадках:

1.  $\tau_c \gg \tau_{\beta}$ . В цьому випадку

$$I_{\kappa} \approx \left( \frac{1}{R'_H} + \frac{1}{I_{\mu}} + \frac{1}{r_{11e}} \right) \cdot E_{\kappa}, \quad (19)$$

а

$$I_{уяв} \approx \frac{\beta E_{\kappa}}{nr_{11e}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (20)$$

порівнюючи ці струми, визначаємо тривалість імпульсу:

$$E_{\kappa} \cdot \left( \frac{1}{R'_H} + \frac{1}{I_{\mu}} + \frac{1}{r_{11e}} \right) = \frac{\beta E_{\kappa}}{nr_{11e}} \cdot e^{-\frac{t_i}{\tau_c}} \approx \frac{\beta E_{\kappa}}{nr_{11e}} \cdot \left( 1 - \frac{t_i}{\tau_c} \right) \quad (21)$$

Враховуючи, що  $\beta \gg 1$ , знайдемо

$$t_i = \frac{I_{\mu} \left( \frac{\beta}{r_{11e}} - \frac{1}{R'_H} \right)}{1 + \frac{\beta I_{\mu}}{C r_{11e}}} \quad (22)$$

З формули (21) витікає, тривалість імпульсу збільшується при збільшенні індуктивності колекторної обмотки та ємності хронувального конденсатора. Рациональним способом плавного регулювання тривалості імпульсу є змінення вхідного опору блокінг-генератора шляхом включення в ланцюг бази змінного резистора R (рис.53).

2.  $\tau_c \ll \tau_\beta$ . Така умова звичайно виконується при необхідності забезпечити малу тривалість імпульсу, для чого вибирається невелика величина ємності С.

Зробивши відповідні спрощення в формулах для уявного та реального колекторного струму можна отримати

$$t_I = \frac{1 - \frac{n\tau_\beta}{\beta CR_n}}{\frac{1}{\tau_\beta} + \frac{n\tau_\beta}{\beta I_\mu C}} \quad (23)$$

В такому режимі регулювання тривалості імпульсу можна ефективно здійснювати тільки зміною ємності.

Зворотний блокінг-процес починається в момент, коли транзистор переходить в активну область. Процес розвивається лавиноподібно і приводить до різкого замкнення транзистора. Так при замиканні тріода струм в колекторній обмотці не дорівнює нулю, то енергія, яка запасена в магнітному полі котушки, призводить до ударного збудження ємностей. Цей процес звичайно має аперіодичний характер, в результаті чого з'являється зворотній випуск на колекторі. Величина виплеску буває досить великою і може привести до різкого зростання напруги на колекторі. Проте виплеск через його короткочасність не призводить звичайно до незворотного пробою колекторного переходу.

Для зменшення величини зворотного виплеску одну з обмоток трансформатора шунтують діодом.

Загальмований блокінг-генератор та засоби його запуску. Для одержання загальмованого режиму транзистор блокінг-генератора повинен бути замкненим подачею позитивної напруги на базу (рис.54,а) або негативної на емітер (мал.54,б).

В загальмованому режимі блокінг-генератор має один стійкий стан і для генерації поодинокого імпульсу необхідний вплив запускаючого імпульсу. Перевагою схеми (рис.54,б) є відсутність додаткового джерела, а недоліком - зменшення амплітуди імпульса на колекторі на величину замикаючої напруги.

Хронуюча ємність звичайно вибирається з заданої тривалості імпульсу. Опір резистора  $R_6$  повинен забезпечувати становлення початкового стану до приходу наступного імпульсу. Якщо мінімальний час між запускаючими імпульсами позначити  $T_{i,\text{мін.}}$ , то повинна задовольнятися нерівність

$$T_{i,\text{min}} \geq 3CR_6 \quad (24)$$

Застосовується два засоби запуску загальмованих блокінг-генераторів - послідовний та паралельний. При послідовному запуску генератор запускаючих імпульсів вмикається в розрив базового ланцюга. Вихідний опір генератора при цьому повинен бути мінімальним, тому вихідним каскадом генератора звичайно є емітерний повторювач (рис.55).

Вхідний негативний імпульс повторюється емітерним повторювачем через хронуючий конденсатор С надходить до бази транзистора Т, викликаючи спрацювання блокінг-генератора.

Через те, що вихідний опір емітерного повторювача невеликий, він несуттєво впливає на процес генерації.

При паралельному запуску вихідний опір генератора запускаючих імпульсів повинен бути великим. Застосовують декілька схем паралельного запуску (рис.56).

При запуску безпосередньо на базу (рис.56,а) вихідний опір генератора імпульсів повинен бути великим. Для кращої розв'язки ємність  $C_p$  звичайно вибирають невеликої величини. В схемі малюнок 56,б запускаючий імпульс подається через відсікаючий діод. В момент генерації напруга збільшується і діод замикається, вимикаючи генератор запускаючих імпульсів.

В схемі рис.56 в імпульс запуску подається через каскад запуску, зібраний на транзисторі Т1. У початковому режимі каскад запуску закрито. При подачі від'ємного імпульсу транзистор Т1 відкривається і його струм колектора протікає по колекторній обмотці транзистора, викликаючи спрацювання блокінг-генератора.

Каскад запуску забезпечує надійну розв'язку між блокінг-генератором і генератором запускаючого імпульсу, в той же час є посилювачем, тому амплітуда запускаючого імпульсу може бути невеликою.

## Синхронізація релаксаційних генераторів і поділ частоти

Розглянемо релаксаційні генератори, що працюють в режимі синхронізації і поділу частоти.

Такий режим отримуємо, якщо на релаксатор, що працює в автоколивальному режимі, впливати зовнішньою періодичною напругою. При цьому частота коливань змінюється. Якщо в автоколивальному режимі вона визначалась лише параметрами схеми релаксатора, то зараз, при виконанні певних умов, частота релаксатора виявляється рівною чи кратною частоті зовнішнього сигналу. Таким чином, релаксатор починає працювати синхронно з генератором зовнішньої синхронізуючої напруги.

Потрібно відмітити, що чекаючий релаксатор також працює синхронно з генератором зовнішніх запускаючих імпульсів. На відміну від чекаючого релаксатора, в якому коливання припиняються при відімкненні генератора зовнішньої напруги, для режиму синхронізації характерне збереження коливань в релаксаторі при відімкненні зовнішньої напруги, але з іншою частотою.

Синхронізовані релаксатори широко використовуються в тих випадках, коли необхідно забезпечити суворе часове погодження роботи двох різних пристроїв, наприклад часової розгортки осцилографа і генератора досліджуваної напруги. Не менш важливе застосування синхронізованих релаксаторів в якості подільників частоти, для чого необхідно забезпечити режим синхронізації при кратному відношенні частот коливань релаксатора і зовнішнього сигналу.

В якості синхронізуючого можна використовувати періодичну напругу будь-якої форми, проте найширше використання отримали короткі імпульси і напруга синусоїдальної форми. Використання коротких синхронізуючих імпульсів з крутим переднім фронтом забезпечує найбільш жорстку часову узгодженість між коливанням релаксатора і зовнішнім сигналом. Синусоїдальна синхронізуюча напруга застосовується звичайно в тих випадках, коли потрібна дуже висока стабільність частоти синхронізуючої напруги. Остання може бути, як відомо, досягнута при використанні генератора синусоїдальних коливань з кварцевою стабілізацією. Вивчення режиму синхронізації можна проводити застосовуючи до будь-якого типу релаксаційного генератора.

## Дослідження роботи автоколебального блокінг-генератора

1.1.Зібрати досліджувану схему (рис.57) на набірному полі. Використати для цього такі елементи:  $R=4.3$  кОм,  $R_6=62$  Ом,  $R_M=62$  Ом,  $C=47$  нФ,  $C_1=1.3$  нФ. Діод VD типу Д220, транзистор VT1 типу КТ312Б.

1.2.Ввімкнути живлення і при закороченому резисторі  $R_6$  зняти часові діаграми напруги на колекторі транзистора та на його базі і на хронувальному конденсаторі C. Осцилограф при цьому використовувати в режимі зовнішньої синхронізації (точка D на рис.57).

1.3.По часовій діаграмі напруга на колекторі ( $U_{вих}$ ) визначити період повторення T, тривалість генерованого імпульса  $t_u$ ,  $t_f$  і  $t_c$ . Визначити шпаруватість імпульсів.

1.4.Встановити значення хронувального конденсатора  $C=0,47$ мкФ. Оцінити вплив ємності хронуючого конденсатора на параметри генерованих імпульсів.

1.5.Встановити значення резистора  $R=5,6$  кОм і оцініть вплив його на параметри генерованих імпульсів.

1.6.Розімкніть резистор  $R_6$  в колі бази транзистора і оцініть його вплив на параметри імпульсів.

## Дослідження блокінг-генератора в режимі синхронізації

2.1.Скласти схему, як на рис.57. Номінали елементів такі ж як в пункті 1.1. При включенні живлення схема генерує імпульси параметри яких були визначені в пункті 1.3. В цьому можна перекоонатися ввімкнувши живлення. Визначити частоту повторення генерованих імпульсів.

2.2.Підключіть до точки В генератор Г5-54 (Вихід "синхроімпульси" позитивної полярності). Частоту повторення синхроімпульсів встановіть рівну частоті генерованих синхроімпульсів. Увімкніть генератор Г5-54.

2.3.Спостерігайте форму генерованих імпульсів на виході схеми, використовуючи режим зовнішньої синхронізації осцилографа. Встановіть попередньо  $U_{синх}=0$ . Збільшіть амплітуду синхроімпульсів до максимуму. Змінійте після цього їх частоту повторення переконавшись в роботі блокінг-генератора в режимі синхронізації його кожним наступним

синхроімпульсом. Покажіть часові діаграми синхроімпульсів і генерованих імпульсів в єдиному масштабі часу.

2.4.Збільшуйте період повторення вхідних синхроімпульсів в (3÷5) раз і спостерігайте за формою генерованих імпульсів при стійкій синхронізації. Приведіть часові діаграми синхроімпульсів і генерованих імпульсів в єдиному масштабі часу при отриманому варіанті синхронізації.

### Дослідження роботи очікуючого блокінг-генератора

3.1.Скласти схему чекаючого генератора рис.54. Використовувати при цьому наступні елементи :  $R=4,3\text{кОм}$ ,  $R_Б=62\text{Ом}$ ,  $R_М=62\text{Ом}$ ,  $C=47\text{нФ}$ ,  $C_1=1,3\text{нФ}$ . Діод VD типу Д220, транзистор Т типу КТ312Б.

3.2.Подати на вхід схеми імпульси запуску від генератора імпульсів Г5-54. Як запускаючі імпульси використовують синхроімпульси додаткової полярності максимальної амплітуди з частотою повторення  $t=30\text{кГц}$ .

3.3.Накреслити форму генерованих імпульсів на колекторі, базі і хронувальному конденсаторі. Визначте параметри імпульсів  $U_{\text{вих}}$ . Оцініть вплив амплітуд запускаючих імпульсів на параметри генерованих імпульсів. Плавно підвищуючи частоту запускаючих імпульсів спостерігати режим ділення частоти. Покажіть в єдиному масштабі часу часові діаграми вхідних запускаючих і вихідних генеруючих імпульсів.

### Контрольні запитання

1.У яких режимах повинен знаходитися транзистор під час формування фронтів, вершини і паузи?

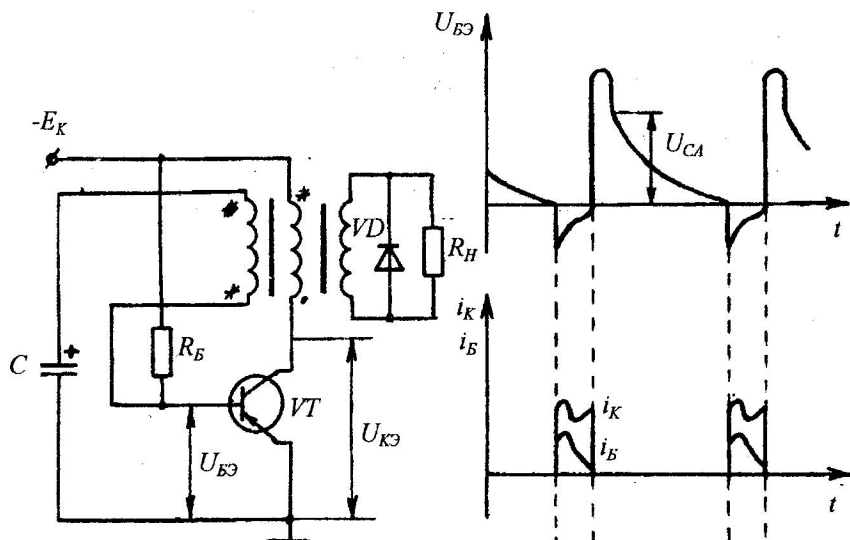
2.Яким чином можна міняти частоту і скважність імпульсів БГ?

3. Для чого у схемі БГ використовуються випрямляючий діод VD?

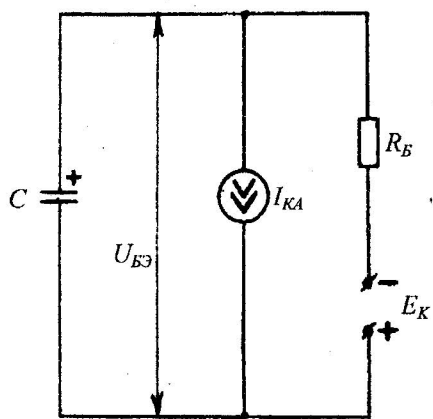
4. Як повинні бути ввімкнені обмотки  $\omega_Б$  і  $\omega_К$  імпульсного трансформатора?

5.Покажіть повне коло заряду і перезаряду часозадаючого конденсатора С.

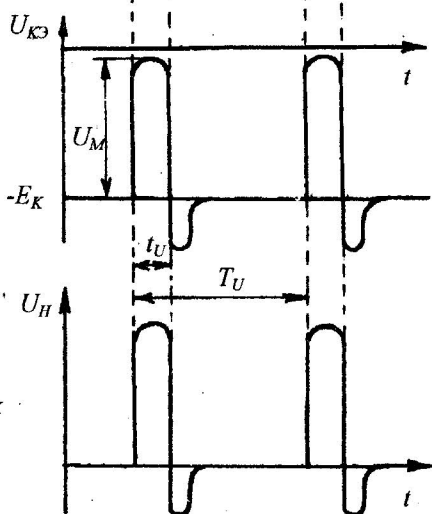




pic.48



pic.50



pic.49

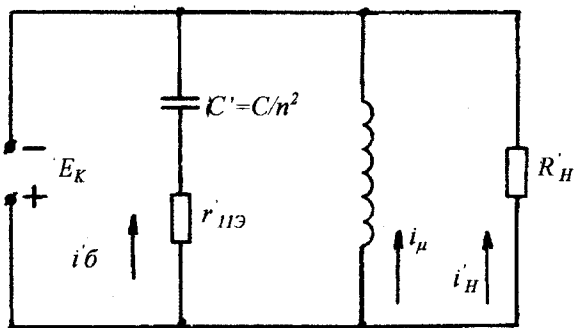


рис.51

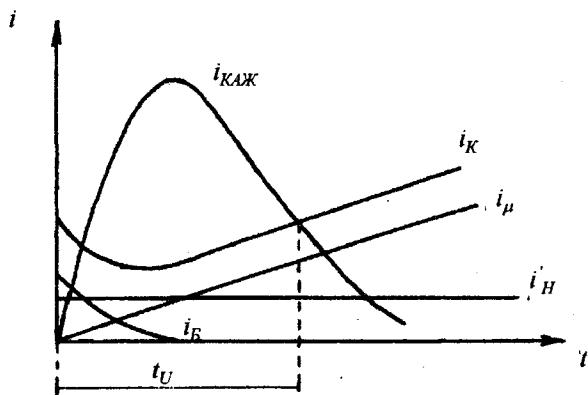


рис.52

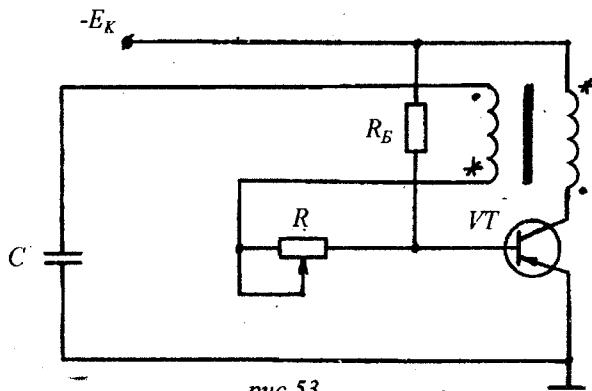
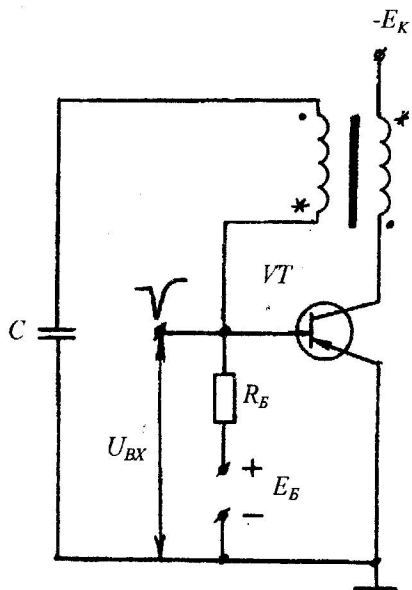
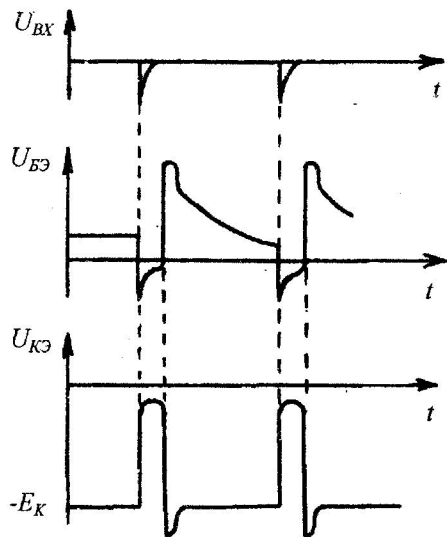


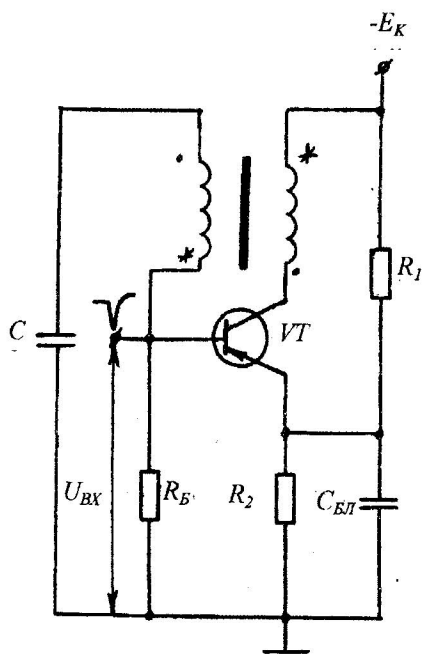
рис.53



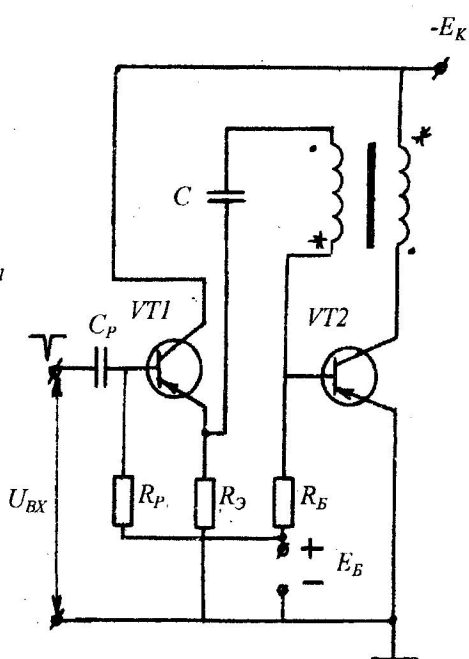
pic.54 a)



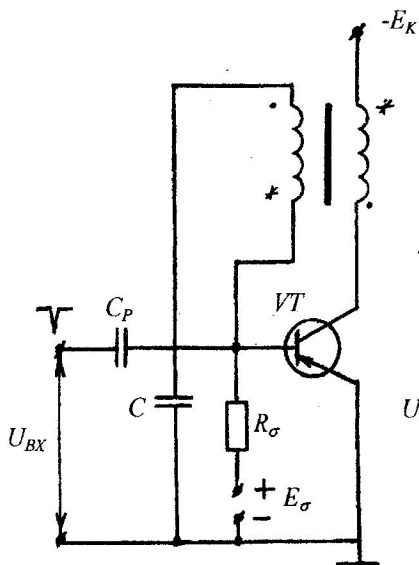
pic.54 б)



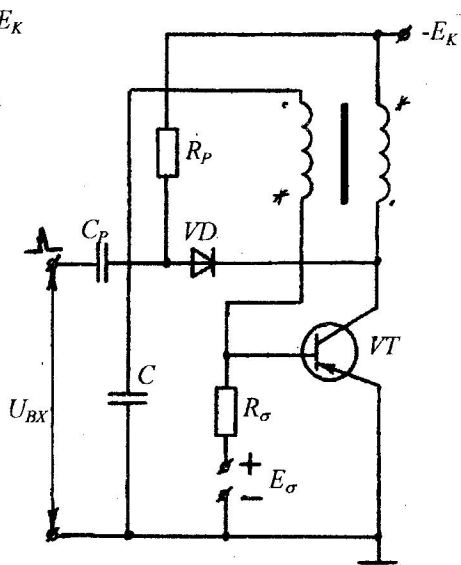
pic.54 б)



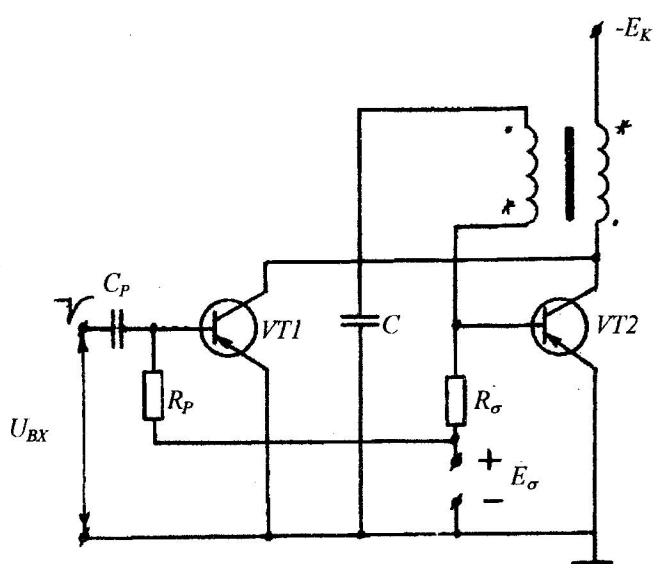
pic.55



pic.56 a)



pic.56 б)



pic.56 в)

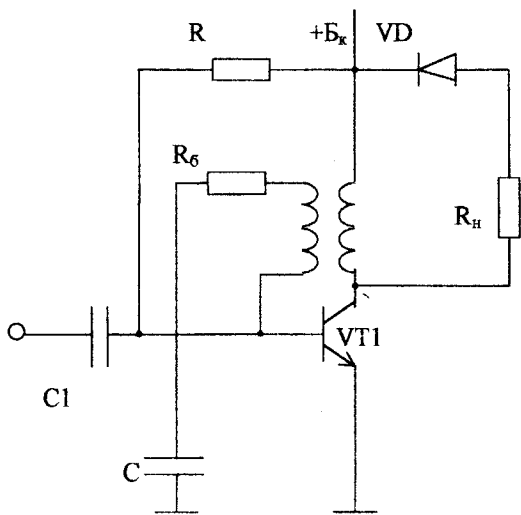


Рис. 57

## Розділ 3 ПРИСТРОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ І МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

### 3.1. ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ

Мета роботи: вивчення принципу роботи і дослідження основних характеристик активних фільтрів.

#### Основні теоретичні відомості

Фільтр - це схема, розрахована на пропускання сигналів у визначеній смузі частот і продавлення сигналів за межами цієї смуги. Коло фільтрації може бути пасивним і активним. Пасивні фільтри вміщують тільки резистори, котушки індуктивності і конденсатори. Активні фільтри, з яких в даній лабораторній роботі розглядається лише один тип, включають в себе поряд з резисторами, котушками і індуктивності і конденсаторами транзистори або операційні підсилювачі. Котушки індуктивності в активних фільтрах використовують рідко, оскільки вони громіздкі, додають велику вартість і можуть мати великі власні резистивні складові (великий внутрішній опір обмоток).

Існує чотири типи фільтрів: фільтри нижніх і верхніх частот, смугові і загороджувальні (або режекторні) фільтри. На рис.1 представлені частотні характеристики фільтрів всіх чотирьох вказаних типів. Фільтр нижніх частот - це схема, напруга на виході якої незмінна від постійного струму до частоти зрізу  $f_{зр}$ . По мірі збільшення частоти сигналу зверх  $f_{зр}$ . Вихідна напруга послаблюється (зменшується). На рис.59.а. дано графік залежності вихідної напруги фільтра нижніх частот від частоти. Суцільна лінія графіка відповідають ідеальному фільтру, тоді як пунктирні лінії показують характеристики фільтрів нижніх частот, в якому сигнал проходить через фільтр, відомий під назвою смуга пропускання частоти, на яких сигнал послаблюється, проходячи через фільтр, створюючи смугу загороджування. Частоту зрізу  $f_{зр}$ . називають також частотою на рівні 0.707 або - 3дБ, частотою згину або злому характеристики.

Фільтр верхніх частот послаблює вихідну напругу на всіх частотах, нижче частоти зрізу  $f_{зр}$ . Вище  $f_{зр}$ . амплітуда напруги на виході фільтру постійна. Графіки частотних характеристик ідеального і реального фільтрів верхніх частот дані на рис.59.б.; суцільна лінія - це ідеальна характеристика, а пунктирні криві показують, як реальні фільтри верхніх частот відрізняються від ідеального.

Смугові фільтри пропускають сигнал тільки в визначеній смузі частот і послабляють всі частоти за межами цієї смуги. Режекторні фільтри діють прямо протилежним чином, тобто вирізають визначену смугу частот, пропускаючи всі частоти за межами цієї смуги. Типові частотні характеристики смугового і режекторного фільтрів показані на рис.59.в і г. Тут, як і на попередніх графіках, суцільні лінії являють ідеальні криві, а пунктирні - реальні.

### 1. Основна схема фільтра нижніх частот

Схема на рис.60.а. зображує собою звичайний активний фільтр нижніх частот (ФНЧ). Фільтрацію виконує RC - коло, а УПІ використовується як підсилювач з одиничним підсиленням. Опір резистора  $R_{3,3}$  дорівнює опорі резистора  $R$ ; він включений в схему для компенсації по постійному струмові. На нульовій частоті ємнісний опір безкінечно великий, а опір постійного струму на обох входних зажимах і відносно землі повинен бути однаковим.

Диференційна напруга між входами фактично дорівнює  $0V$ . Звідси випливає, що напруга на конденсаторі  $C$  дорівнює вихідній напрузі  $U_{вих}$ , оскільки дана схема являється повторювачем напруги  $E_{вх}$  ділиться між  $R$  і  $C$ . Напруга на конденсаторі дорівнює  $U_{вих}$  і обчислюється по формулі:

$$U_{вих} = \frac{1/j\omega \times C}{R + 1/j\omega \times C} \times E_{вх}, \quad (1.а.)$$

де  $\omega$  - частота  $E_{вх}$  в радіанах в секунду ( $\omega = 2 \times \pi \times f$ ), а  $j = \sqrt{-1}$ . Перепишемо рівняння (1.а.) так, щоб отримати коефіцієнт підсилення по напрузі зі зворотним зв'язком  $K_{3,3}$ . При цьому маємо:

$$K_{3,3} = U_{вих} / E_{вх} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1.б.)$$

Для того, щоб показати, що схема на рис.60.а. є фільтром нижніх частот, розглянемо, як змінюється  $K_{3,3}$  в рівнянні (1б) при зміні частоти. На дуже низьких частотах, тобто при наближенні  $\omega$  до 0  $|K_{3,3}| = 1$ , а на дуже високих частотах, коли  $\omega$  прямує до нескінченності  $|K_{3,3}| = 0$ .

(Зверніть увагу на те, що тут мова іде про амплітуду  $K_{3,3}$ , що відбито знаком модуля).

На рис.60.б. дано графік залежності  $K_{3,3}$  від  $\omega$  і показано, що на частотах, перевищуючих частоту зрізу  $\omega_{зр}$ ,  $|k_{3,3}|$  зменшується з швидкістю  $2 \text{ дБ/декада}$ . Це те саме, що сказати: коефіцієнт підсилення по напрузі падає в 10 раз при збільшенні частоти  $\omega$  в 10 раз.

1.2. *Розрахунок фільтра.* Частота зрізу  $\omega_{зр}$  визначається як частота  $E_{ax}$ , на якій  $|k_{3,3}|$  зменшується до 0.707 від того значення, яке вона мала на низьких частотах. Частоту зрізу обчислюють за формулою

$$\omega_{зр} = 1/(RC) = 2 \pi f_{зр}, \quad (2.а.)$$

де  $\omega_{зр}$  - частота зрізу в радіанах в секунду,  $f_{зр}$  - частота зрізу в герцах,  $R$  - в омах, а  $C$  - в фарадах. Рівняння 2.а. можна переписати, розрахувавши його відносно  $C$ :

$$C = 1/(\omega_{зр} R) = 1/(2 \pi f_{зр} R). \quad (2.б.)$$

*Висновки.* Розрахунки фільтра нижніх частот, аналогічно тому, що показано на рис.2.а. здійснюється в три етапи:

1. Вибираємо частоту зрізу  $\omega_{зр}$  або  $f_{зр}$ .
2. Вибираємо вхідний опір  $R$  звичайно між 10 і 100 кОм.
3. Обчислюємо значення  $C$  з рівняння (2.б).

В багатьох випадках потрібен більш крутий спад характеристики вище частоти зрізу. Однією з широко відомих конфігурацій, яка дає такий спад, є фільтр Баттерворта.

## 2. Перше знайомство з фільтром Баттерворта

В багатьох використаннях фільтрів нижніх частот необхідно, щоб коефіцієнт підсилення з зворотним зв'язком в межах смути пропускання був як можна ближче до 1. Для випадків такого роду як найкраще підходить фільтр Баттерворта. Цей фільтр називають також фільтром з максимально плоскою характеристикою; всі фільтри, які ми будемо розглядати в цій лабораторній роботі баттервортовського типу. На рис.61 зображено ідеальна (суцільна лінія) і реальні (пунктирні лінії) частотні характеристики трьох типів фільтра Баттерворта. По мірі збільшення крутизни спаду ці характеристики все більше наближаються до характеристик ідеального фільтру.

Для одержання спаду в  $-40 \text{ дБ/декада}$  можна включити послідовно два активних фільтра, зібраних по схемі рис.60.а. це буде не



найекономніше рішення питання, оскільки тут потрібно два КП. Далі буде показано, як можна на одному КП побудувати фільтр Баттерворта, що забезпечує спад 40 дБ/декаду. Такий фільтр буде включений послідовно з фільтром, який має характеристику з спадом -20 дБ/декаду; при цьому одержимо спад -60 дБ/декаду.

Фільтри Баттерворта не розраховані на підтримку постійного фазового зсуву на частоту зрізу. Основний фільтр нижніх частот з спадом -20 дБ/декаду має на частоті  $\omega_{зр}$  зсуву по фазі  $-45^\circ$ . Фільтр Баттерворта з спадом -40 дБ/декаду має на частоті  $\omega_{зр}$  фазовий зсув, рівний  $-90^\circ$ , а фільтр з спадом -60 дБ/декаду - фазовий зсув  $-135^\circ$ . Таким чином, при кожному збільшенні крутизни спаду на 20 дБ/декаду зсуву по фазі буде збільшуватися на  $-45^\circ$ . Роздивимось фільтр Баттерворта, що має більш крутий спад характеристики, ніж -20 дБ/декаду.

### 3. Фільтр нижніх частот по Баттерворту з нахилом -40 дБ/декаду

Скорочений розрахунок. Схема на рис.62 одна з найбільш широких використовуваних схем фільтра нижніх частот. Вона дає спад 40 дБ/декаду, тобто при збільшенні частоти  $\omega$  від частоти зрізу до  $10 \times \omega_{зр}$  амплітуда  $k_{3,3}$  зменшується до 40 дБ.

Розрахунок фільтра нижніх частот по схемі рис.62 сильно спрощується, якщо зробити опір резисторів  $R$  та  $R_2$  рівними один одному. Розрахунок проводиться всього в чотири етапа:

- 1.Вибираємо частоту зрізу  $\omega_{зр}$  або  $f_{зр}$ .
- 2.Припускаємо  $R = R_1 = R_2$ , як правило значення цього опору вибирається в діапазоні від 10 до 100 Ом. Беремо  $R_{3,3} = r \times R$ .
- 3.Обчислюємо значення  $C_1$  за формулою:

$$C_1 = 0.707/\omega_{зр} R = 0.707/(2 \pi f_{зр} R).$$

- 4.Вибираємо  $C_2 = 2 C_1$ .

### 4. Фільтри Баттерворта верхніх частот

4.1. Вступ. Фільтр верхніх частот - це схема, яка послаблює всі сигнали з частотою нижче визначеної частоти зрізу  $\omega_{зр}$  і пропускає всі сигнали, частоти яких вищі цієї частоти зрізу. Тим самим фільтр верхніх частот виконує функцію, протилежну тій, що здійснює фільтр нижніх частот.

Приведений нижче розрахунок фільтрів верхніх частот аналогічний розрахунку фільтрів нижніх частот. Фактично вся різниця полягає в розташуванні конденсаторів та резисторів кіл фільтрації.

4.2. *Фільтр з нахилом характеристики 20 дБ/декаду.* Порівняйте фільтр верхніх частот по схемі рис.63 з фільтром нижніх частот по схемі рис.60, та зверніть увагу на те, що  $C$  та  $R$  тут помінялись місцями. Резистор  $R_{3,3}$  включений для мінімізації зсуву за постійним струмом. Оскільки ОП включений на рис.63 як повторювач напруги, вихідна напруга  $U_{вих}$  дорівнює падінню напруги на  $R$  і виражається в наступному вигляді:

$$U_{вих} = \frac{I}{1 - j \frac{1}{\omega RC}} * E_{вх} \quad (5)$$

При наближенні частоти в рівнянні (5) до 0 рад/с  $U_{вих}$  наближається до 0 В. На високій частоті, коли  $\omega$  прямує до нескінченності,  $U_{вих}$  дорівнює  $E_{вх}$ . Амплітуда коефіцієнта підсилення з зворотним зв'язком при  $\omega \times R \times C = 1$  дорівнює 0.707 отже, частота зрізу

$$\omega_{зр} = 1/(CR) = 2 \pi f_{зр} \quad (6)$$

або

$$R = 1/(C \omega_{зр}) = 1/(C 2 \pi f_{зр}) \quad (6.6.)$$

Причина, по якій вираз (6.6.) розв'язаний відносно  $R$ , а  $R$ -відносно  $C$ , складається в тім, що звичайно в основному в фільтрах верхньої частоти вибирається величина  $C$  поруч з  $\omega_{зр}$ , а  $R$  обчислюється. Розрахунок схеми рис.63 включає етапи:

1. Вибір частоти зрізу  $\omega_{зр}$  або  $f_{зр}$ .
2. Вибір зручного значення  $C$ .
3. Обчислення значення  $R$  з рівняння (6.6.).
4. Вибір  $R_{3,3} = R$ .

4.3. *Фільтр з нахилом характеристики 40 дБ/декаду.* Схема на рис.64 повинна по розрахунку служити фільтром Баттерворта верхніх частот з нахилом характеристики нижче частоти зрізу  $\omega_{зр}$ , рівним 40 дБ/декаду. Щоб задовольнити критеріям, представленим до фільтрів Баттерворта, НЧХ повинна бути на рівні 0.707 при частоті  $\omega_{зр}$  та на рівні 0 дБ в межах смуги пропускання. Ці умови будуть виконані, якщо дотримуватись наступної процедури розрахунку:

1. Вибираємо частоту зрізу  $\omega_{зр}$  або  $f_{зр}$ ;
2. Представимо  $C_1 = C_2 = C$  та виберемо підходяще значення цієї ємності;

3. Обчислимо значення  $R$ , за формулою:

$$R_1 = 1.414 / (C \omega_{зр}) = 1.414 / (C 2 \pi f_{зр}) \quad (7)$$

4.

$$R_2 = \frac{1}{2} \times R_1 \quad (8)$$

5. Для мінімізації зсуву за постійним струмом приймемо  $R_{2,3} = R$ .

Фільтр з нахилом характеристики 60 дБ/декаду можна сконструювати каскадним з'єднанням фільтрів з нахилом 40 та 20 дБ/декаду.

## 5. Смугові фільтри

5.1. *Вступ.* Смуговий фільтр - це схема, розрахована на пропускання сигналів тільки в визначеній смузі частот та режекцію (подавлення) сигналів за межами цієї смуги.

Частотна характеристика смугового фільтру показана на рис.59.в. Фільтр такого типу дає на виході максимальну напругу  $U_{max}$ , тобто має максимальне підсилення по напрузі тільки на одній частоті, яка називається резонансною частотою  $\omega_p$ . Якщо частота сигналу відрізняється від резонансної, то вихідна напруга зменшується. Існує одна частота вище та одна - нижче  $\omega_p$ , на яких коефіцієнт підсилення по напрузі рівний 0.707 Кр. Ці частоти позначаються відповідно  $\omega_s$  (верхня частота зрізу) та  $\omega_n$  (нижня частота зрізу). Смуга частот між  $\omega_s$  та  $\omega_n$  є смуга пропускання

$$B = \omega_s - \omega_n = 2 \pi (f_s - f_n) \quad (9)$$

Смугові фільтри поділяються на вузькосмугові та широкосмугові. Вузькосмуговим вважається фільтр, смуга пропускання якого не перевищує однієї десятої резонансної частоти ( $B < 0.1 \times 2 \times \pi \times f_p$ ). Інакше (при  $B > 0.1 \times 2 \times \pi \times f_p$ ) фільтр буде широкосмуговим. Відношення частоти резонанса до смуги пропускання називається коефіцієнтом добротності (або просто добротністю)  $Q$  схеми.  $Q$  характеризує вибірковість схеми. В формальному вигляді:

$$Q = \omega_p / B = f_p / (f_s - f_n) \quad (10.a)$$

або

$$B = \omega_p / Q \quad (10.6.)$$

У вузькосмугових фільтрах  $Q > 10$ , а в широкосмугових  $Q < 10$ .

### 5.2. Вузькосмугові фільтри.

Схему на рис. 65 можна розрахувати як широкосмуговий фільтр (з  $Q < 10$ ), так і як вузькосмуговий (з  $Q > 10$ ) фільтр.

На відміну від фільтрів нижніх або верхніх частот, фільтр, показаний на рис. 65, можна виконати з  $K_{3,3} > 1$ . Максимальне підсилення  $K_p$  має місце на частоті резонанса. В основному розроблювач вибирає спочатку частоту резонанса  $\omega_p$  та полосу пропускання  $B$ , після чого обчислює  $Q$  по рівнянню (10.а). В деяких випадках вибирається  $\omega_p$  та  $Q$ , а обчислюється  $B$  - по рівнянню (10.б). Для спрощення розрахунку та обчислень виберемо  $C_1 = C_2 = C$  та визначимо  $R_1, R_2$  і  $R_3$  із наступних виразів:

$$R_2 = 2 / B C = 1 / \pi (f_s - f_n) C \quad (11)$$

$$R_1 = R_2 / 2 K_p \quad (12)$$

$$R_3 = R_2 / 4 Q^2 - 2 K_p \quad (13)$$

Щоб  $R_3$  було позитивним, необхідно щоб  $4 \times Q^2 > 2 \times K_p$ . В рівнянні (11)  $B$  вимірюється в радіанах в секунду.

5.3. Широкасмугові фільтри. Як вказувалось вище, смуговий фільтр з широкою смугою пропускання - це схема, у якій  $Q < 10$ . Схему, показану на рис. 65 можна розрахувати так, щоб вона служила широкосмуговим умовам, що  $4 \times Q^2 > 2 \times K_p$ .

Існує ще один спосіб отримання широкосмугового фільтра, що складається в послідовному включенні фільтрів нижніх і верхніх частот.

Підсилення в смузі пропускання дорівнює 1, оскільки і ФНЧ, і ФВЧ мають одиничне підсилення. При побудові широкосмугового фільтра такого типу байдуже, який фільтр стоїть перший, а який другим.

## 6. Режекторні фільтри

Схема на рис. 66 представляє собою режекторний або загороджуючий фільтр його АЧХ показана на рис. 59.г. Сигнали небажаної частоти, які лежать в смузі загородження, послаблюються. Наприклад, може виникнути необхідність в послабленні сигналів шумів

частоти 60 або 400 Гц, наведених на схему генератором. Розрахунок режекторного фільтру проводиться в п'ять етапів. В основному відомі або стають відомі в процесі проектування необхідна смуга пропускання  $B$  або добротність  $Q$ , а також резонансна частота  $\omega_p$ . При цьому розрахунок проводиться наступним чином:

1. Вибираємо  $C_1 = C_2 = C$  (деяке зручне для нас значення).
2. Визначимо  $R_2$  з формули:

$$R_2 = 2 / B C = 1 / \pi (f_s - f_n) C, \quad (14)$$

де  $B$  - вимірюється в радіанах на секунду.

3. Обчислюємо  $R_1$  за формулою :

$$R_1 = R_2 / 4 Q^2 \quad (15)$$

4. Вибираємо зручне значення  $R_a$ , наприклад 1 кОм.
5. Обчислюємо  $R_0$  за формулою:

$$R_0 = 2 Q^2 R_{01} \quad (16)$$

При настройці режекторного фільтра по рис.67 необхідно виконати такі операції:

1. Заземлити вхід (+) ОП, отримане в результаті коло, являється смуговим фільтром, аналогічним показаному на рис.65, але без  $R_3$ . Підсилення цього смугового фільтру на частоті  $\omega_p$  дорівнює  $2 \times Q^2$ . Підгоніть опори  $R_1$  та  $R_2$  для точної настройки на  $\omega_p$  та підстройте  $B$ .
2. Віддаліть заземлене зі входу (+) та підстройте  $R_0$  до значення, отриманого з (16).

### Порядок виконання роботи

1. В лабораторній роботі дослідження активних фільтрів проводиться на базі ОП 140 УД8. Ознайомтесь з даними ОП.
2. Розрахуйте та зберіть ФНЧ з нахилом характеристики -20 дБ/декаду (рис.2). Частота зрізу  $f_{зр}$  задається викладачем ( $5 \text{ кГц} \leq f_{зр} \leq 15 \text{ кГц}$ ).
3. Змініть та побудуйте АЧХ даного фільтра. Визначте експериментально  $f_{зр}$  та порівняйте з розрахованим значенням.
4. Розрахуйте та зберіть схему ФНЧ з нахилом характеристики -40 дБ/декаду (рис.62). Частота зрізу  $f_{зр}$  задається викладачем ( $10 \text{ кГц} \leq f_{зр} \leq 15 \text{ кГц}$ ).

5. Розрахуйте та зберіть схему ФВЧ з нахилом характеристики 20 дБ/декаду (рис.63). Частота зрізу  $f_p$  задається викладачем ( $1\text{кГц} \leq f_p \leq 5\text{кГц}$ ).

6. Розрахуйте та зберіть схему ФВЧ з нахилом характеристики 40 дБ/декаду (рис.64). Частота зрізу  $f_p$  задається викладачем ( $1\text{кГц} \leq f_p \leq 5\text{кГц}$ ), а величина ємності  $C \geq 1000\text{ пФ}$ .

7. Розрахуйте та зберіть смуговий фільтр (рис.65). Резонансна частота задається викладачем ( $8\text{кГц} \leq f_p \leq 15\text{кГц}$ ).

8. Розрахуйте та зберіть режекторний фільтр (рис.66). Резонансна частота задається викладачем ( $8\text{кГц} \leq f_p \leq 15\text{кГц}$ ), смуга пропускання  $B = \pi 500\text{ Гц}$ . Ємності  $C_1 = C_2 = C = 0.01\text{ мкФ}$ . Виконайте п.3. для даного фільтру.

### Контрольні запитання

1. Призначення активних фільтрів.
2. Назвіть відмінні характеристики кожного з чотирьох типів фільтрів.
3. Можна використати в активних фільтрах індуктивність чи ні?
4. Можна перевищувати резонансну частоту смугового або режекторного фільтрів частоту одиничного наплення ОП чи ні?

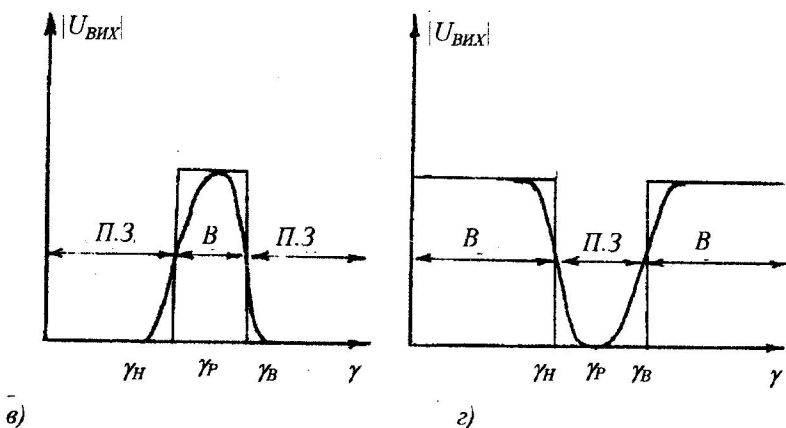
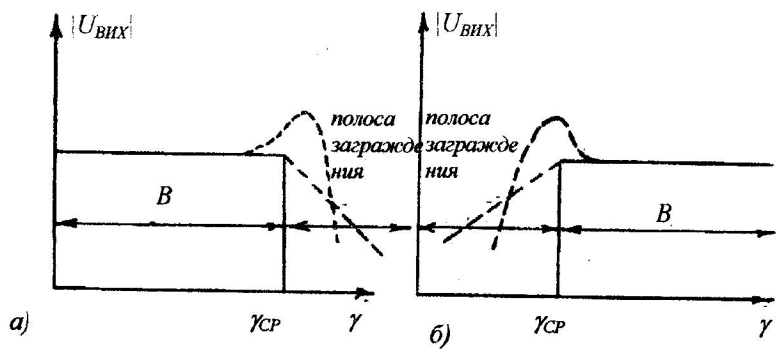


рис.59

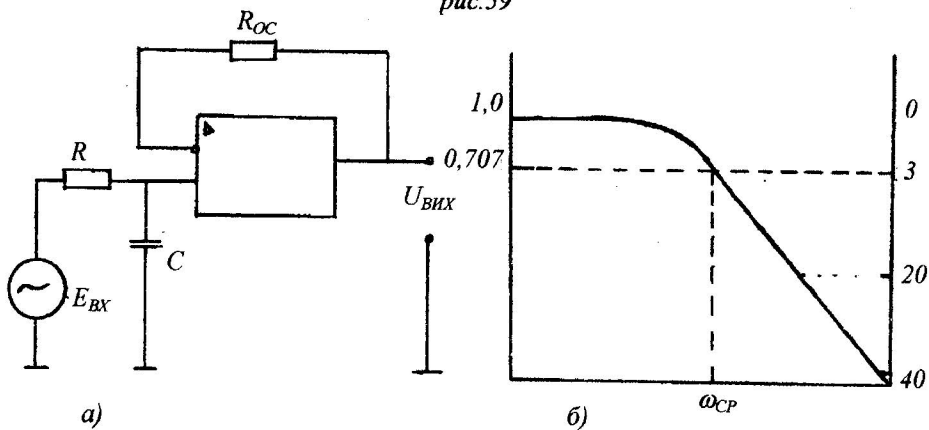


рис.60

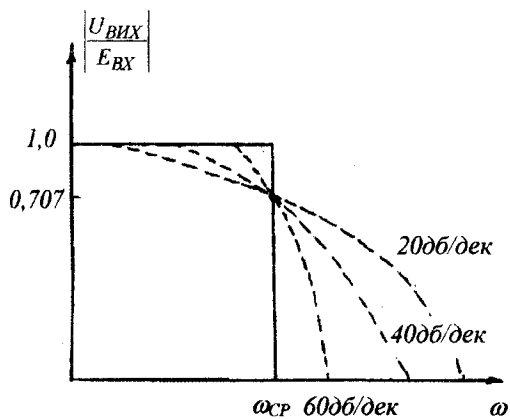


рис.61

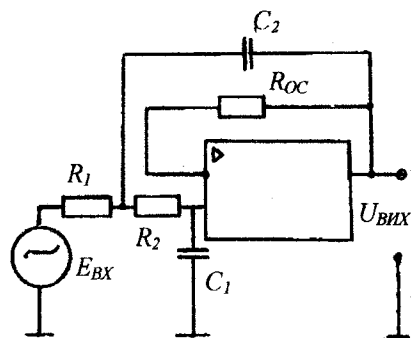


рис.62

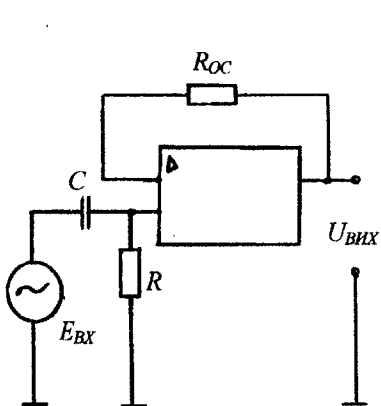


рис.63

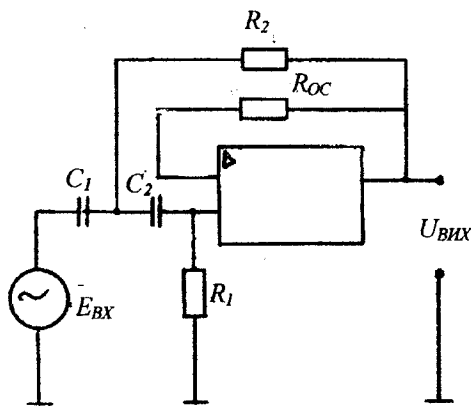


рис.64

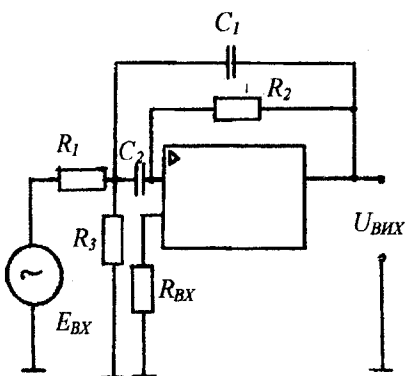


рис.65

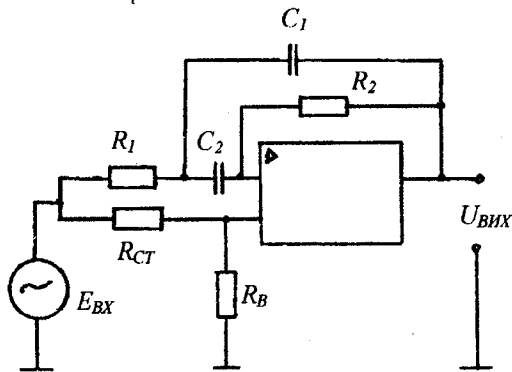


рис.66



### 3.2. ДОСЛІДЖЕННЯ АМПЛІТУДНІ МОДУЛЯЦІЇ І ДЕТЕКТУВАННЯ АМ КОЛИВАНЬ

Мета роботи - дослідження спектрального складу АМ коливань, модуляторів і демодуляторів.

#### Теоретичні відомості

#### Амплітудна модуляція

На рис.67 зображена схема нелінійного амплітудного модулятора, у якому у якості нелінійного елемента використовується діод. На схему діють дві напруги: високочастотна  $u_1=U_1\cos(\omega_0t)$  та  $u_2=U_2\cos(\Omega_0t)$  низькочастотна. Вольтамперну характеристику діода  $i=\Phi(u)$  апроксимуємо поліномом другої степені

$$i=a_0 + a_1u + a_2u^2 \quad (1)$$

Зневажаючи впливом вихідної напруги  $u_{\text{вих}}$  на струм (що у даній схемі можна зробити, якщо еквівалентний опір контура  $R_e$  значно менший диференційного опору діода), отримуємо

$$u=u_1+u_2=U_1 \cos(\omega_0t)+U_2\cos(\Omega t). \quad (2)$$

Підставляємо (2) у (1):

$$i=a_0 + a_1(U_1\cos(\omega_0t) + U_2\cos(\Omega t)) + a_2(U_1^2\cos(\omega_0t) + 2U_1U_2\cos(\Omega t)\cos(\omega_0t) + U_2^2\cos(\Omega t)).$$

Представлення виразу у вигляді суми гармонійних коливань різних частот дозволяє побудувати спектр струму (рис.68). Спектр струму містить перші і другі гармоніки частот  $\omega_0$  і  $\Omega$  та комбінаційні частоти другого порядку ( $\omega_0 \pm \Omega$ ). Для отримання АМ коливань треба з усього спектра відокремити компоненти з частотами  $\omega_0, +\Omega, \omega_0 - \Omega$ , що досягається пропусканням струму крізь коливальний контур, налагоджений на частоту  $\omega_0$ . Складові струму з частотами, близькими до  $\omega_0$  визначаються як:

$$i_{\omega_0}=a_1U_1\cos(\omega_0t)+2a_2U_1U_2\cos(\Omega t)\cos(\omega_0t).$$

Якщо характеристика  $Z_e(\omega)$  контура така, що для частот  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + \Omega$  і  $\omega_0 - \Omega$   $Z_e(\omega) \approx R_e$ , а для решти компонент струму  $Z_e(\omega) \approx 0$ , то на контурі отримаємо АМ напругу:

$$u_{вих} = i \omega R_e = a_1 R_e U_1 \left( 1 + \frac{2a_2 U_2}{a_1} \cos(\Omega t) \right) \cos(\omega_0 t),$$

яку можна записати як:

$$u_{вих} = U_{вих} (1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t),$$

де

$$U_{вих} = a_1 R_e U_1, \quad m = 2(a_2 / a_1) U_2.$$

Глибина модуляції  $m$  напруги тим більша, чим сильніша нелінійність характеристики, яка визначається  $a_2$ , і амплітуда модулюючого сигналу  $U_2$ . В розглянутому випадку нелінійність елемента з квадратичною характеристикою (I) амплітуда АМ коливань змінюється пропорційно модулюючому сигналу  $U_2$ , тобто модуляція виявляється неспотвореною.

Неспотворена модуляція у нелінійних колах має місце далеко не завжди. Так, наприклад, якщо у тій же схемі характеристика нелінійного елемента апроксимується поліномом третьої степені  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3$ , то спектр струму, що отримуємо при вхідній напрузі (2), буде містити вже по три гармоніки частот  $\omega_0$  і  $\Omega$  та комбінаційні частоти другого й третього порядків ( $\omega_0 \pm \Omega$ ,  $\omega_0 \pm 2\Omega$ ,  $2\omega_0 \pm \Omega$ ). Цей спектр побудований на рис.69. Для отримання неспотвореної модуляції необхідно, як і раніше, поставити фільтр (наприклад, контур), який виділяє з усього спектра струму тільки компоненти частот  $\omega_0$  і  $\omega_0 \pm \Omega$ . Однак, оскільки смуга пропускання фільтра повинна визначатися найбільшою можливою частотою модуляції  $\Omega_{\max}$ , а у спектрі модулюючого сигналу будуть і частоти  $\Omega$ , значно менші  $\Omega_{\max}$  для більшості частот  $\Omega$  фільтр не дозволить позбавитись від складових  $\omega_0 \pm 2\Omega$ . Присутність цих компонент означає модуляцію високочастотного коливання частотами  $2\Omega$ , тобто спотворення огинаючої. Якщо ж степінь апроксимуючого полінома буде вище третьої, то спотворення огинаючої будуть ще більшими за рахунок модуляції вищими гармоніками частоти  $\Omega$ .

У зв'язку з цим виникає питання: чи не можна зменшити кількість компонент у спектрі струму  $i$ , зокрема, позбавитись від таких, які приводять до спотворення коливання, яке було змодульоване? Це виявляється можливим у більш складних схемах.

На рис.70 зображена схема балансного (двотактного) модулятора, який являє, по суті, два одноктактних, з'єднаних так, що спільна вихідна напруга дорівнює різниці напруг на виході кожного. Вольтамперні характеристики діодів  $D_1$  й  $D_2$  вважаємо ідентичними і такими, що апроксимуються поліномами третьої степені; опір  $R$  навантаження вважаємо однаковим та малим, вторинну обмотку трансформатора - симетричною.

Нехай у даний момент полярність діючих напруг  $u_1$  і  $u_2$  відповідає позначеній на рисунку.

Обходячи коло кожного діода у напрямку провідності від катода до аноду й нехтуючи, через мале значення опорів  $R$ , падінням напруги на них, отримуємо напругу на діодах:

$$u_{d1}=u_1+u_2, \quad u_{d2}=u_1-u_2.$$

Струми у колах діодів визначаються як

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \phi(u_1+u_2) = a_0 + a_1(u_1+u_2) + a_2(u_1+u_2)^2 + a_3(u_1+u_2)^3 \\ i_2 &= \phi(u_1-u_2) = a_0 + a_1(u_1-u_2) + a_2(u_1-u_2)^2 + a_3(u_1-u_2)^3 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Напруга на виході балансного модулятора

$$u_{\text{вих}} = R(i_1 - i_2) \quad (4)$$

з урахуванням (3) виявляється

$$u_{\text{вих}} = 2R(a_1 u_2 + 2a_2 u_1 u_2^2 + a_3 u_2 + 3a_3 u_1^2 u_2) \quad (5)$$

На рис.69б побудований спектр вихідної напруги балансного модулятора, який отримуємо з виразу (5). Цей спектр містить значно меншу кількість складових, ніж спектр вихідної напруги одноктактного модулятора (рис.69а). Зникли, зокрема, компоненти  $\omega_0 \pm 2\Omega$ , які викликали спотворення. Одночасно зникли несуча частота  $\omega_0$  і її гармоніки. Причина зникнення останніх очевидна: струм кожного діода містить по три гармоніки частоти  $\omega_0$ , падіння напруги від якої на обох навантажувальних опорах  $R$  виявляються однакової величини, але протилежної полярності; тому у вихідній напрузі вони будуть відсутні.

Для подальшого зменшення кількості компонент у спектрі вихідної напруги у схему балансного модулятора вводять ще два діода ( $D_3$  й  $D_4$ ), як показано на рис.71а. При послідовному обході всіх чотирьох діодів вони

ввімкнені у кільце в одному напрямку; тому схемі дали назву кільцевого модулятора або кільцевого перетворювача. Часто цю схему зображують, як показано на рис.71б. По суті, кільцевий модулятор являє два балансних модулятора (один -- на діодах  $D_1$  й  $D_2$ , рис.70, другий - на діодах  $D_3$  й  $D_4$ ), які працюють на загальне навантаження.

Для визначення струмів, які течуть у схемі, обійдемо коло кожного діода у напрямку провідності крізь джерело сигналів та опір навантаження. Позначаючи через  $i_n$  струм, що тече крізь діод  $D_n$  ( $n=1,2,3,4$ ), помічаємо, що струми  $i_1$  і  $i_2$ , як раніше, визначаються виразами (3), а струми  $i_3$  і  $i_4$ :

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= \phi(-u_1 - u_2) \\ i_4 &= \phi(-u_1 + u_2) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Напрямки струмів  $i_1$  і  $i_2$  збігаються з показаними на рис.70, а струмів  $i_3$  і  $i_4$  позначені пунктирними лініями на рис.71а. На тому ж рисунку зображені напрямки всіх струмів  $i_1+i_4$ , що течуть крізь навантажуючі опори.

$$U_{\text{вих}} = R(i_1 - i_2) + R(i_3 - i_4).$$

Позначимо  $u_{\text{вих1}} = R(i_1 - i_2)$ , а  $u_{\text{вих2}} = R(i_3 - i_4)$ . Вираз для  $u_{\text{вих1}}$  збігається з (4), тому значення  $u_{\text{вих}}$  може бути підраховано згідно (5). Залежності (6) струмів  $i_3$  і  $i_4$  від напруг  $u_1$  і  $u_2$  можуть бути отримані з виразів (3) відповідно для  $i_1$  і  $i_2$ , якщо у останніх знаки  $u_1$  і  $u_2$  змінити на протилежні. А це означає, що  $u_{\text{вих2}}$  можна отримати з (5) зміною знаків  $u_1$  і  $u_2$ :

$$u_{\text{вих}} = 2R(-a_1 u_2 + 2a_2 u_1 u_2 - a_3 u_2^3 - 3a_3 u_1^2 u_2) \quad (7)$$

Підсумовуючи (5) и (6), отримуємо:

$$u_{\text{вих}} = 8R a_2 u_1 u_2$$

Таким чином, у рамках зроблених припущень кільцевий модулятор веде себе, як ідеальний перетворювач - перемножувач двох вхідних сигналів. Спектр його вихідної напруги для вхідних сигналів (2) побудований на рис.69в: він складається з двох порівняно близьких бокових частот  $\omega_0 \pm \Omega$ .

Для того, щоб кільцевий модулятор працював як ідеальний перетворювач, необхідне виконання умов:

... - вольтамперні характеристики всіх чотирьох нелінійних елементів повинні бути ідентичними;

... - характеристики повинні апроксимуватися поліномами степенів не вище третьої, що виявляється достатньо точним лише для невеликих амплітуд  $U_1$  і  $U_2$ . Отже, кільцевий модулятор може бути ідеальним перемножувачем сигналів тільки малої амплітуди.

На практиці у якості нелінійних елементів модуляторів використовують не діоди (як було зображено на рис.67), а транзистори. Високочастотну напругу, що модулюється, подають на вхідне коло нелінійного елемента. Модулюючий сигнал вводять у коло різних електродів: у транзисторах - у коло бази чи колектора (відповідно базова чи колекторна модуляція).

Як бачимо на рис.69в, напруга на виході балансного модулятора (перемножувача) містить бокові частоти  $\omega_0 \pm \Omega$ . Для отримання АМ коливань достатньо додати складову з частотою  $\omega_0$ . Така структурна схема наведена на рис.72.

### Детектування. Загальні відомості

Детектування являє собою процес, зворотний модуляції. При модуляції один з параметрів високочастотного переносника змінюється пропорційно керуючому, найчастіше низькочастотному коливанню. Детектування - це відтворення того керуючого сигнала, яким проводилась модуляція.

Детектування вважається неспотвореним, якщо напруга на виході детектора повторює закон зміни параметра модульованого коливання (амплітуди у випадку АМ, частоти у випадку ЧМ, фази у випадку ФМ). Якщо ж характер зміни вихідної напруги детектора відрізняється від характеру зміни параметра модульованого коливання, то має місце спотворення.

Оскільки у спектрі модульованого коливання містяться тільки високочастотні компоненти (несучі та бокові частоти), а результатом детектування є отримання низькочастотних коливань, лінійні кола для детектування не придатні. У більшості випадків детектори являють собою нелінійні прилади, інколи - параметричні.

На рис.73 наведена узагальнена схема детектора, що складається з двох частин: нелінійного (НП) чи параметричного (ПП) перетворювача, у вихідному колі якого створюється струм з постійною складовою  $I_0$  (чи напруга з постійною складовою  $U_0$ ) при впливі на вхід гармонійної напруги  $u_{вх} = U \cos(\omega t + \varphi)$  і фільтра нижніх частот ФНЧ, який запобігає проходженню на вихід детектора високочастотних складових.

Перетворювачі, що застосовуються, повинні мати наступні особливості:

- у детекторі АМ сигналів величина  $I_0$  повинна залежати від  $U$ ,
- у детекторі ЧМ сигналів величина  $I_0$  повинна залежати від  $\omega$ ,
- у детекторі ФМ сигналів величина  $I_0$  повинна залежати від  $\varphi$ .

Якщо ці умови виконуються і на вхід детектора подається модульоване коливання, один з параметрів якого змінюється повільно, тобто з низькою частотою, постійна складова струму  $I_0$  на виході відповідного детектора також буде змінюватися з низькою частотою, і це коливання після проходження крізь ФНЧ буде виділено на виході детектора.

Очевидно, детектування буде неспотвореним, якщо зміна постійної складової струму  $I_0$  буде проходити пропорційно зміні відповідного параметра, що буде змодульовано ( $U$ ,  $\omega_0$  чи  $\varphi$ ).

У зв'язку з цими важливішими характеристиками детекторів є характеристики детектування, під якими розуміються залежності  $I_0$  і  $U$  у амплітудних від  $\omega$  у частотних і від  $\varphi$  у фазових детекторах. Часто під характеристикою детектування розуміють залежність зміни постійної складової струму від зміни параметра, що змодульовано.

На рис.74 наведені графіки, згідно яких визначається струм, що тече через діод, при дії на нього АМ напруги

$$u_{\text{вх}} = U(1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t) \quad (8)$$

Оскільки діод має односторонню провідність, струм має характер імпульсів довжиною у половину періода частоти  $\omega_0$ , амплітуда яких змінюється при зміні огинаючої вхідної напруги. У послідовності імпульсів струму, що була отримана, міститься вже й низькочастотна складова частоти  $\Omega$ . Дійсно, імпульси струму  $i$  відрізняються головним чином амплітудою  $I$ . Залежність  $i(t)$  можна розглядати як результат модуляції імпульсів струму, записаних у вигляді ряду Фур'є

$$I_0 + I_1 \cos(\omega_0 t) + I_2 \cos(2\omega_0 t) + \dots$$

коливання низької частоти

$$i = (1 + m \cos(\Omega t))(I_0 + I_1 \cos(\omega_0 t) + I_2 \cos(2\omega_0 t) + \dots) \quad (9)$$

Таким чином, струм  $i$  містить постійну складову та компоненти високої частоти  $\omega_0$  та її гармонік, кожна з яких модульована низькочастотним сигналом, що нас цікавить.

На рис.74 штрих-пунктирна лінія зображує залежність постійної складової струму від часу  $I_0(t)$ , що визначається як середнє значення струму  $i$  за період високої частоти  $\omega_0$ :

$$I_0' = (1 + m \cos(\Omega t))I_0 \quad (10)$$

Для виділення низькочастотного сигналу послідовно з нелінійним елементом можна підключити опір  $R$ , напруга на якому  $u=iR$  буде створюватись усіма компонентами струму (9), а потім встановити ФНЧ у відповідності з блок-схемою детектора рис.73. При цьому на виході ФНЧ високочастотні компоненти будуть відсутні. Одержується напруга  $u_{\text{вих}}$ , повторююча струму (10); осцилограма  $u_{\text{вих}}$  наведена на рис.74.

На практиці необхідна фільтрація досягається шляхом підключення ємності  $C$  паралельно опорі  $R$ . У результаті отримуємо схему діодного детектора, що зображена на рис.75 суцільними лініями.

На рис.76 а і б наведені, відповідно спектри напруги (8) і струму (9). Для того, щоб високочастотні складові струму не створювали вихідної напруги, обирають величину ємності  $C$  такою, щоб спільний опір  $RC$ -кола для частоти  $\omega_0$  був достатньо малий. Для цього необхідно, щоб

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \quad (11,а)$$

Для того, щоб низькочастотні компоненти струму створювали велику вихідну напругу, опір  $R$  повинен бути достатньо великим і, до того ж, для низьких частот

$$\frac{1}{\Omega C} \gg R \quad (11,б)$$

з тим, щоб опір навантаженого кола  $Z_H \approx R$  для цих частот.

З'єднуючи ці дві нерівності, можна записати вимоги, що визначають вибір ємності  $C$ :

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C}$$

На рис.76б пунктирна лінія відтворює залежність  $Z_H$  від  $\Omega$ . Перемножуючи амплітуди спектральних компонент на відповідні величини  $Z_H$ , отримуємо спектр вихідної напруги (рис.76в), що містить дві компоненти: постійну складову  $U_{\text{вих}0}$  і низькочастотну  $U_{\text{вих}\Omega}$ . Постійну

складову по системах зв'язку не передають. Для того, щоб позбавитися від неї, достатньо на виході детектора у точках 1-1 підключити поділяюче коло (показане пунктиром на рис.75), створене ємністю  $C_1$  і опором  $R_1$ . Якщо величини  $C_1$  і  $R_1$  вибрані так, що

$$\frac{1}{\Omega C_1} \ll R_1,$$

низькочастотна компонента  $u_{\text{вих}\Omega}$  майже повністю потрапляє на вихід потенціометра ( $u_{\text{вих}\Omega} \approx u_{\text{вих}\Omega}$ ); складова  $u_{\text{вих}0}$  повністю виділяється на ємності  $C_1$ . У результаті отримується напруга  $u_{\text{вих}2}$  без постійної складової (рис.74б).

### Схема експеримента

У лабораторній роботі дослідження необхідно проводити по схемі, що наведена на рис.77. У даній роботі на ОП 140УД7 (ДА) реалізований RC-генератор низької частоти ( $f_H$ ) по схемі з мостом Віна. Елементи  $C_1 = C_2 = C$ , а  $R_1 = R_2 = R$ . У цьому випадку

$$\Omega = \frac{1}{RC} \text{ або } f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

Амплітудний модулятор реалізований на транзисторі VT1. Низькочастотний сигнал  $f_H$  від RC-генератора подається на базу транзистора через  $C_3$ , а високочастотний сигнал подається на емітер транзистора через  $C_5$  від звукового генератора. Навантаженням модулятора є коливальний контур, що створюється первинною обмоткою трансформатора  $Tr$  з індуктивністю  $L_1$  і ємністю  $C_4$ .

Вторинна обмотка трансформатора  $Tr$  з індуктивністю  $L_2$  навантажена на амплітудний детектор з елементами VD,  $R_{10}$ ,  $C_6$ ,  $C_7$  й  $R_{11}$ . Бажано щоб  $f_H \leq 700$  Гц, а  $16 \text{ кГц} \leq f_B \leq 18 \text{ кГц}$ .

### Проведення дослідження

1.Зібрати схему, наведену на рис.77, де:

ДА - 140УД7, VT1 - КТ312, VD - Д220,  $C_1 = C_2 = C = 0,1$  мкФ,  $R_1 = R_2 = 3$  кОм,  $R_3 = 2$  кОм,  $R_4 = R_7 = 4,7$  кОм,  $R_5 = 2,4$  кОм,  $R_6 = 5,6$  кОм,  $R_8 = 91$  кОм,  $R_9 =$



200 Ом,  $R_{10} = R_{11} = 3$  кОм,  $C_3 = C_5 = C_7 = 3,3$  мкФ,  $C_4 = 68$  нФ,  $C_6 = 0,1$  мкФ,  $L_1=L_2=840$  мкГн

Примітка: викладач може змінити значення номіналів, які впливають на частоту  $f_H$  RC-генератора і ємність  $C_4$ , яка впливає на резонансну частоту контура  $C_4L_2$ .

2.Розрахувати резонансну частоту паралельного коливального контура  $C_4L_1$  за формулою

$$f_{PE3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_4L_1}}$$

3.Відімкнути ємність  $C_3$ , тобто не подавати НЧ сигнал на амплітудний модулятор. Відімкнути також детектор АМ коливань. Встановити рівень високочастотної напруги від ЗГ 1,3 В і, змінюючи його частоту, налагодити схему на резонансну частоту контура  $C_4L_1$ . Пояснити чому мають місце розходження між теоретичним і експериментальним визначеннями  $f_{рез}$  контура  $C_4L_1$ .

4.Підключити осцилограф до виходу ГНЧ на ОП і змінним опором  $R_4$  добитися стійких коливань синусоїдальної форми на його виході. Виміряти частоту цих коливань.

5.Увімкнути ємність  $C_3$ , тобто подати НЧ сигнал на базу амплітудного модулятора. Змінним опором  $R_7$  необхідно встановити глибину модуляції вихідного сигналу на вторинній обмотці трансформатора  $Tr$  близько 50%.

Для експериментального визначення глибини модуляції ( $m$ ) використовують формулу

$$m = \frac{A-B}{A+B} \cdot 100\% \quad \text{і рис.78.}$$

Замалюйте форму напруги на виході модулятора.

6. Увімкніть детектор АМ коливань до виходу схеми і накресліть форму напруги на виході детектора на ємності  $C_6$  та на опорі  $R_{11}$ . Визначте осцилографом значення постійної складової на ємності  $C_6$  та низькочастотної складової на  $R_{11}$ .

### Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи найпростішого АМ.
2. Які спектральні складові містять АМ коливання?
3. Поясніть принцип роботи балансного модулятора.

4. Чому для детектування АМ коливань детектор повинен містити нелінійний елемент?

5. Намалюйте схему найпростішого амплітудного детектора і модулятора.

6. Як реалізувати таку схему, щоб частота огинаючих АМ коливань залежала від температури, вологості, тиску тощо?

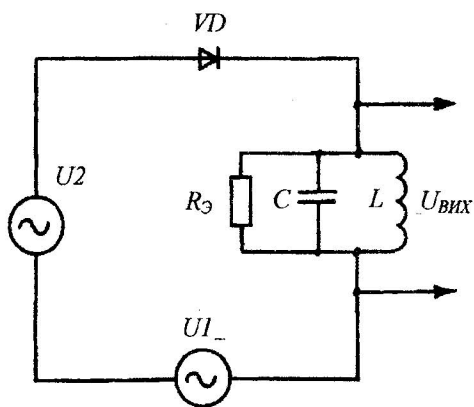


рис. 67

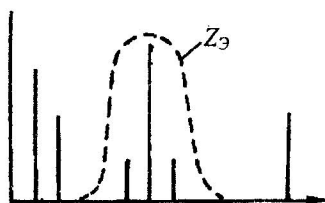


рис. 68

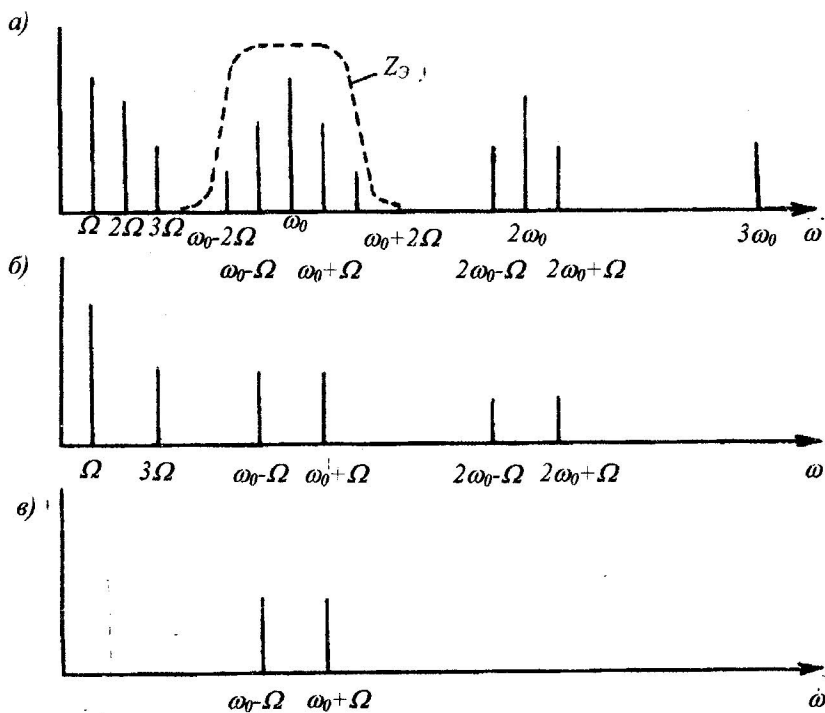


рис. 69

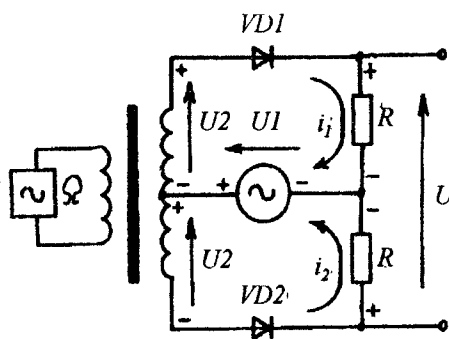


рис. 70

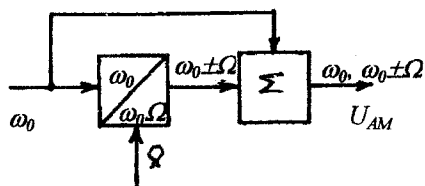


рис. 72

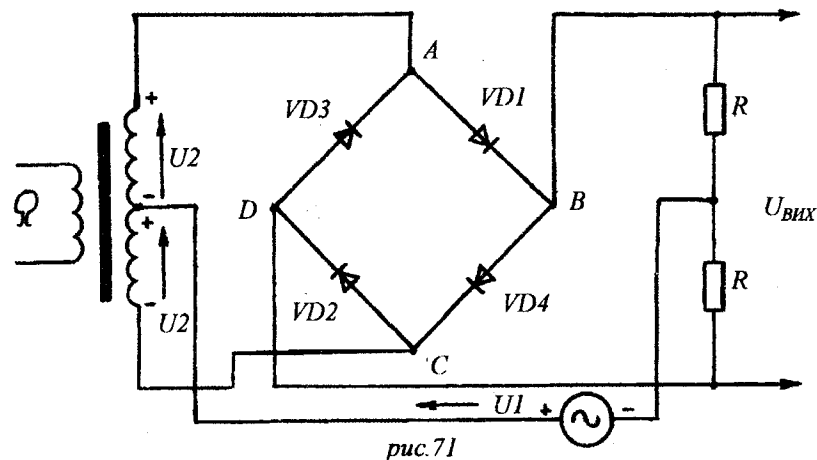
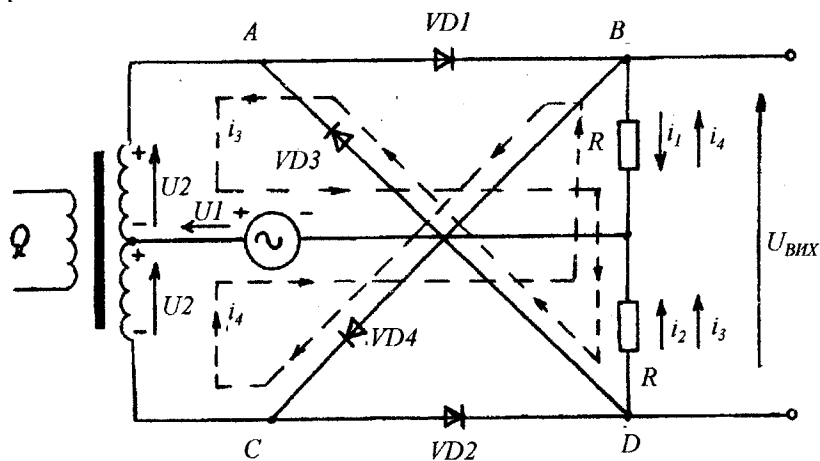


рис. 71

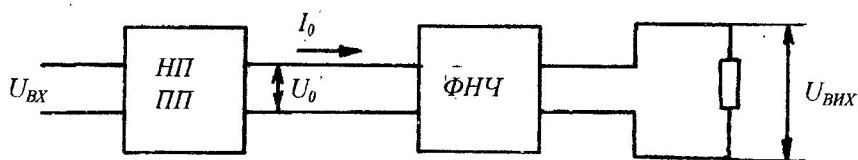


рис.73

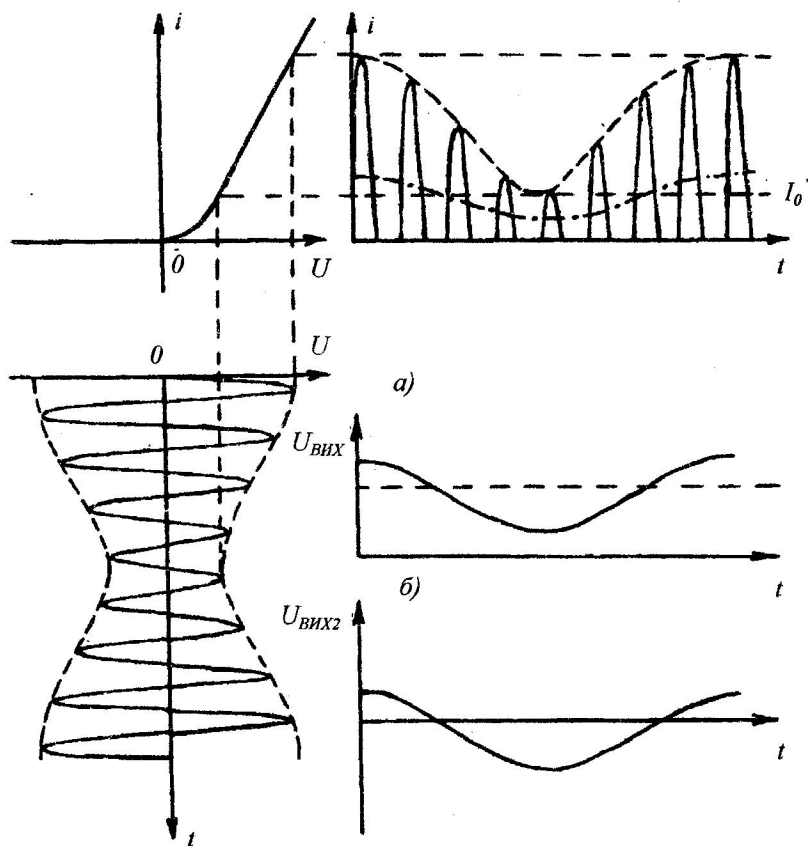


рис.74

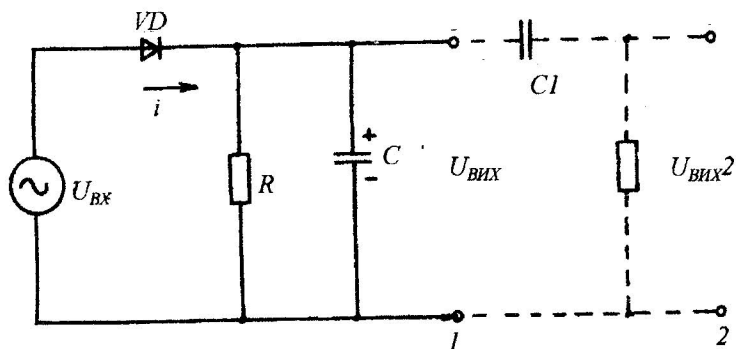


рис.75

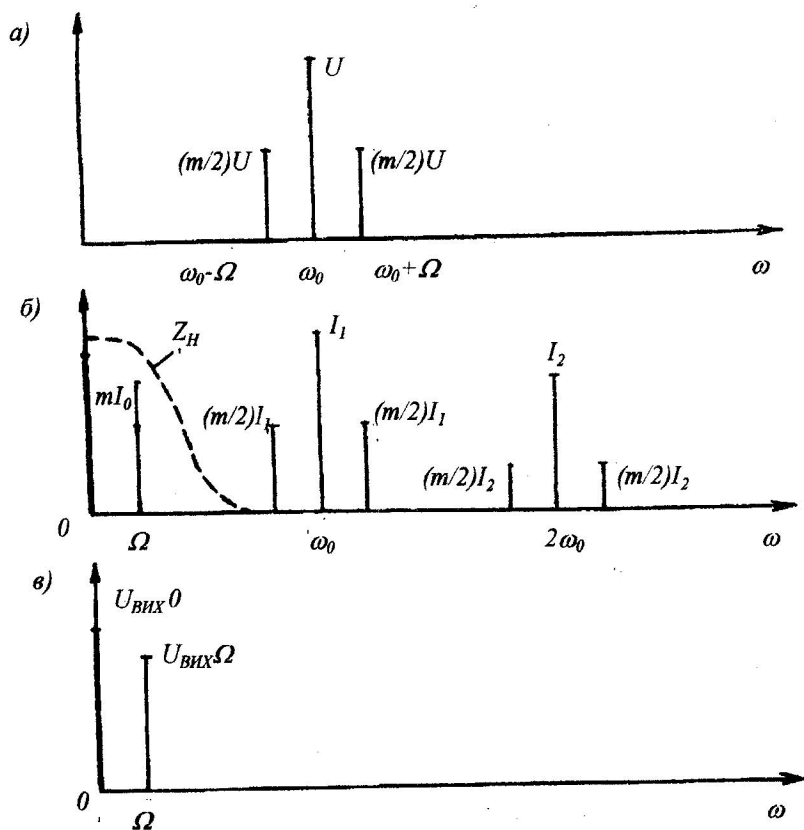


рис.76

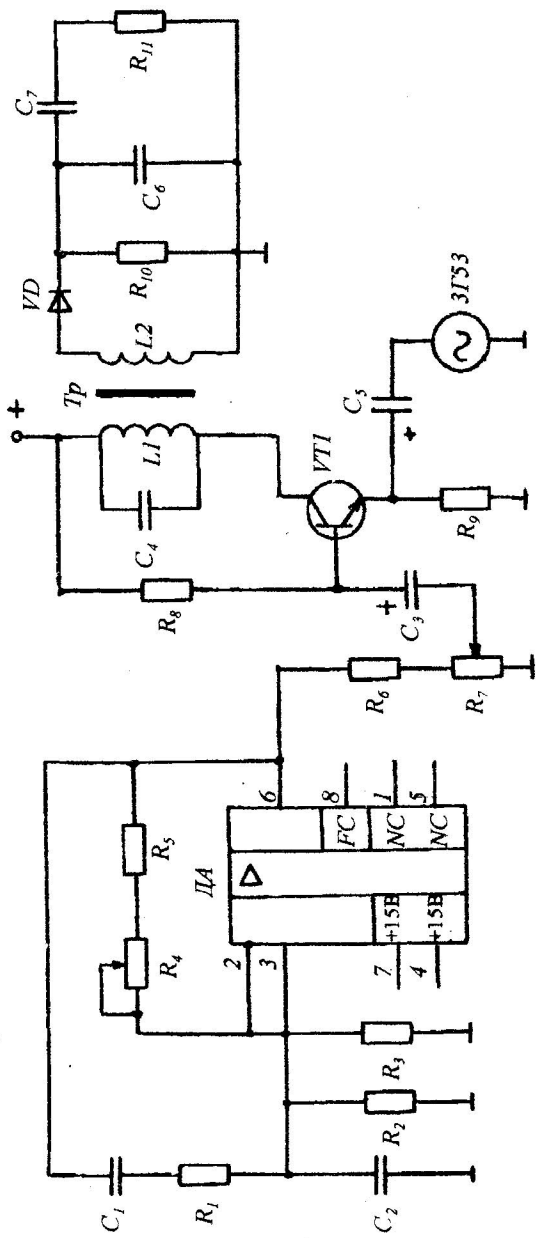


рис. 77

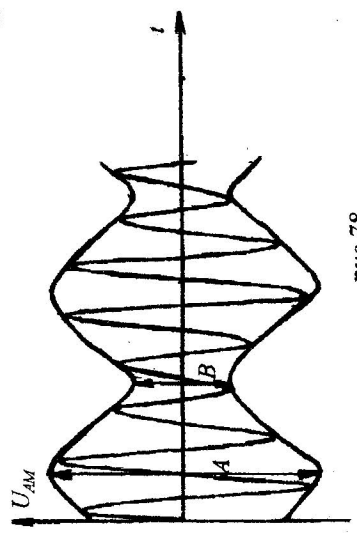


рис. 78

## Література

1. Скаржепа В.А., Луценко А.Н., Электроника и схемотехника. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики. Под ред. А.А. Краснопрошиной.-К.: Вища школа, 1989.-431с
2. Захаров В.К., Ліпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики.-Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1984.-432с.
3. Скаржепа В.А., Новацкий А.А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника: Лабораторный практикум.-К: Вища школа, 1989.-279с.
4. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер с англ.- М.: Мир, 1992. - 560с.
5. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике.- М.: Энергоатомиздат, 1987.- 320 с.
6. Скаржепа В.А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника: Сборник задач / Под редакцией А.А. Краснопрошиной. - К.: Вища школа, 1989.-232с.
7. Краснопрошина А.А., Скаржепа В.А., Кравец П.И. Электроника и микросхемотехника. Ч.2. Электронные устройства промышленной автоматики / Под ред. А.А. Краснопрошиной.-К.: Вища школа, 1989.-303с.
8. Методичні вказівки до виконання контрольних робіт з курсу "Електронні пристрої автоматики". Ч.1. / Уклад. М.І. Бандак, Ю.В.Шабатура, М.М.Данильчук.- Вінниця: ВПЦ, 1993.-40с.
9. Методичні вказівки до виконання розрахункових завдань з курсів "Електронні пристрої автоматики" та "Елементи автоматики". / Уклад. М.І.Бандак, Ю.В.Шабатура.- Вінниця : ВПЦ, 1993.-60с.



Міністерство освіти України  
Вінницький державний технічний університет

Навчальне видання

Юрій Васильович Шабатура, Мірча Іванович Бандак,  
Василь Васильович Присяжнюк

Електроніка та мікросхемотехніка  
Ч. 2.

Електронні пристрої систем автоматики  
Лабораторний практикум

Навчальний посібник

Вінниця ВДТУ 1998

Редактор Т. А. Ягельська

Тир. 50 прим.

---

ВДТУ, 286021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95