

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Ильшат Ринатович Мухаметзянов

Должность: директор

Дата подписания: 14.07.2023 09:36:08

Уникальный программный ключ:

aba80b84073c9ef196798e9ea0134f90a87a10954ba270e84b7e64f02d1d8d0

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**  
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего  
образования «Казанский национальный исследовательский технический  
университет им. А.Н. Туполева-КАИ»  
(КНИТУ-КАИ)  
Чистопольский филиал «Восток»

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ  
по дисциплине  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА**

Индекс по учебному плану: **Б1.В.04.01**

Направление подготовки: **09.03.01 Информатика и вычислительная техника**

Квалификация: **Бакалавр**

Профиль подготовки: **Автоматизированные системы обработки информации  
и управления**

Типы задач профессиональной деятельности: **проектная, производственно-  
технологическая**

Рекомендовано УМК ЧФ КНИТУ-КАИ

Чистополь  
2023 г.

№ п/п	№ темы	Наименование лабораторных работ	Трудоемкость (час.)
1.	1	Цепь со смешанным последовательно-параллельным соединением резисторов	4
2.	1	Электрическая мощность и работа	4
3.	2	Цепи синусоидального тока с резисторами, конденсаторами и катушками индуктивности	4
4.	3	Трехфазная нагрузка, соединенная по схеме «звезда»	4
5.	3	Исследование трехфазных цепей	4
6.	4	Переходный процесс в цепи с конденсатором и резисторами	4
7.	4	Процессы включения и отключения цепи с катушкой индуктивности	4
8.	4	Затухающие синусоидальные колебания в r-l-с контуре	4
9.	5	Коэффициент трансформации	4
10.	6	Исследование биполярного транзистора	4
11.	6	Расчет и исследование генераторов синусоидальных колебаний	4
12.	6	Исследование усилителя с отрицательной обратной связью	4
13.	6	Исследование избирательного rс-усилителя	4
14.	6	Исследование ключевых схем на биполярном транзисторе	4

# Лабораторная работа № 1

## ЦЕПЬ СО СМЕШАННЫМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ РЕЗИСТОРОВ

### 1.1. Общие сведения

Смешанные соединения часто встречаются в электрических слабо- и высоко-точных цепях. На рис. 1.1 показан пример такой цепи. Она состоит из последовательно ( $R_1$  и  $R_2$ ) и параллельно ( $R_3$  и  $R_4$ ) соединенных резисторов.

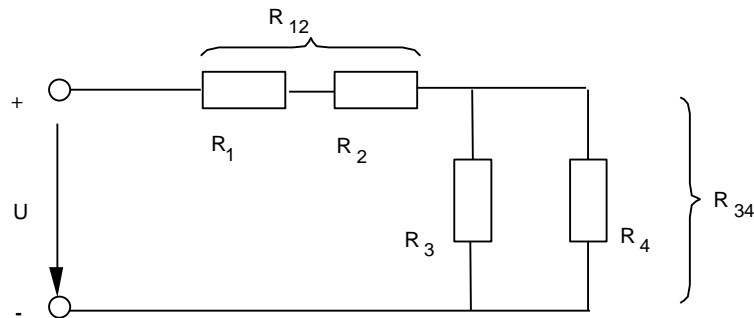


Рис. 1.1

Участки цепи с последовательным и параллельным соединением резисторов относительно друг друга соединены последовательно. Чтобы вычислить полное сопротивление цепи, поочередно подсчитывают эквивалентные сопротивления участков цепи, получая в конце искомый результат. Так, для цепи (рис. 4.9.1) это делается следующим образом:

$$R_{12} = R_1 + R_2, \quad R_{34} = R_3 \cdot R_4 / (R_3 + R_4), \quad \Sigma R = R_{12} + R_{34}.$$

### 1.2. Экспериментальная часть

#### Задание

Измерьте токи, напряжения и сопротивления всех участков цепи при смешанном соединении. Проверьте результат вычислениями.

#### Порядок выполнения эксперимента

- Соберите цепь согласно схеме (рис. 1.2) и подайте на ее вход постоянное напряжение 15 В.

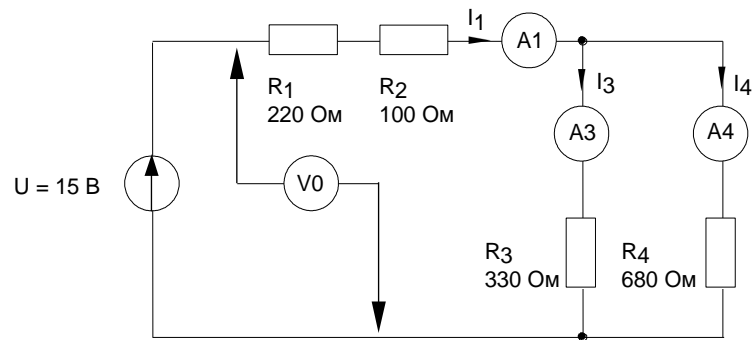


Рис. 1.2

- Измерьте токи во всех ветвях и напряжения на всех элементах. Если измерения производятся виртуальными приборами, то измерьте также сопротивления всех элементов  $R_1 \dots R_4$  и сопротивление параллельного участка  $R_{34}$  (только не забывайте «подключать» виртуальный омметр к соответствующим напряжениям и токам!). Если измерения проводятся мультиметрами, то сопротивление любого участка цепи определяйте как отношение напряжения к току.
- Результаты измерений занесите в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Измеряемая или рассчитанная величина	Измеренное значение	Заданные или рассчитанные значения	Погрешность, %
<b><math>R_1</math>, Ом</b>			
<b><math>R_2</math>, Ом</b>			
<b><math>R_3</math>, Ом</b>			
<b><math>R_4</math>, Ом</b>			
<b><math>R_{34}</math>, Ом</b>			
<b><math>R_{\text{экв}}</math>, Ом</b>			
<b><math>I_4</math>, мА</b>			
<b><math>I_5</math>, мА</b>			
<b><math>I_6</math>, мА</b>			
<b><math>U</math>, В</b>			
<b><math>U_1</math>, В</b>			
<b><math>U_2</math>, В</b>			
<b><math>U_{34}</math>, В</b>			

- Рассчитайте значения сопротивлений, токов и напряжений и занесите результаты расчета также в табл. 1.1.
- Сравните результаты расчета и измерений, вычислив расхождение результатов (погрешность) в процентах по формуле:

## Лабораторная работа № 2 ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ И РАБОТА

### 2.1. Общие сведения

**Электрическая мощность  $P$**  цепи выражается через напряжение и электрический ток и измеряется в ваттах (Вт)

$$P = U \cdot I.$$

На практике она обычно преобразуется в механическую (в электрических двигателях), световую (в лампах накаливания) и тепловую (в электрических нагревателях) энергию. В элементах электрических и электронных цепей, обладающих омическим сопротивлением  $R$ , электрическая энергия нежелательным образом преобразуется в тепло, что называют также **потерями мощности**:

$$P = I^2 \cdot R, \quad P = U^2 / R.$$

Каждый элемент электрической цепи имеет предельно допустимую мощность, превышение которой в процессе эксплуатации приводит к недопустимому перегреву. Зависимость  $I(U)$  при  $P = P_{\text{доп}} = \text{const}$  имеет вид гиперболы. По ней можно легко определить максимально допустимые величины напряжения и тока для данного элемента цепи.

Электрическую мощность можно измерить косвенно – через ток и напряжение или непосредственно – с помощью ваттметра.

Электрическая энергия (работа электрического тока)  $W$  выражается как произведение электрической мощности  $P$  на время  $t$ :

$$W = P \cdot t = U \cdot I \cdot t.$$

### 2.2. Экспериментальная часть

#### Задание

Определите мощность, выделяющуюся в сопротивлениях измеряя напряжение и ток. Постройте гиперболические зависимости  $I(U)$  для омических резисторов, в которых может быть рассеяна максимальная мощность 2 Вт.

#### Порядок выполнения эксперимента

- Соберите цепь согласно схеме (рис. 2.1) и измерьте токи в резисторах 33, 100 и 220 Ом при напряжениях, указанных в табл. 2.1.

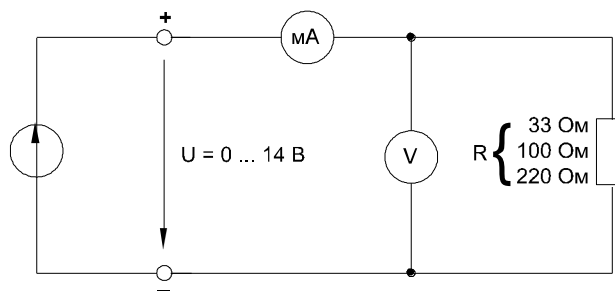


Рис. 8.1

При сопротивлении резистора 33 Ома напряжение должно быть ограничено величиной 8В во избежание превышения максимально допустимых потерь мощности 2 Вт.

- Внесите в табл. 2.1 измеренные величины токов вместе со значениями мощности, рассчитанными по формуле  $P = U \cdot I$  или измеренными виртуальным ваттметром (в блоке дополнительных приборов). Перенесите значения мощности на график (рис. 2.2) для построения кривой  $P = f(U)$ .

Таблица 2.1

U, В		0	2	3	4	6	8	10	12	14
R=33 Ом	I, мА									
	P, Вт									
R=100 Ом	I, мА									
	P, Вт									
R=220 Ом	I, мА									
	P, Вт									

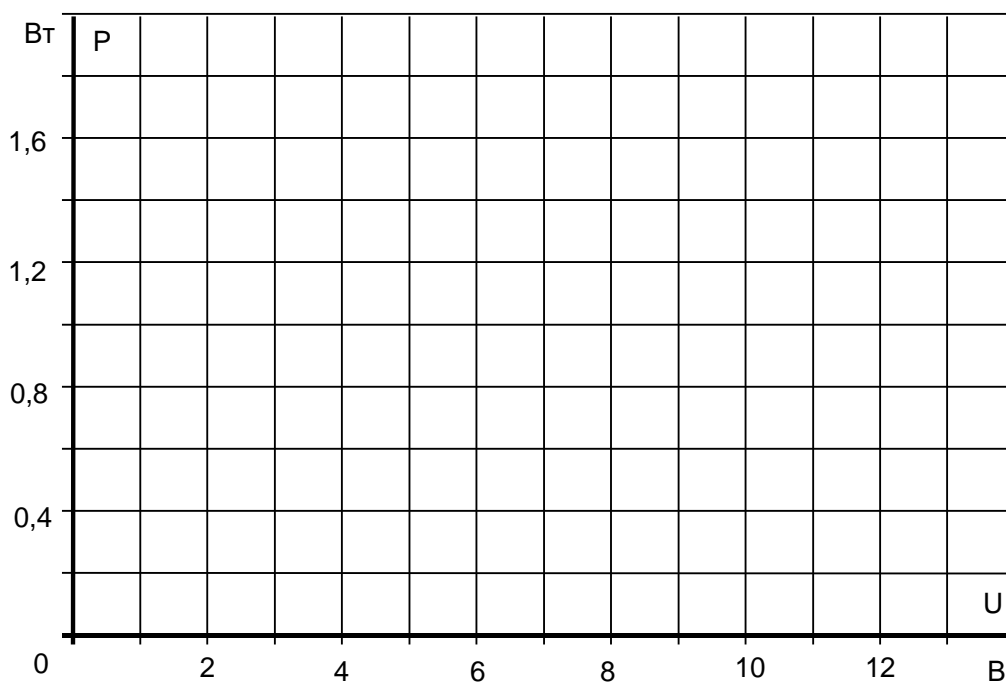


Рис. 2.2

- Чтобы построить гиперболическую зависимость мощности для 2-ваттного резистора, величины токов, соответствующие напряжениям (табл. 2.2), следует рассчитать по формуле  $I = P/U$ , где  $P = 2$  Вт.

Таблица 2.2

U, В	2	2,5	3	4	6	8	10	12	14
I, мА									

- Постройте на рис. 2.3. график  $I = f(U)$  при  $P=2$  Вт и ответьте на контрольные вопросы, определив из графика искомые величины.

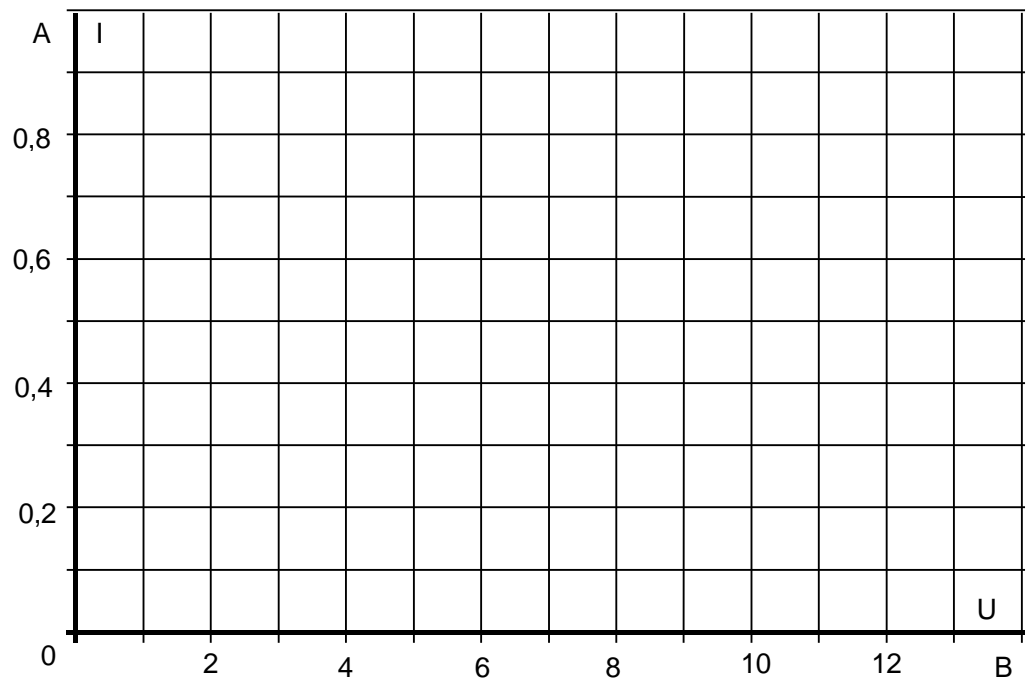


Рис. 2.3

**Вопрос 1:** Какую информацию несут измеренные величины и построенные кривые?

**Ответ:** .....

**Вопрос 2:** Каких величин ток и напряжение создают потери мощности 2 Вт в резисторе 20 Ом? Определите эти величины по графику (рис. 8.3), построив кривую  $I = f(U)$  данного резистора.

**Ответ:** .....

**Вопрос 3:** Какая электрическая энергия выделяется в резисторе 100 Ом, если к цепи (рис. 9.1) прикладывается напряжение 12 В в течение 10 часов?

**Ответ:** .....

Лабораторная работа № 3  
ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА С РЕЗИСТОРАМИ,  
КОНДЕНСАТОРАМИ И КАТУШКАМИ ИНДУКТИВНОСТИ

Эксперименты данного раздела касаются взаимодействия резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности при переменном синусоидальном напряжении.

Цель состоит в измерении и расчете токов, напряжений и их фазовых сдвигов, также как и эквивалентных параметров цепей при параллельном и последовательном соединении резисторов, конденсаторов и катушек.

Действующие значения и фазы соответствующих величин могут быть показаны на векторных диаграммах или на осциллограммах.

На векторной диаграмме каждая синусоидальная функция времени (ток или напряжение) представляется вектором, длина которого соответствует в выбранном масштабе амплитуде или действующему значению, а направление определяется начальной фазой, отсчитываемой от выбранного начала отсчета углов. Например, напряжение  $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$  изображается вектором длиной  $U_m$  или  $U_m/\sqrt{2}$ , расположенным под углом  $\psi$  к горизонтали. Векторные изображения синусоидальных величин в дальнейшем будут подчеркиваться.

*3.1. Последовательное соединение резистора и конденсатора*

3.1.1. Общие сведения

Когда к цепи (рис. 3.1.1) с последовательным соединением резистора и конденсатора подается переменное синусоидальное напряжение, один и тот же синусоидальный ток имеет место в обоих компонентах цепи.

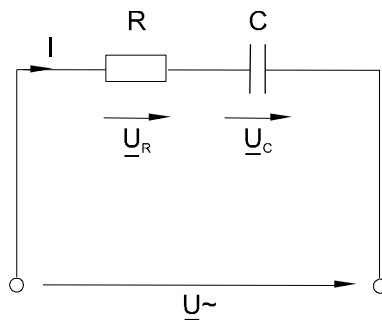


Рис. 3.1.1

Между напряжениями  $\underline{U}_R$ ,  $\underline{U}_C$  и  $\underline{U}$  существуют фазовые сдвиги, обусловленные емкостным реактивным сопротивлением  $X_C$  конденсатора. Они могут быть представлены с помощью векторной диаграммы напряжений (рис. 3.1.2)



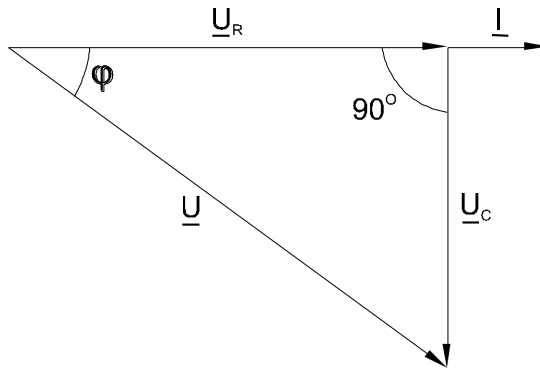


Рис. 3.1.2

Фазовый сдвиг между током  $\underline{I}$  и напряжением на резисторе  $\underline{U}_R$  отсутствует, тогда как сдвиг между этим током и падением напряжения на конденсаторе  $\underline{U}_C$  равен  $-90^\circ$  (т.е. ток опережает напряжение на  $90^\circ$ ). При этом сдвиг между полным напряжением цепи  $\underline{U}$  и током  $\underline{I}$  определяется соотношением между сопротивлениями  $X_C$  и  $R$ .

Если каждую сторону треугольника напряжений разделить на ток, то получим треугольник сопротивлений (рис.3.1.3). В треугольнике сопротивлений  $Z$  представляет собой так называемое полное сопротивление цепи.

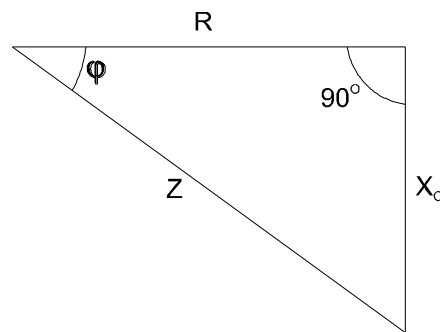


Рис. 3.1.3

Из-за фазового сдвига между током и напряжением в цепях, подобных данной, простое арифметическое сложение действующих или амплитудных значений напряжений на отдельных элементах цепи невозможно. Невозможно и сложение разнородных (активных и реактивных) сопротивлений. Однако, в векторной форме

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_C.$$

Действующее значение полного напряжения цепи, как следует из векторной диаграммы

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2} = Z \cdot I$$

Полное сопротивление цепи

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = U/I$$

Активное сопротивление цепи



								Вирт. Изм
--	--	--	--	--	--	--	--	-----------

- Вычислите:

Фазовый угол

$$\varphi = \arctg (U_C / U_R) =$$

Полное сопротивление цепи

$$Z = U / I =$$

Активное сопротивление цепи

$$R = Z \cdot \cos \varphi$$

Емкостное реактивное сопротивление цепи

$$X_C = Z \cdot \sin \varphi$$

- Если вы работаете с виртуальными приборами, то измерьте с помощью блока «Приборы II»  $R$ ,  $\varphi$ ,  $X_C$ ,  $Z$  и запишите их значения также в таблицу 6.1.1 под рассчитанными величинами. Сравните результаты.
- Выберите масштабы и постройте векторную диаграмму напряжений (рис. 3.1.5) и треугольник сопротивлений (рис. 3.1.6).

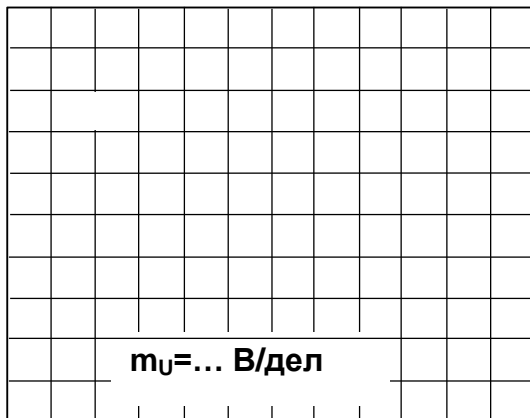


Рис. 3.1.5

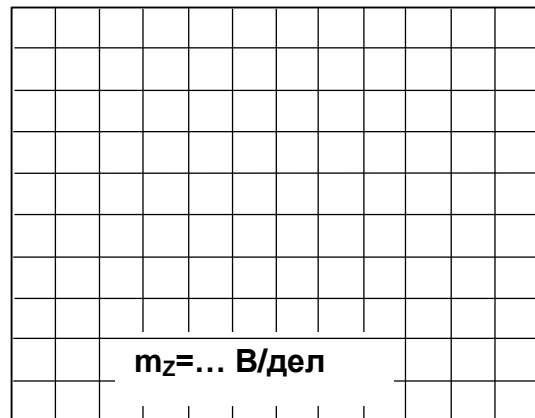


Рис. 3.1.6

## 3.2. Параллельное соединение резистора и конденсатора

### 3.2.1. Общие сведения

Когда к цепи (рис. 3.2.1) с параллельным соединением резистора и конденсатора подается переменное синусоидальное напряжение, одно и то же напряжение приложено к обоим компонентам цепи.

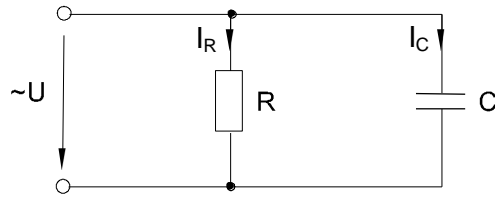


Рис. 6.2.1

Общий ток цепи  $\underline{I}$  разветвляется на ток в конденсаторе  $\underline{I}_C$  (емкостная составляющая общего тока) и ток в резисторе  $\underline{I}_R$  (активная составляющая).

Между токами  $\underline{I}$ ,  $\underline{I}_C$  и  $\underline{I}_R$  существуют фазовые сдвиги, обусловленные емкостным реактивным сопротивлением  $X_C$  конденсатора. Они могут быть представлены с помощью векторной диаграммы токов (рис. 3.2.2).

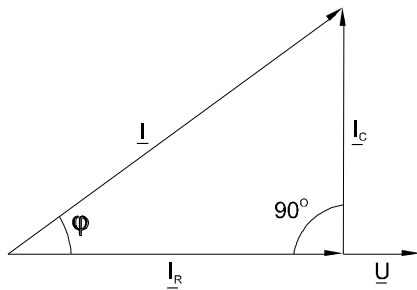


Рис. 3.2.2

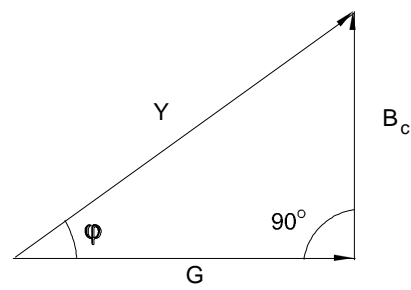


Рис. 3.2.3

Фазовый сдвиг между напряжением  $\underline{U}$  цепи и током в резисторе  $\underline{I}_R$  отсутствует, тогда как между этим напряжением и током в конденсаторе  $\underline{I}_C$  равен  $-90^\circ$  (т.е. ток опережает напряжение на  $90^\circ$ ). При этом сдвиг между полным током  $\underline{I}$  и напряжением  $\underline{U}$  цепи определяется соотношением между проводимостями  $B_C$  и  $G$ . Разделив каждую сторону треугольника токов на напряжение, получим треугольник проводимостей (рис. 3.2.3).

В треугольнике проводимостей  $G=1/R$ ,  $B_C=1/X_C$ , а  $Y$  представляет собой так называемую полную проводимость цепи в См, тогда как  $G$  – активная, а  $B_C$  – реактивная (емкостная) проводимости.

Из-за фазового сдвига между током и напряжением в цепях, подобных данной, простое арифметическое сложение действующих или амплитудных токов в параллельных ветвях невозможно. Но в векторной форме:  $\underline{I} = \underline{I}_R + \underline{I}_C$ .

Расчет ведется по следующим формулам, вытекающим из векторной диаграммы и треугольника проводимости:

Действующее значение полного тока цепи

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_C^2}; \quad I = U/Z = UY.$$

Полная проводимость цепи

$$Y = \sqrt{G^2 + B_C^2}; \quad Y = I/U = 1/Z,$$

где  $Z$  - полное сопротивление цепи.

Угол сдвига фаз

$$\varphi = \arctg(I_C/I_R) = \arctg(B_C/G).$$

Активная и реактивная проводимости

$$G = Y \cos \varphi; \quad B_C = Y \sin \varphi.$$

### 3.2.2. Экспериментальная часть

#### Задание

Для цепи с параллельным соединением резистора и конденсатора измерьте действующие значения тока в резисторе  $I_R$  и конденсаторе  $I_C$ , полный ток  $I$  и вычислите угол сдвига фаз  $\varphi$ , полное сопротивление цепи  $Z$  и емкостную реактивную проводимость  $B_C$ .

#### Порядок выполнения работы

- Соберите цепь согласно схеме (рис. 3.2.4), подсоедините регулируемый источник синусоидального напряжения и установите его параметры:  $U = 5$  В,  $f = 1$  кГц.

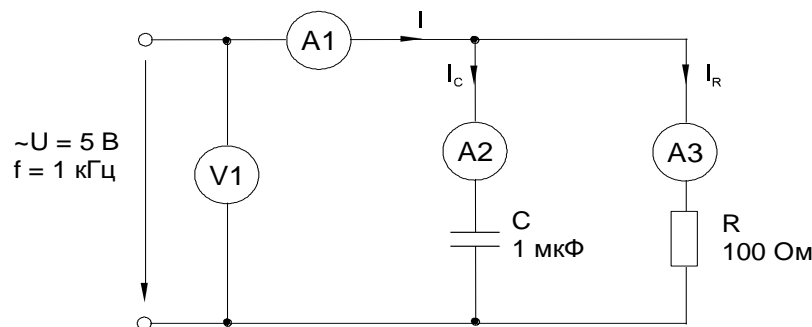


Рис. 3.2.4

- Выполните измерения  $U$ ,  $I$ ,  $I_C$ ,  $I_R$  и занесите результаты в табл. 3.2.1. Если измерения производите виртуальными приборами, то измерьте также  $R$ ,  $\varphi$ ,  $X_C$ ,  $Z$ .

U, В	I, мА	I <sub>С</sub> , мА	I <sub>Р</sub> , мА	φ, град	R, Ом	X <sub>С</sub> , Ом	Z, Ом	Примечание
								Расчет
								Вирт. Изм

- Вычислите и запишите в таблицу:

Фазовый угол

$$\varphi = \arctg(I_C / I_R) =$$

Активные проводимость цепи и сопротивление цепи

$$G = I_R / U ; R = U / I_R.$$

Емкостные реактивные проводимость и сопротивление цепи

$$B_C = I_C / U ; X_C = U / I_C.$$

Полные проводимость и сопротивление цепи

$$Y = \sqrt{G^2 + B_C^2} ; Z = 1 / \sqrt{Y}.$$

- Сравните результаты вычислений с результатами виртуальных измерений (если они есть).
- Постройте векторную диаграмму токов (рис. 3.2.5) и треугольник проводимостей (рис. 3.2.6).

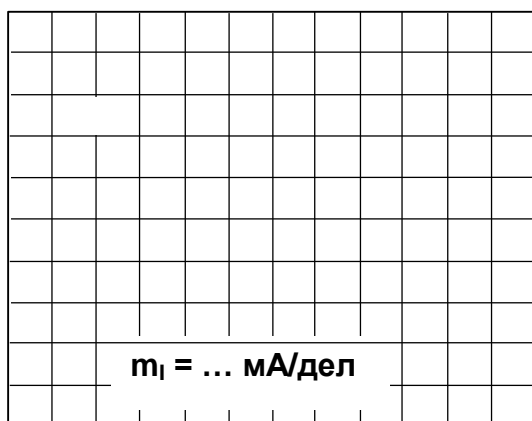


Рис. 3.2.5

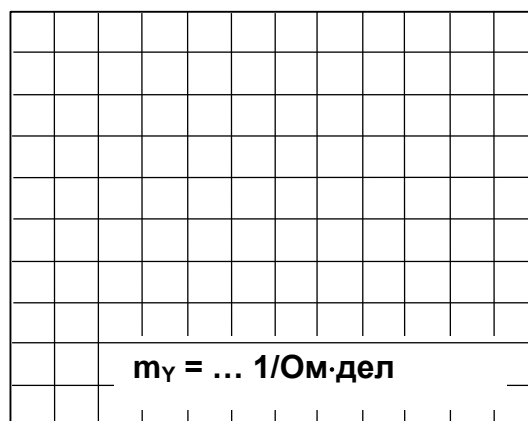


Рис. 3.2.6

Лабораторная работа № 4  
**ТРЕХФАЗНАЯ НАГРУЗКА, СОЕДИНЕННАЯ ПО СХЕМЕ «ЗВЕЗДА»**  
 4.1. Общие сведения

Если нагрузки (приемники) соединены в трехфазную цепь по схеме «звезда» (рис. 4.1), то к сопротивлениям нагрузки приложены фазные напряжения. Линейные токи равны фазным и определяются по закону Ома:

$$I_A = \frac{U_A}{R_A}; \quad I_B = \frac{U_B}{R_B}; \quad I_C = \frac{U_C}{R_C},$$

а ток в нейтрали равен векторной сумме этих токов:  $I_N = I_A + I_B + I_C$ .

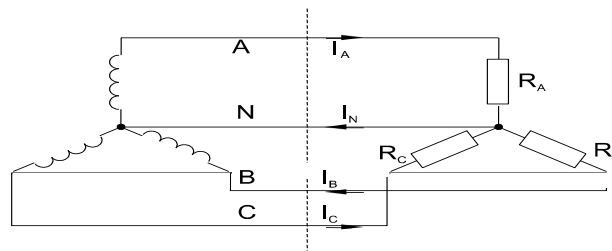


Рис. 4.1

При симметричных напряжениях  $U_A, U_B, U_C$  и одинаковых сопротивлениях  $R_A = R_B = R_C = R$  токи  $I_A, I_B, I_C$  также симметричны и их векторная сумма ( $I_N$ ) равна нулю. Тогда

$$I_N = I_\Phi = U_\Phi / R; \quad I_N = 0.$$

Если же сопротивления фаз нагрузки неодинаковы, то через нулевой провод протекает некоторый ток  $I_N \neq 0$ . Это поясняется на векторных диаграммах (рис. 4.2).

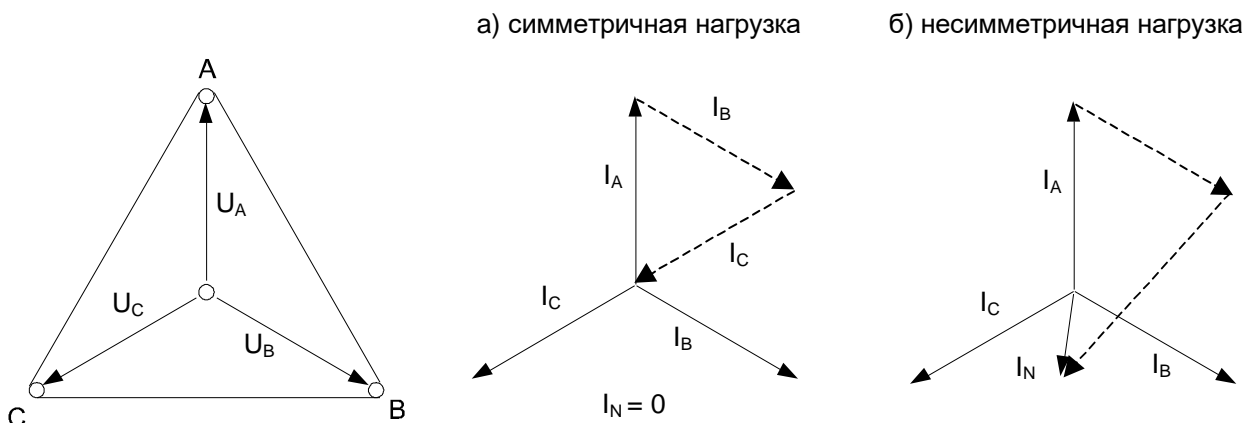


Рис. 4.2.

Мощность трёхфазной нагрузки складывается из мощностей фаз:  $\Sigma P = P_A + P_B + P_C$ .

Когда нагрузка симметричная и чисто резистивная, имеем

$$\Sigma P = 3 P_{\Phi} = 3 U_{\Phi} \cdot I_{\Phi}.$$

При смешанной (активно-индуктивной или активно-емкостной) нагрузке:

Активная мощность

$$\Sigma P = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi} \cdot \cos\varphi = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л} \cdot \cos\varphi.$$

Реактивная мощность

$$\Sigma Q = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi} \cdot \sin\varphi = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л} \cdot \sin\varphi.$$

ПОЛНАЯ МОЩНОСТЬ

$$\Sigma S = 3 \cdot U_{\Phi} I_{\Phi} = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л}.$$

#### 4.2. Экспериментальная часть

##### Задание

Для трехфазной цепи с соединением «звезда» при симметричной и несимметричной нагрузках измерьте с помощью мультиметра или виртуальных приборов действующие значения токов  $I_{Л}$  и  $I_{N}$ , а также напряжений  $U_{Л}$  и  $U_{\Phi}$ , вычислите мощности  $P_{\Phi}$  и  $\Sigma P_{\Phi}$ , постройте векторные диаграммы.

##### *Порядок выполнения эксперимента*

- Соберите цепь с симметричной нагрузкой ( $R_A = R_B = R_C = 1 \text{ кОм}$ ) согласно схеме (рис. 4.3).

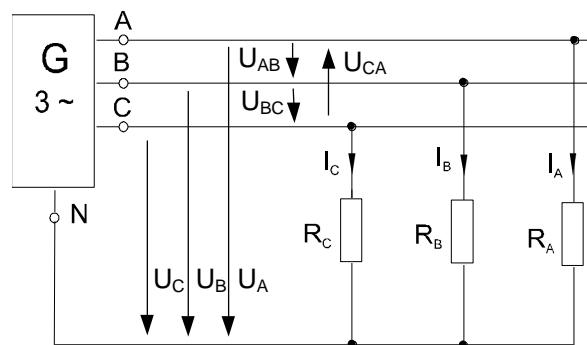


Рис. 4.3

- Измерьте действующие значения напряжений и токов согласно табл. 8.2.1 и вычислите мощности.



Таблица 4.1

Схема «звезда»		Нагрузка симметричная	Нагрузка несимметричная
Линейные и фазные токи, ток нейтрали мА	$I_A$		
	$I_B$		
	$I_C$		
	$I_N$		
Линейн. напряжения, В	$U_{AB}$		
	$U_{BC}$		
	$U_{CA}$		
Фазные напряжения, В	$U_A$		
	$U_B$		
	$U_C$		
Фазные мощности, мВт	$P_A$		
	$P_B$		
	$P_C$		
Общая мощность, мВт	$\Sigma P$		

- Повторите измерения и вычисления для несимметричной нагрузки ( $R_A = 1$  кОм,  $R_B = 680$  Ом,  $R_C = 330$  Ом).
- На рис. 4.4 в масштабе постройте векторные диаграммы.



Рис. 4.4.

# Лабораторная работа № 5 ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЕЙ

## 5.1. Общие сведения

Если нагрузки (приемники) соединены в трехфазную цепь по схеме «треугольник» (рис. 5.1), нагрузка  $R_{AB}$ ,  $R_{BC}$  и  $R_{CA}$  каждой фазы включается на полное *линейное напряжение*, которое равно *фазному*  $U_{Л} = U_{\Phi}$

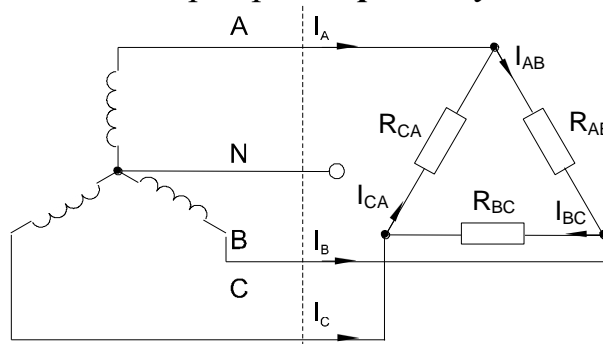


Рис. 5.1

Фазные токи  $I_{AB}$ ,  $I_{BC}$  и  $I_{CA}$  определяются по закону Ома:

$$I_{AB} = \frac{U_{AB}}{R_{AB}}; \quad I_{BC} = \frac{U_{BC}}{R_{BC}}; \quad I_{CA} = \frac{U_{CA}}{R_{CA}}.$$

Линейные токи определяются по первому закону Кирхгофа:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{AB} - \underline{I}_{CA}; \quad \underline{I}_B = \underline{I}_{BC} - \underline{I}_{AB}; \quad \underline{I}_C = \underline{I}_{CA} - \underline{I}_{BC}.$$

При симметричных напряжениях  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$  и одинаковых нагрузках фаз  $R_{AB} = R_{BC} = R_{CA} = R$  токи также симметричны:

$$I_{\Phi} = U_{\Phi} / R; \quad I_{Л} = I_{\Phi} / \sqrt{3}.$$

Это поясняется на векторных диаграммах (рис. 5.2).

Мощность  $\Sigma P$ , потребляемая трехфазной нагрузкой при ее соединении в «треугольник», складывается из мощностей фаз  $\Sigma P = P_{AB} + P_{BC} + P_{CA}$ .

При симметричной чисто активной нагрузке

$$\Sigma P = 3 \cdot P_{\Phi} = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi}.$$

При смешанной (активно-индуктивной или активно-емкостной) нагрузке:  
Активная мощность

$$\Sigma P = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi} \cdot \cos\varphi = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л} \cdot \cos\varphi.$$

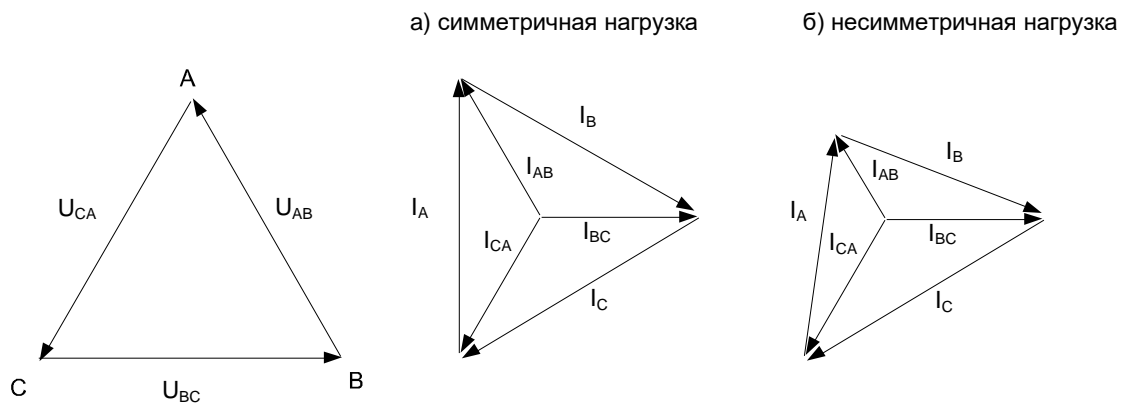


Рис.5.2.

Реактивная мощность

$$\Sigma Q = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi} \cdot \sin\varphi = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л} \cdot \sin\varphi.$$

Полная мощность

$$\Sigma S = 3 \cdot U_{\Phi} \cdot I_{\Phi} = \sqrt{3} \cdot U_{Л} \cdot I_{Л}.$$

## 5.2. Экспериментальная часть

### Задание

Для трехфазной цепи с соединением «треугольник» при симметричной и несимметричной омических нагрузках измерить с помощью мультиметра или виртуальных приборов действующие значения токов  $I_{Л}$  и  $I_{\Phi}$ , а также напряжений  $U_{Л}$ , затем вычислить мощности  $P_{\Phi}$  и  $\Sigma P$ .

### Порядок выполнения эксперимента

- Соберите цепь с симметричной нагрузкой ( $R_{AB} = R_{BC} = R_{CA} = 1 \text{ кОм}$ ) согласно схеме (рис. 5.3). Для измерения шести токов (три фазных и три линейных) включите в цепь три виртуальных амперметра и три мультиметра в режиме измерения токов.

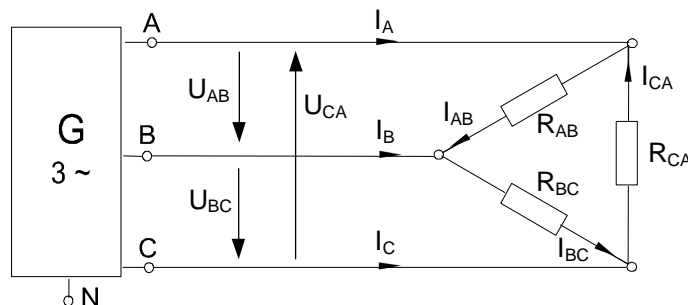


Рис. 5.3

- Измерьте мультиметром напряжения и токи согласно табл. 8.3.1 и вычислите мощности.
- 

Таблица 5.1

Схема «треугольник»		Нагрузка симметричная	Нагрузка несимметричная
Линейные токи, мА	$I_A$		
	$I_B$		
	$I_C$		
Фазные токи, мА	$I_{AB}$		
	$I_{BC}$		
	$I_{CA}$		
Фазные и линейные напряжения, В	$U_{AB}$		
	$U_{BC}$		
	$U_{CA}$		
Фазные мощности, мВт	$P_{AB}$		
	$P_{BC}$		
	$P_{CA}$		
Общая мощность, мВт	$\Sigma P$		

- Повторите измерения и вычисления для несимметричной нагрузки ( $R_A = 1$  кОм,  $R_B = 680$  Ом,  $R_C = 330$  Ом).
- На рис. 8.3.4 в масштабе постройте векторные диаграммы.

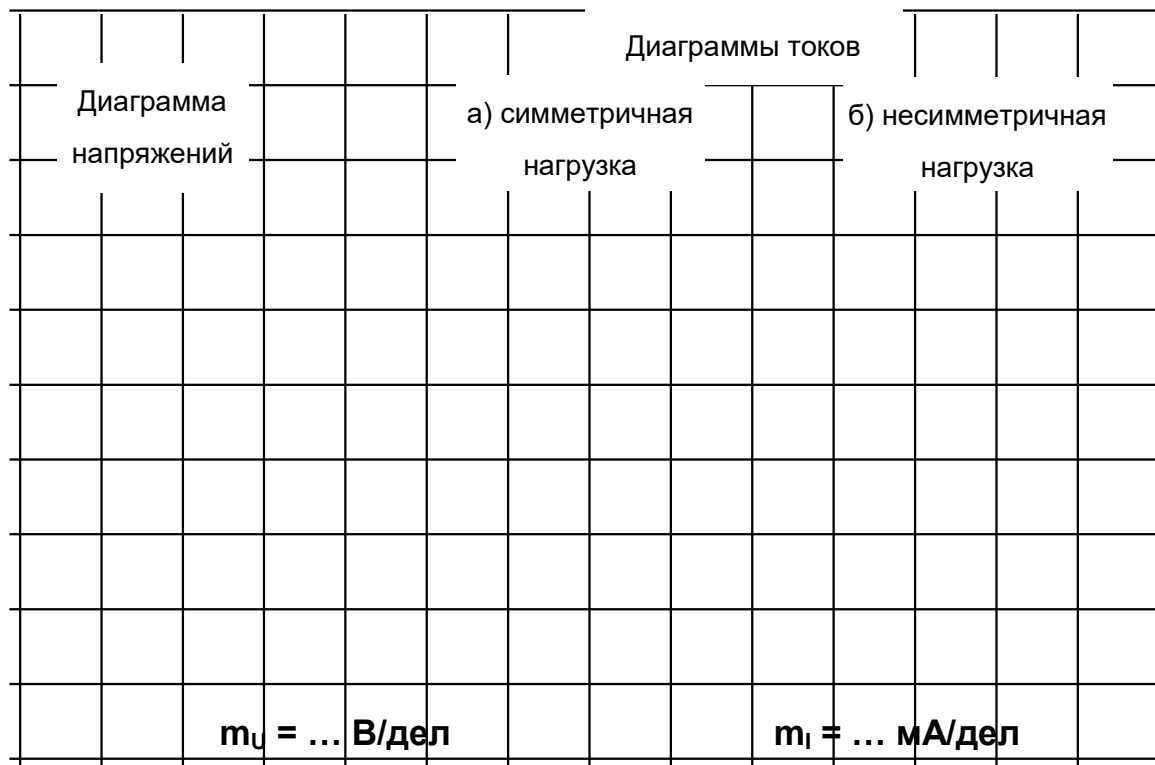


Рис. 5.4.

Лабораторная работа № 6  
ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ЦЕПИ С КОНДЕНСАТОРОМ  
И РЕЗИСТОРАМИ

6.1 Общие сведения

Цепь с одним конденсатором и сопротивлениями описывается дифференциальным уравнением первого порядка, поэтому свободная составляющая тока или напряжения в любой ветви имеет одно слагаемое вида  $Ae^{pt}$ , где  $p$  – корень характеристического уравнения, а  $A$  – постоянная интегрирования.

Характеристическое уравнение может быть составлено в виде:

$$Z(p) = 0 \quad \text{или} \quad Y(p) = 0,$$

где  $Z(p)$  и  $Y(p)$  – входные операторные сопротивление и проводимость. Они могут быть получены заменой в выражениях комплексного сопротивления или проводимости цепи аргумента  $j\omega$  на оператор  $p$ .

Постоянные интегрирования  $A$  для каждого тока или напряжения определяются из начальных условий. Для определения постоянной  $A$  необходимо знать значение искомой функции в первый момент времени после коммутации (при  $t = +0$ ).

Начальное значение напряжения на конденсаторе определяется из первого закона коммутации:  $u_C(+0) = u_C(-0)$ . В свою очередь  $u_C(-0)$  определяется из расчёта цепи до коммутации. Начальные значения других величин (токов и напряжений, которые могут изменяться скачком) рассчитываются по закону Ома и законам Кирхгофа в момент времени  $t = +0$ .

Таким образом, все токи и напряжения в переходном режиме изменяются по экспоненциальному закону с одной и той же постоянной времени ( $\tau = 1/|p|$ ) от начального значения до установившегося. Причём, начальное значение напряжения на конденсаторе равно напряжению на нём непосредственно перед коммутацией, т. е. скачком не меняется.

В данной работе коммутация (включение и выключение) осуществляется транзистором, на базу которого подаются отпирающие импульсы тока от источника синусоидального напряжения с частотой 50 Гц. В результате оба переходных процесса периодически повторяются и их можно наблюдать на осциллографе.

6.2. Экспериментальная часть

**Задание**

Рассчитать докоммутационные ( $t = -0$ ), начальные ( $t = +0$ ) и установившиеся ( $t \rightarrow \infty$ ) значения токов и напряжения на конденсаторе в цепи (рис. 10.1.1) в двух случаях: 1. - ключ замыкается; 2. - ключ размыкается.

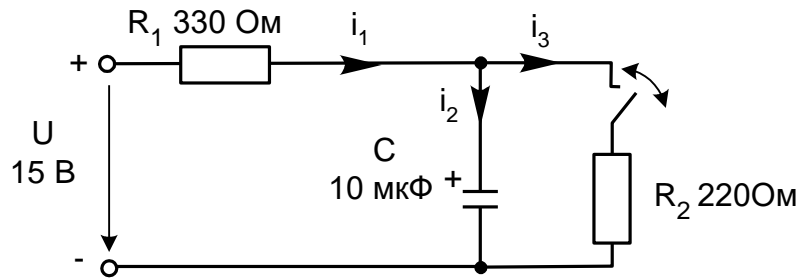


Рис. 6.1

В каждом из этих случаев определить постоянную времени цепи, снять осциллограммы рассчитанных величин и убедиться, что все токи и напряжение на конденсаторе изменяются с одной постоянной времени, а напряжение на конденсаторе не имеет скачков.

### Порядок выполнения работы

- При включении ключа в цепи (рис. 10.1.1) рассчитайте токи и напряжение на конденсаторе до коммутации ( $t = - 0$ , ключ разомкнут), в первый момент после коммутации ( $t = + 0$ , ключ замкнут) и в новом установившемся режиме ( $t \rightarrow \infty$ ). Результаты расчёта занесите в табл. 6.1.
- Повторите расчёт при размыкании ключа. Результаты занесите также в табл. 6.2.
- Составьте характеристическое уравнение, определите корень  $p$  и постоянную времени  $\tau = 1/|p|$  для первого и для второго случаев, занесите результаты в табл. 6.1 и 6.2.
- Соберите цепь согласно схеме (рис.6.2), включив в неё вместо изображенных измерительных приборов соответствующие гнезда коннектора. Обратите внимание на полярность электролитического конденсатора.
- Включите осциллограф, установите развёртку 2 мС/дел и перерисуйте изображение четырёх измеряемых величин на график (рис.10.1.3). Не забудьте указать масштаб для каждой кривой.
- Определите по графику или непосредственно по осциллографу докоммутационные ( $t = - 0$ ) начальные ( $t = + 0$ ) и установившиеся ( $t = \infty$ ) значения токов и напряжения на конденсаторе в цепи в двух случаях: **1. - ключ замыкается; 2. - ключ размыкается.** Занесите их также в табл. 6.1 и 10.1.2 и сравните с расчётными.

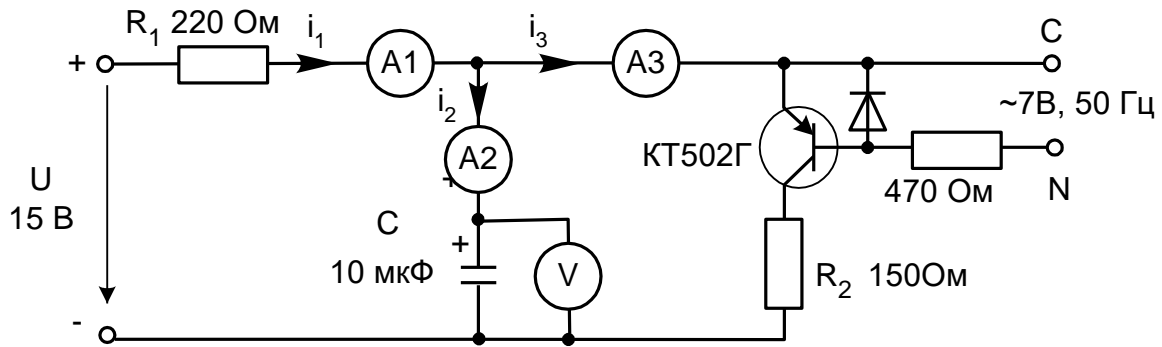


Рис. 6.2

- Определите по графикам постоянные времени при замыкании и размыкании ключа. Сравните их с расчётными значениями и занесите в табл. 6.1 и 6.2.
- Проанализируйте результаты и сделайте выводы.

1. - ключ замыкается

Таблица 6.1

t	$u_C, В$	$i_1, \text{бА}$	$i_2, \text{мА}$	$i_3, \text{мА}$	$\tau, \text{мС}$
- 0, расчёт					Расчёт: $\tau =$ мС Эксперимент: $\tau =$ мС
- 0, эксперимент					
+ 0, расчёт					
+ 0, эксперимент					
$\infty$ , расчёт					
$\infty$ , эксперимент					

2. - ключ размыкается

Таблица 6.1

t	$u_C, В$	$i_1, \text{бА}$	$i_2, \text{мА}$	$i_3, \text{мА}$	$\tau, \text{мС}$
- 0, расчёт					Расчёт: $\tau =$ мС Эксперимент: $\tau =$ мС
- 0, эксперимент					
+ 0, расчёт					
+ 0, эксперимент					
$\infty$ , расчёт					
$\infty$ , эксперимент					

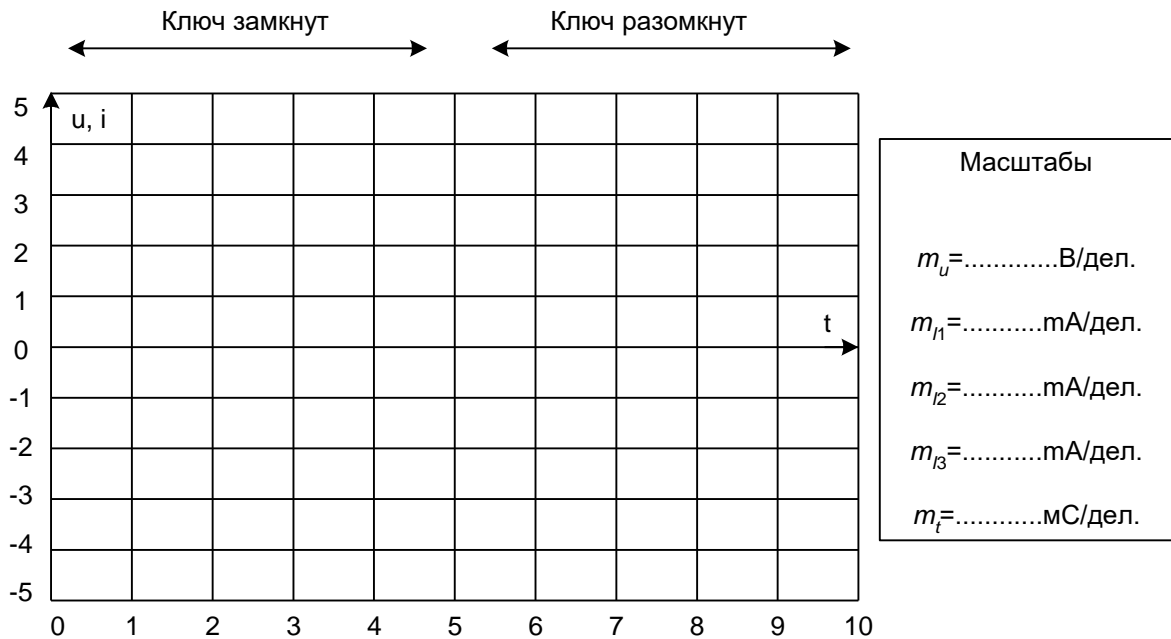


Рис.6.2

## Лабораторная работа № 7

### ПРОЦЕССЫ ВКЛЮЧЕНИЯ И ОТКЛЮЧЕНИЯ ЦЕПИ С КАТУШКОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

#### 7.1 Общие сведения

Цепь с одной катушкой индуктивности, так же как и цепь с одним конденсатором описывается дифференциальным уравнением первого порядка. Поэтому все токи и напряжения в переходном режиме изменяются по экспоненциальному закону с одной и той же постоянной времени ( $\tau = 1/|p|$ ) от начального значения до установившегося. Причём, начальное значение тока в индуктивности равно току в ней непосредственно перед коммутацией, так как ток в катушке не может изменяться скачком по закону коммутации. Напряжение на катушке может изменяться скачком и при отключении может достигать весьма больших значений.

В данной работе коммутация (включение и выключение цепи) осуществляется транзистором, на базу которого подаются однополярные прямоугольные отпирающие импульсы тока от генератора напряжений специальной формы с частотой 200 Гц. Поэтому

оба переходных процесса периодически повторяются и их можно наблюдать на обычном или виртуальном осциллографе.



## 7.2. Экспериментальная часть

### Задание

Вывести на дисплей виртуального осциллографа кривые тока и напряжения на катушке индуктивности при подключении и отключении источника постоянного напряжения. В каждом из этих случаев определить экспериментально и рассчитать докоммутационные ( $t = - 0$ ), начальные ( $t = + 0$ ) и установившиеся ( $t = \infty$ ) значения тока и напряжения на катушке, определить по осциллограмме постоянную времени цепи

### Экспериментальная часть

- Соберите цепь согласно схеме (рис.7.2), включив в неё вместо изображенных измерительных приборов соответствующие гнезда коннектора.

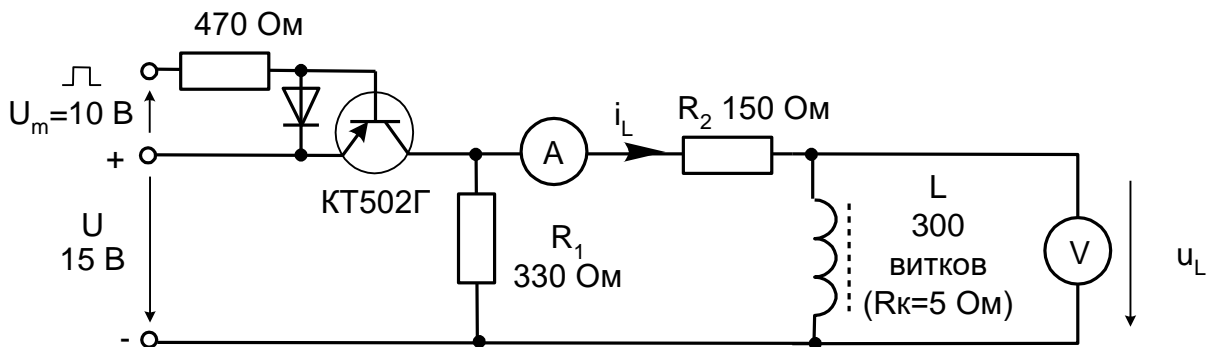


Рис. 7.1

- Включите осциллограф, установите развёртку 0,5 мС/дел и перерисуйте изображение тока и напряжения на катушке на график (рис.7.2). Не забудьте указать масштаб для каждой кривой.
- Определите по графику или непосредственно по осциллографу докоммутационные ( $t = - 0$ ) начальные ( $t = + 0$ ) и установившиеся ( $t = \infty$ ) значения токов и напряжений на катушке в двух случаях: **1. - ключ замыкается; 2. - ключ размыкается.** Занесите их в табл. 7.1.
- Рассчитайте токи и напряжения на катушке для этих же моментов времени, занесите результаты также в табл. 7.1. Сравните результаты расчёта и эксперимента.
- Определите по осциллограммам постоянные времени при включенном и при отключенном источнике питания.

Таблица 7.1

t	Включение, $\tau =$ мС		Выключение, $\tau =$ мС	
	$u_L$ , В	$i_L$ , мА	$u_L$ , В	$i_L$ , мА

- 0, расчёт				
- 0, эксперимент				
+ 0, расчёт				
+ 0, эксперимент				
$\infty$ , расчёт				
$\infty$ , экспери- мент				



Рис.7.2

## Лабораторная работа № 8 ЗАТУХАЮЩИЕ СИНУСОИДАЛЬНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В R-L-C КОНТУРЕ

### 8.1. Общие сведения

В замкнутом контуре (рис. 8.1) после отключения его от источника постоянного или переменного напряжения могут возникнуть затухающие синусоидальные колебания, обусловленные начальным запасом энергии в электрическом поле конденсатора и в магнитном поле катушки индуктивности.

В общем случае состояние цепи определяется из дифференциального уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + u_C = 0.$$

Поскольку  $i = C du_C/dt$ , то

$$RC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = 0,$$

ИЛИ

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC} u_C = 0.$$

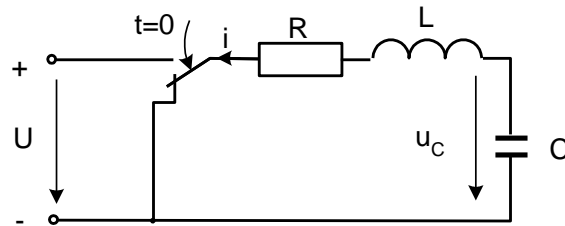


Рис. 8.1.

Вид решения этого дифференциального уравнения зависит от характера корней характеристического уравнения:

$$p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} = 0.$$

Корни этого уравнения:

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}.$$

Когда  $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC} > 0$ , т.е.  $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}} = R_{кр}$ , корни вещественные отрицательные и процесс изменения тока и напряжений имеет аperiodический затухающий характер (рис.8.2а). Если же  $R < R_{кр}$ , то возникает колебательный процесс (рис. 8.2б). Тогда решение дифференциального уравнения имеет вид:

$$u_C = \frac{u_0}{\sin \psi} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \psi); \quad i = \frac{u_0}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t,$$

где

$$\delta = \frac{R}{2L}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}.$$

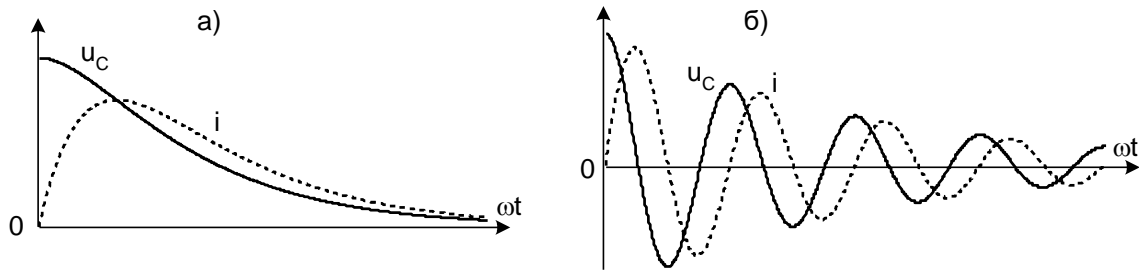


Рис. 8.2.

При уменьшении сопротивления от некоторого значения большего, чем  $R_{кр}$  сначала увеличивается скорость затухающего аperiodического процесса, затем, при  $R=R_{кр}$  качественно изменяется характер процесса – он становится колебательным - и при дальнейшем уменьшении сопротивления увеличивается частота колебаний и уменьшается затухание. При  $R$ , стремящемся к нулю, частота стремится к резонансной частоте  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , а затухание  $\delta$  – к нулю.

В данной работе заряд конденсатора до напряжения  $u_0$  осуществляется однопольярными прямоугольными импульсами напряжения и исследуется процесс его разряда на сопротивление и индуктивность во время пауз между импульсами. Повторяющийся процесс заряда и разряда конденсатора можно наблюдать на электронном или виртуальном осциллографе.

## 8.2. Экспериментальная часть

### Задание

Исследовать влияние активного сопротивления на характер процесса разряда конденсатора на сопротивление и индуктивность. Сравнить экспериментальные частоту и затухание колебаний с расчётными значениями.

### Порядок выполнения работы

- Измерьте омметром и запишите активное сопротивление катушки индуктивности, указанной на схеме (рис.8.3):

$$R_{кр} = \quad \text{Ом.}$$

- Вычислите резонансную частоту и критическое сопротивление колебательного контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \quad \text{Гц;}$$

$$R_{кр} = 2\sqrt{\frac{L}{C}} = \quad \text{Ом};$$

- Соберите цепь согласно схеме (рис.8.3), включив в неё в качестве измерительных приборов соответствующие гнезда коннектора, выведите подстроечный резистор  $R_{доб}$  на ноль и установите на источнике напряжения однополярные прямоугольные импульсы частотой 200 Гц и максимальной амплитуды.

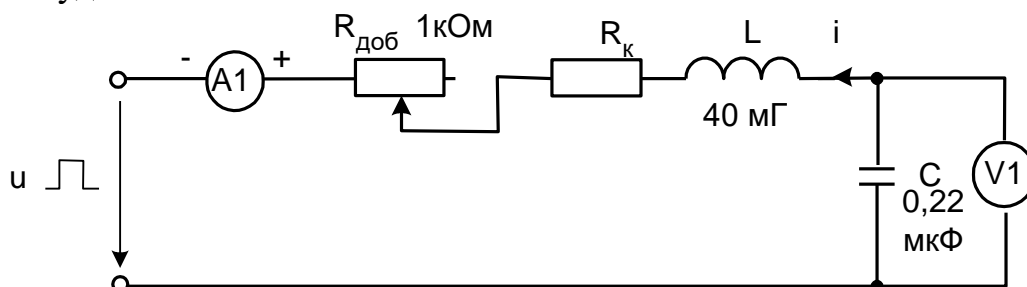


Рис. 8.3.

- Включите виртуальные приборы и настройте виртуальный осциллограф для наблюдения кривых  $u_C(t)$  и  $i(t)$  (наиболее удобная я развёртка 200 - 500 мкс/дел.).
- Определите по осциллографу период затухающих колебаний и вычислите частоту:

$$T = \quad \text{мс}, \quad f = \quad \text{Гц}$$

Убедитесь, что полученное значение частоты близко к резонансной частоте.

- Плавно увеличивая добавочное сопротивление  $R_{доб}$ , убедитесь, что частота колебаний слегка уменьшается, а затухание увеличивается и при большом сопротивлении процесс становится аperiodическим.
- Установите регулятор потенциометра в положение, при котором процесс меняет характер, отключите питание и измерьте омметром добавочное сопротивление:

$$R_{доб} = \quad \text{Ом}.$$

- Вычислите суммарное активное сопротивление колебательного контура:

$$R_{доб} + R_k = \quad \text{Ом}$$

Убедитесь, что эта сумма близка к  $R_{кр}$ .

## Лабораторная работа № 9 КОЭФФИЦИЕНТ ТРАНСФОРМАЦИИ

### 9.1. Общие сведения

Отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки трансформатора называют коэффициентом трансформации. Отношение чисел витков соответствует отношению первичного напряжения к вторичному при отсутствии нагрузки (холостом ходе) трансформатора и отношению вторичного тока к первичному при коротком замыкании.

В идеальном трансформаторе (при отсутствии потерь, при  $K_{св} \rightarrow 1$  и бесконечно больших индуктивностях обмоток  $L_1$  и  $L_2$ ) при любой нагрузке:

$$K_{TP} = W_1 / W_2 = U_1 / U_2 = I_2 / I_1$$

## 9.2. Экспериментальная часть

### Задание

Измеряя напряжения и токи, определите коэффициенты трансформации при различных числах витков обмоток.

### Порядок выполнения эксперимента

- Соберите первичную (300 витков) и вторичную (100 витков) обмотки на разъемном сердечнике, как показано на рис. 9.1.

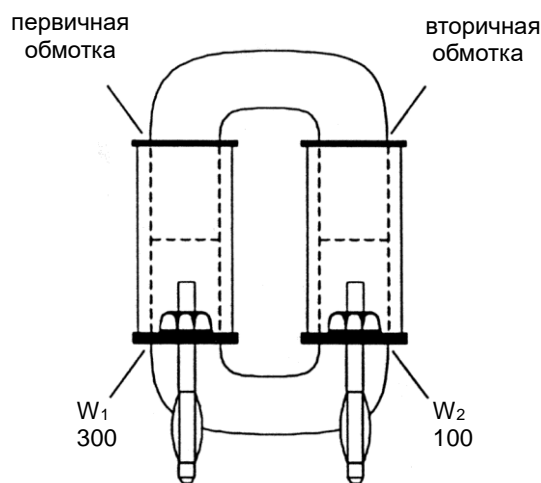


Рис. 9.1.

- Подключите источник питания к выводам первичной обмотки согласно рис. 9.3 и установите синусоидальное напряжение  $U_1 = 6$  В,  $f = 1$  кГц.

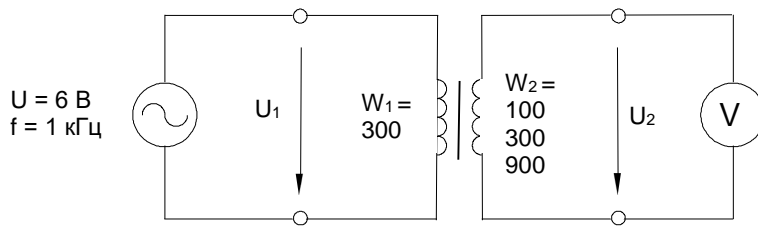


Рис. 7.2.3.

- Измерьте вторичные напряжения  $U_2$  на выводах вторичных обмоток с числами витков 100, 300 и 900 при холостом ходе. Занесите результаты в таблицу 9.1.

Таблица 9.1

$W_1$	$W_2$	$U_1, \text{В}$	$U_2, \text{В}$	$K_{\text{ТР}}$
300	100	6		
300	300	6		
300	900	6		

- Вычислите значения коэффициента трансформации по формуле  $K_{\text{ТР}} = U_1 / U_2$
- Проделайте опыт короткого замыкания, измерив первичные и вторичные токи при числах витков вторичной обмотки 100, 300 и 900, как показано на рис. 9.4 и занесите результаты измерений в таблицу 9.2. Ток  $I_1$  следует поддерживать неизменным, равным 50 мА.

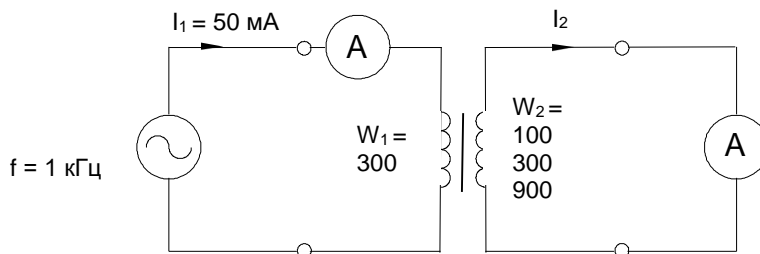


Рис. 9.4.

$$K_{\text{ТР}} = I_2 / I_1$$

Таблица 9.2

$W_1$	$W_2$	$I_1, \text{mA}$	$I_2, \text{mA}$	$K_{TP}$
300	100			
300	300			
300	900			



# Лабораторная работа № 10

## ИССЛЕДОВАНИЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

**ЦЕЛЬ РАБОТЫ:** ознакомление с характеристиками биполярного транзистора, с методиками их определения для различных схем включения, получение навыков практического исследования вольтамперных характеристик транзистора и определения его параметров.

Задание для самостоятельной работы во внеаудиторное время включает изучение схем включения транзистора, освоение методики графического определения параметров транзистора, а также выполнение расчетного задания и оформление отчета.

В аудиторное время выполняется экспериментальное исследование биполярного транзистора и защита отчета.

### 1. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

Транзистором называется трех электродный полупроводниковый прибор, структура которого содержит два электронно-дырочных перехода.

Рассмотрим биполярный транзистор с проводимостью  $n-p-n$ -типа (рис. 1). Для работы транзистора в усилительном режиме один из переходов (эмиттерный  $p-n$ -переход) включается в прямом направлении, а другой переход (коллекторный) – в обратном направлении. Данный способ включения называется схемой с общей базой (ОБ), поскольку базовый электрод является общим для входной и выходной цепи транзистора (база «заземлена») (рис. 1).

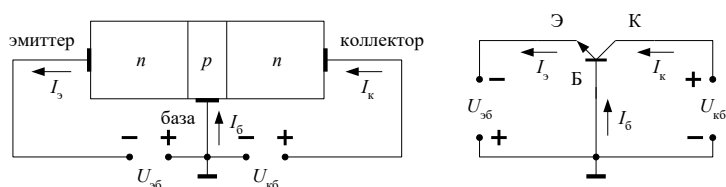


Рис. 1. Схема включения транзистора с общей базой

Основными вольтамперными характеристиками транзистора являются входная и выходная характеристика.

Для схемы с включения с общей базой это будут соответственно зависимости:

$$\begin{aligned} I_э &= f(U_{эб}) \text{ при } U_{кб} = \text{const}; \\ I_к &= f(U_{кб}) \text{ при } I_э = \text{const}. \end{aligned} \quad (1)$$

Характеристики обычно снимаются при нескольких различных постоянных значений  $I_э$  и  $U_{кб}$ . При этом получают семейства входных и выходных характеристик, которые представлены на рис. 2. Следует иметь в виду, что при напряжении на выходе (для схемы с ОБ это  $U_{кб}$ ) более 5 В, все входные характеристики сливаются в одну.

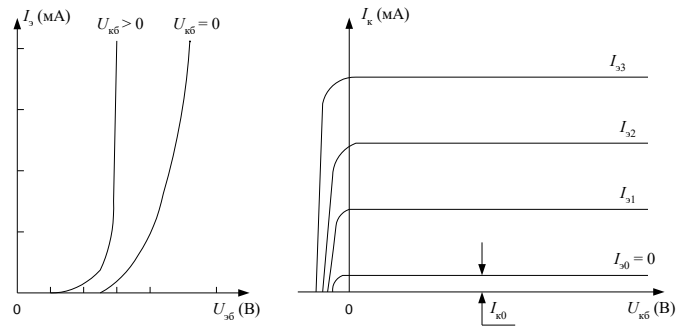


Рис. 2. Статические вольтамперные характеристики транзистора (схема с ОБ)

Для снятия статических характеристик транзистора с ОБ используется измерительная схема (рис. 3). Эмиттер питается от регулируемого источника тока  $I$  (отрицательной полярности), а на коллектор напряжение подается от регулируемого источника напряжения  $U_k$ , причем напряжение должно регулироваться в диапазоне от  $-1$  В до  $+10$  В, т.к. падающая часть выходной характеристики (режим насыщения транзистора), заходит в область отрицательных коллекторных напряжений (см. рис 2).

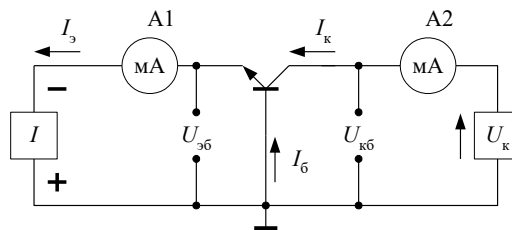


Рис. 3. Измерительная схема для исследования статических характеристик транзистора (ОБ)

При анализе работы транзистора и расчетах усилительных схем используются системы параметров малого сигнала. Наиболее часто применяется система  $h$ -параметров, связывающая малые приращения (дифференциалы) напряжения на входе транзистора  $dU_1$  и выходного тока  $dI_2$  с малыми приращениями входного тока  $dI_1$  и выходного напряжения  $dU_2$  транзистора:

$$\begin{aligned} dU_1 &= h_{11} \cdot dI_1 + h_{12} \cdot dU_2 \\ dI_2 &= h_{21} \cdot dI_1 + h_{22} \cdot dU_2. \end{aligned} \quad (2)$$

Указанные  $h$ -параметры, входящие коэффициентами в уравнения (2), имеют следующий физический смысл:

$$h_{11б} = \frac{dU_1}{dI_1} \approx \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_э}, \quad U_{кб} = const \quad (3)$$

– дифференциальное входное сопротивление транзистора (индекс «б» означает, что  $h$ -параметр определен в схеме включения транзистора с ОБ). При токе эмиттера порядка 1 мА входное дифференциальное сопротивление  $h_{11б}$  по порядку величины составляет десятки Ом;

$$h_{12б} = \frac{dU_1}{dU_2} \approx \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta U_{кб}}, \quad I_э = const \quad (4)$$

– коэффициент обратной связи по напряжению, имеет величину порядка  $10^{-4} \div 10^{-5}$  и в большинстве случаев при расчетах этим коэффициентом из-за его малости пренебрегают;

$$h_{21б} = \frac{dI_2}{dI_1} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3}, \quad U_{кб} = const \quad (5)$$

– коэффициент передачи тока эмиттера, основной усилительный параметр транзистора. В технической литературе этот параметр часто обозначается как  $\alpha$ . Значение  $\alpha$  всегда меньше единицы ( $\alpha < 1$ ) и имеет порядок величины  $0,9 \div 0,995$ . Чем ближе  $\alpha$  к единице, тем лучше усилительные свойства транзистора;

$$h_{22б} = \frac{dI_2}{dU_2} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кб}}, \quad I_3 = const \quad (6)$$

– выходная проводимость транзистора, в схеме с ОБ имеет величину порядка  $10^{-5} \div 10^{-7}$  См (1 Сименс = 1/Ом – единица проводимости).

Наиболее часто на практике применяют схему включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ). При таком включении входным электродом является база, эмиттер заземляется (общий электрод), а выходным электродом, по-прежнему, является коллектор (рис. 4).

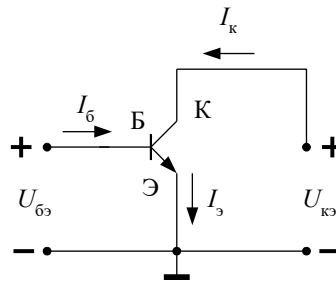


Рис. 4. Схема включения транзистора с общим эмиттером

Основным параметром для схемы включения с ОЭ является коэффициент усиления тока базы  $\beta$ :

$$h_{21э} = \beta = \frac{dI_2}{dI_1} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_б}, \quad U_{кэ} = const. \quad (7)$$

Параметр  $\beta$  связан с коэффициентом передачи тока эмиттера  $\alpha$  соотношением

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (8)$$

По порядку величины  $\beta$  лежит в интервале значений  $\beta = 10 \div 200$ .

Из остальных  $h$ -параметров важное значение имеют входное дифференциальное сопротивление транзистора

$$h_{11э} = \frac{dU_1}{dI_1} \approx \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б}, \quad U_{кэ} = const \quad (9)$$

и выходная дифференциальная проводимость

$$h_{22э} = \frac{dI_2}{dU_2} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кэ}}, \quad I_б = const. \quad (10)$$

Для схемы с ОЭ входное сопротивление составляет единицы кОм, а выходная проводимость –  $10^{-4} \div 10^{-5}$  См.

Входная и выходная характеристики транзистора с ОЭ несколько отличаются от характеристик транзистора с ОБ (рис. 5).

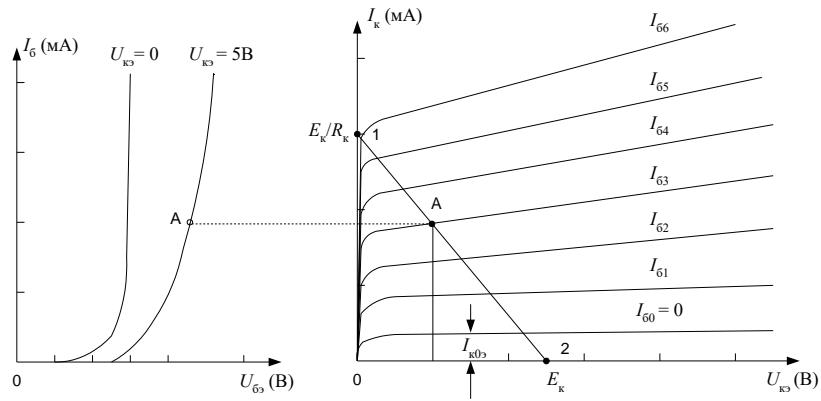


Рис. 5. Статические вольтамперные характеристики транзистора (схема с ОЭ)

На рис. 6 приведена принципиальная схема для снятия вольтамперных характеристик транзистора, включенного с ОЭ. Входная цепь (цепь базы) питается от регулируемого источника тока  $I$  положительной полярности, который поддерживает заданный ток базы. Величина тока базы  $I_б$  измеряется миллиамперметром А1. Напряжение между эмиттером и базой  $U_{бэ}$  измеряется внешним вольтметром. Напряжение на коллекторе устанавливается от регулируемого источника напряжения  $E_к$ . Напряжение коллектора  $U_{кэ}$  измеряется с помощью внешнего вольтметра. Для измерения коллекторного тока  $I_к$  служит миллиамперметр А2.

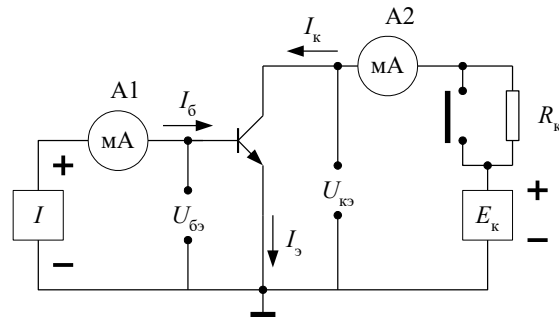


Рис. 6. Измерительная схема для исследования статических и нагрузочных характеристик транзистора (схема с ОЭ)

При работе транзистора с нагрузкой  $R_к$  связь между коллекторным током  $I_к$  и напряжением на коллекторе  $U_к$  выражается уравнением нагрузочной характеристики:

$$I_к = \frac{E_к - U_к}{R_к}. \quad (11)$$

Нагрузочная характеристика представляет прямую на семействе коллекторных (выходных) характеристик транзистора (см. рис. 5) пересекающуюся с осями координат в точках 1 и 2 с координатами  $E_к/R_к$  и  $E_к$  соответственно.

Экспериментально нагрузочную характеристику можно получить снимая зависимость  $I_к = f(U_{кэ})$  при фиксированном напряжении коллекторного источника, равном  $E_к$ . При снятии этой характеристики управление коллекторным током  $I_к$  осуществляется через базовую цепь, т.е. посредством регулировки тока базы  $I_б$ .

## 2. МЕТОДИКА ГРАФИЧЕСКОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

Располагая вольтамперными характеристиками транзистора можно графическим путем определить его параметры. Следует иметь в виду, что в справочниках, как правило, приводятся вольтамперные характеристики для схемы включения транзистора с ОЭ, поэтому и  $h$ -параметры находятся для данной схемы включения.

Например, входное сопротивление транзистора  $h_{11э}$  может быть определено по входной характеристике  $I_б = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = \text{const}$  (рис. 7).

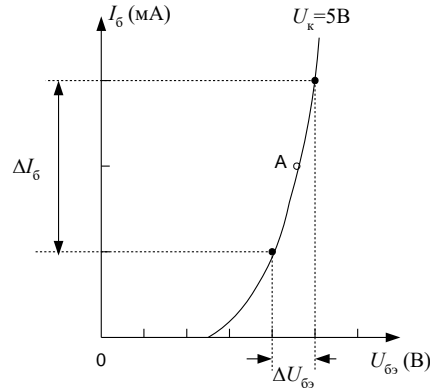


Рис. 7. Графический способ определения параметра  $h_{11э}$  транзистора

Пусть задан ток базы  $I_{бА}$ , определяющий статический режим работы транзистора. На входной характеристике находим рабочую точку "А", соответствующую этому току. Выбираем вблизи рабочей точки "А" две вспомогательные точки приблизительно на одинаковом расстоянии и определяем приращение тока базы  $\Delta I_б$  и напряжения  $\Delta U_{бэ}$ , по которым находим дифференциальное сопротивление

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б}, \quad U_{кэ} = \text{const}.$$

Параметры  $h_{21э}$  и  $h_{22э}$  определяются из семейства выходных характеристик  $I_к = f(U_{кэ})$ . Параметр  $h_{21э}$  находится при заданном напряжении коллектора  $U_{кэ} = \text{const}$ , проходящем через рабочую точку "А" (рис. 8).

Приращение тока базы  $\Delta I_б$  следует брать вблизи заданного значения тока базы  $I_{бА}$  как  $\Delta I_б = I_{б3} - I_{б1}$ . Этому приращению  $\Delta I_б$  соответствует приращение коллекторного тока  $\Delta I_к = I_{к2} - I_{к1}$ . Тогда параметр  $h_{21э}$  находится как

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}, \quad U_{кэ} = \text{const}.$$

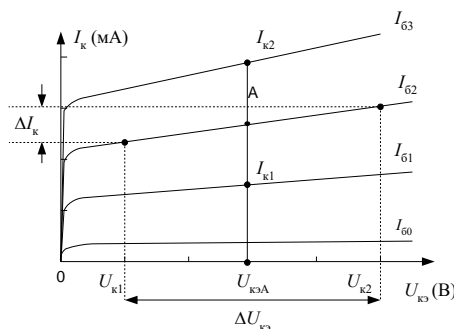


Рис. 8. Графический способ определения параметров  $h_{21э}$  и  $h_{22э}$  транзистора

Параметр  $h_{22\omega}$  определяется по наклону выходной характеристики. Из семейства выходных характеристик выбирается та характеристика, на которой находится рабочая точка "А". На этой характеристике (т.е. при  $I_{6A}=I_{62} = \text{const}$ ) вблизи точки "А" выбираются две вспомогательные точки приблизительно на одинаковом расстоянии, и определяется приращение коллекторного напряжения  $\Delta U_{к\omega} = U_{к2} - U_{к1}$ , вызывающее приращение коллекторного тока  $\Delta I_{к}$  (рис. 8). Тогда параметр  $h_{22\omega}$  будет равен

$$h_{22\omega} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{к\omega}}, \quad I_6 = \text{const.}$$

Графическое определение параметра  $h_{12\omega}$  затруднено, поскольку семейство входных характеристик при различных  $U_{к\omega} > 0$  практически сливается в одну (рис. 7). Параметр  $h_{12\omega}$  равен

$$h_{12\omega} = \frac{\Delta U_{6\omega}}{\Delta U_{к\omega}}, \quad I_6 = \text{const.}$$

Учитывая, что значение параметра  $h_{12\omega}$  весьма мало ( $\sim 10^{-3} \div 10^{-4}$ ) и им, как правило, всегда пренебрегают, определять его графическим способом нет необходимости.

### 3. ЗАДАНИЯ НА ТЕОРЕТИЧЕСКУЮ ПОДГОТОВКУ И РАСЧЕТЫ

ЗАДАНИЕ 1. Ознакомиться: со схемами включения транзистора; с методикой исследования (снятия) статических вольтамперных характеристик транзистора с ОБ и ОЭ; с методикой графического определения  $h$ -параметров транзистора.

ЗАДАНИЕ 2. Рассчитать по формуле (11) и построить нагрузочную характеристику  $I_{к} = f(U_{к\omega})$  биполярного транзистора для следующих исходных данных: 1)  $R_{к} = 1 \text{ кОм}$ ,  $E_{к} = 10 \text{ В}$ ; 2)  $R_{к} = 3 \text{ кОм}$ ,  $E_{к} = 10 \text{ В}$ .

### 4. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Комплект приборов для выполнения лабораторной работы состоит из:

- лабораторного стенда;
- цифрового вольтметра В7-38;
- мультиметра;
- лабораторного источника питания с напряжением  $\pm 15 \text{ В}$ .

На лицевой панели лабораторного стенда расположены два миллиамперметра: миллиамперметр А1 измеряет входной ток транзистора ( $I_3$  – для схемы с ОБ, предел измерения шкалы 10мА;  $I_6$  – для схемы с ОЭ, предел измерения шкалы 0,1мА).

Для измерения напряжения на входе транзистора (эмиттере или базе) и на выходе транзистора (коллекторе) на передней панели размещены гнезда « $U_{6\omega}$ » и « $U_{к}$ ». Измерение напряжений выполняются при помощи лабораторного вольтметра В7-38. для изменения схемы включения транзистора с ОБ на ОЭ следует перевернуть трехполюсную вилку с транзистором и вставить ее в







$U_{кэ}, В$	0									
-------------	---	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Построить графики входной и семейства выходных характеристик для схемы включения с общим эмиттером.

3. Исследование нагрузочной характеристики транзистора (схема с ОЭ).

Установить напряжение регулируемого источника напряжения  $E_k = 10В$  (контроль напряжения на гнездах  $U_k$  при  $R_k = 0$ ).

Включить сопротивление нагрузки  $R_k = 1кОм$  (переключатель «НАГРУЗКА  $R_k$ »). Управляя коллекторным током с помощью регулируемого источника входного тока  $I_б$ , записать значения выходного тока  $I_k$  и напряжения  $U_{кэ}$ . Снятие характеристики начинать при  $I_б = 0$ .

Повторить исследование нагрузочной характеристики транзистора для  $R_k = 3кОм$  и  $E_k = 10В$ .

Полученные результаты занести в таблицу 5.

Таблица 5.

$R_k = 1кОм$	$I_k, МА$	0	1	2	3	4	5
$E_k = 10В$	$U_{кэ}, В$						
$R_k = 3кОм$	$I_k, МА$	0	1	2	3	4	5
$E_k = 10В$	$U_{кэ}, В$						

По экспериментальным данным построить на выходных характеристиках транзистора нагрузочные прямые и сопоставить их с теоретически рассчитанным графиком линии нагрузки.

4. Определение параметров транзистора.

По экспериментальным характеристикам для схемы включения с ОЭ графическим методом, изложенным выше, определить  $h$ -параметры:  $h_{11э}$ ,  $h_{21э}$ ,  $h_{22э}$  для рабочей точки А с координатами  $I_б = 0,06МА$  и  $U_{кэ} = 5В$ .

По найденному значению параметра  $\beta = h_{21э}$  определить параметр  $\alpha$  для схемы включения транзистора с ОБ, пользуясь формулой (8).

### ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. Нарисовать схему и объяснить методику снятия статических характеристик транзистора для схемы с ОБ.

2. Нарисовать входные и выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ.

3. Нарисовать схему и объяснить методику исследования вольтамперных характеристик транзистора для схемы с ОЭ.

4. Нарисовать входные и выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

5. Нарисовать схему для исследования нагрузочной характеристики транзистора. Описать методику ее снятия и нарисовать вид нагрузочной характеристики для схемы с ОЭ,

6. Перечислить статические  $h$ -параметры транзистора и объяснить методику их определения по вольтамперным характеристикам.

## Лабораторная работа № 11

### РАСЧЕТ И ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

**ЦЕЛЬ РАБОТЫ:** закрепление знаний принципов построения, схем, принципа действия, расчетных соотношений генераторов синусоидальных колебаний (ГСК) с  $RC$ -элементами; приобретение умений по расчету параметров элементов, сборке схем, экспериментальному исследованию работы, свойств и регулировки ГСК.

Задание для самостоятельной работы включает изучение принципов построения ГСК, их схем, принципа действия, расчетных соотношений, выполнение расчетного задания по полученным у преподавателя исходным данным.

В аудиторное время выполняются экспериментальные исследования: сборка и исследование ГСК с  $RC$ -четыреполюсником; сборка и исследование ГСК с мостом Вина; оформление и защита отчета.

#### 1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ГСК

Основу ГСК составляет усилитель, охваченный положительной обратной связью (ПОС), обеспечивающей устойчивый режим самовозбуждения на требуемой частоте. Структурно такой ГСК можно представить в виде замкнутого контура (рис.6.1.), состоящего из усилительного звена с коэффициентом усиления  $K$  и цепи ОС с коэффициентом передачи  $\gamma$ .

Такая схема будет генерировать установившиеся колебания в том случае, если на какой-то частоте сигнал, усиленный усилителем в  $/K/$  раз и

ослабленный ОС в  $1/\gamma$  раз, придет на вход усилителя этой же фазе и с той же амплитудой. Это можно сформулировать так чтобы усилитель, охваченный ПОС, генерировал установившиеся колебания требуемой частоты, необходимо выполнение следующих условий:

- фазовый сдвиг в замкнутом контуре должен быть равным 0 или кратным  $2\pi$ , т.е.

$$\varphi_y + \varphi_{oc} = 2\pi n, \quad n=0,1,2,\dots, \quad (1)$$

где  $\varphi_y$  - фазовый сдвиг в усилителе;  $\varphi_{oc}$  – фазовый сдвиг в цепи ОС;

- модуль петлевого коэффициента усиления должен быть равен 1:

$$|K/\gamma|=1 \quad (2)$$

эти условия называют балансом фаз и балансом амплитуд соответственно.

ГСК могут выполняться на различных усилительных элементах (транзисторах, операционных усилителях и т.п.). Обычно усилительный элемент даёт сдвиг по фазе, равный 0 (неинвертирующий) или  $\pi$  (инвертирующий), поэтому для достижения баланса фаз и баланса амплитуд только на одной частоте коэффициент передачи ОС  $\gamma$  должен быть частотно-зависимым. Широко применяются в ОС LC -контур и RC -цепи. LC-генераторы используются для частот свыше нескольких десятков кГц, при меньших частотах они имеют большие габариты, чем RC –генераторы. В качестве усилительного элемента в настоящее время широко применяются ОУ. В данной работе изучаются и исследуются ГСК на основе ОУ и RC -цепей.

Однако для работы ГСК указанные условия баланса фаз и баланса амплитуд являются необходимыми, но не достаточными. Необходимо еще, чтобы ГСК самовозбуждался.

Различают два вида самовозбуждения: "мягкое" и "жесткое", суть которых легко понять из рассмотрения амплитудных характеристик усилителя и цепи ОС.

Принцип "мягкого" самовозбуждения показан на рис. 6.1а.

Из рисунка следует, что при возникновении малейшего напряжения на входе (или выходе) усилителя будет происходить нарастание напряжения на выходе усилителя (входа цепи ОС) и выходе ОС (входе усилителя) до достижения значений точки А. При больших значениях напряжений, как видно из рис. 6.1а, процесс будет идти на уменьшение напряжений опять же к значениям точки А. Таким образом, схема обязательно, самовозбудится и будет генерировать напряжение с амплитудой  $U_{\text{вых.у}}$  соответствующей точке А.

На рис. 6.1б показан случай "жесткого" самовозбуждения. Для возбуждения ГСК необходимо подать либо на вход усилителя напряжение  $U_{\text{вх.у}}^B$ , либо на вход ОС – больше  $U_{\text{вх.ОС}}^B$ .

## 2. ГЕНЕРАТОР СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ПОВОРОТОМ ФАЗЫ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Схему ГСК с  $RC$ - четырехполюсником (рис.6.2) ещё называют ГСК с лестничной цепью типа " $R$ -параллель".

В цепи ОС расположен трехзвенный четырехполюсник. Три звена используются потому, что каждое звено обеспечивает сдвиг по фазе не более чем на  $90^\circ$ .

Амплитудно-частотная и фазово-частотные характеристики трехзвенного четырехполюсника (рис. 6.3) приведены на рис, 6.4. Обычно для удобства расчетов и регулировки берут  $R_1=R_2=R_3=R$  и  $C_1=C_2=C_3=C$ . Сдвиг по фа-

$$f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{6}RC) \quad (6.3)$$

зе, равный  $\pi$ , осуществляется на частоте

при этом

$$|\gamma|_{f=f_0} = 1 / 29 \quad (6.4)$$

Из рассмотренного следует, что:

- для обеспечения баланса фаз ( $\varphi_y + \varphi_\gamma = 0$ ) ОУ необходимо включить по инвертирующей схеме;
- для обеспечения баланса амплитуд ( $1/K_u \cdot \gamma = 1$ ) инвертирующий усилитель должен иметь коэффициент усиления  $K_u \geq 29$ , с этой целью ОУ охватывают частотно-независимой (жесткой) ООС с помощью  $R_{OC}$  и  $R_0$ .

Величина  $K_u \geq 29$  обеспечивается выбором отношения  $R_{OC}/R_0 \geq 29$ . Обычно сопротивление  $R_0$  берется много меньше входного сопротивления  $R_{вх.оу}$  операционного усилителя, в этом случае  $R_{вх} \approx R_0$ . Кроме того,  $R_{OC}$  берется таким, чтобы  $U_{вых}/(R_{OC}/R_{н}) < I_{вых}$  для ОУ. Тогда  $R_3$  определяется из условия  $R_3/R_0 = R$ , а  $R$  и  $C$  выбираются в соответствии с требуемой частотой  $f_0$  из условия (6.3). При этом следует иметь в виду, что, чем меньше  $C$ , тем больше потребуется  $R$ , а при больших  $R$  на резисторах будут большие наводки.

Для стабилизации амплитуды используются различные схемы. Наиболее просто стабилизация обеспечивается встречно-параллельным включением в цепь  $R_{OC}$  двух диодов (рис. 6.2).

Динамическое сопротивление диодов определяется соотношением  $r_D = 26 \text{ мВ}/i_D$ , где  $i_D$  - мгновенное значение тока диода;  $26 \text{ мВ}$  - температурный потенциал диодного перехода при комнатной температуре. Тогда, по мере возрастания  $U_{вых}$  за счет уменьшения  $r_D$  ( $i_D$  растет) будет уменьшаться общее сопротивление цепи  $OC$ , стабилизируя и предотвращая грубое ограничение напряжения  $U_{вых}$ .

Установка необходимой амплитуды достигается подстройкой сопротивления жесткой ООС, обычно выполняемой экспериментально.

Недостатком ГСК с "  $R$  -параллелью" является сложность перестройки частоты, обычно он применяется для фиксированной частоты.

### 3. ГЕНЕРАТОР СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С МОСТОМ ВИНА

Мостом Вина называется частотно-зависимая схема, изображенная на

$$\gamma = \frac{j\omega C_1 R_2}{1 - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + j\omega(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2)} \quad (6.5)$$

рис. 6.5. Схема имеет передаточную функцию

Амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики моста Вина представлены на рис. 6.6.

На частоте мост Вина осуществляет сдвиг по фазе  $\varphi_\gamma$ , равный 0, при этом коэффициент  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$  передачи  $I\mathcal{U}$  равен 1/3. Отсюда следует, что мост Вина в качестве частотно-зависимой ОС следует включать на неинвертирующий вход, как показано на рис. 6.7.

$$\gamma = 1 / \left( 3 + j \left( \omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right) \right) \quad (6.6)$$

Обычно берут  $R_1=R_2=R$ , а  $C_1=C_2=C$ , в этом случае

тогда

Параметры  $R_{OC}$  и  $R_0$  выбираются так, чтобы обеспечивалось условие

$$f_0 = 1 / (2\pi RC) \quad (6.7)$$

$\gamma K_n \geq 1$ , т.е.  $K_n = (1 + R_{OC}/R_0) \geq 3$  ( $R_{OC}/R_0 \geq 2$ ). С целью уменьшения влияния входных токов ОУ на смещение  $U_{вых}$  целесообразно выбирать  $R_0=R$ .

Существует много схем стабилизации амплитуды колебаний ГСК с мостом Вина. Наиболее простая, когда вместо  $R_0$  включается лампочка накаливания (рис. 6.8). В этом случае при уменьшении амплитуды выходного напряжения ток через лампочку уменьшается, уменьшается её сопротивление  $R_0$ , увеличивается  $K_n = 1 + R_{OC}/R_0$ , возрастает амплитуда выходного напряжения. Обратный процесс получается при увеличении амплитуды выходного напряжения. Установившаяся амплитуда будет при  $K_n=3$ .

Применяется также встречно-параллельное включение диодов в цепь ОС, как и в ГСК с "RC -параллелью". Установка необходимой амплитуды делается подстройкой сопротивления цепи жесткой ООС.

В ГСК с мостом Вина можно перестройку частоты производить изменением  $R$  или  $C$ , при этом, чтобы соблюдалась зависимость (6.7), следует менять одновременно либо сопротивления обоих резисторов  $R$ , либо емкости обоих конденсаторов  $C$ .

Поскольку в ГСК ОУ охвачен глубокой жесткой ООС, то нестабильность частоты определяется, главным образом, нестабильностью элементов частотно-зависимой ОС. В соответствии с зависимостями (6.3) и (6.7) нестабильность частоты будет определяться выражением:  $q_f = q_f(C) + q_f(R) = -\Delta C/C - \Delta R/R$ .

#### 4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Определить и пояснить основные условия генерирования установившихся колебаний в ГСК.
2. Провести сравнительную оценку построения ГСК с частотно-зависимыми цепями типа  $LC$  и  $RC$ .
3. Изобразить и пояснить схему ГСК с  $RC$ -четырёхполюсником.
4. Изобразить трехзвенный  $RC$ -четырёхполюсник и его частотные характеристики.
5. Пояснить основные условия выбора параметров элементов ГСК с  $RC$ -четырёхполюсником.
6. Изобразить схему моста Вина и его частотные характеристики.
7. Изобразить и пояснить схему ГСК с мостом Вина.
8. Пояснить основные условия выбора параметров элементов ГСК с мостом Вина.
9. Пояснить принцип стабилизации амплитуды с помощью лампочки накаливания.
10. Пояснить принцип стабилизации амплитуды с помощью диодов.

11. Дать сравнительную оценку ГСК с  $RC$ -четырёхполюсником и мостом Вина.

12. Как влияет нестабильность параметров ОУ на нестабильность частоты ГСК?

13. Записать и пояснить зависимость нестабильности частоты от нестабильности элементов цепей ОС.

14. Будет ли меняться амплитуда, если изменять  $R_1$  (или  $R_2$ , или  $C_1$ , или  $C_2$ ) в ГСК с мостом Вина?

## 5. ЗАДАНИЕ НА ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

1. Расчет ГСК с  $RC$  -четырёхполюсником.

1.1. Получить у преподавателя исходные данные:  $f$  и  $q_f$  (см. приложение).

1.2. Рассчитать и выбрать элементы схемы.

2. Расчет по анализу исследуемой в пульте схемы ГСК

2.1. Вычислить частоту генерируемых колебаний.

2.2. Определить сопротивление цепи жесткой ООС при  $R_0=5,1$  к.

2.3. Вычислить значения нестабильностей частоты из-за отклонений только  $R$ , только  $C$ , а также максимальную суммарную нестабильность при одновременном отклонении  $R$  и  $C$   $RC$  -цепи на 10%.

3. Расчет ГСК с мостом Вина

3.1. Получить у преподавателя исходные данные:  $f$  и  $q_f$  (см. приложение).

3.2. Рассчитать параметры и выбрать элементы схемы ГСК.

4. Расчет по анализу исследуемой в пульте схемы.

4.1. Определить частоту генерируемых колебаний.

4.2. Определить сопротивление цепи жесткой ООС, при  $R_0 = 10$  к.

4.3. Вычислить значения нестабильностей частоты из-за отдельных отклонений только  $R_1$ , только  $C_2$ , а также максимальную неста-



бильность при отклонениях  $\Delta R_1 = \Delta R_2$ ,  $\Delta C_1 = \Delta C_2$ , если отклонение резисторов и конденсаторов составляют 10% от указанных номиналов.

## 6. ЗАДАНИЕ НА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Экспериментальные исследования проводятся на лабораторном комплексе, включающем в себя источник постоянного двуполярного напряжения с диапазоном + 15 В, - 15 В; осциллограф и электронный пульт №2.

### **Внимание!**

1. Коммутацию цепей производить только в обесточенной схеме.
2. Подключение источников питания производить в выключенном их состоянии.
3. Питание на схему подавать только после проверки схемы преподавателем.

### ЗАДАНИЕ 1. Исследование ГСК с $RC$ –четырёхполюсником.

- 1.1. Собрать схему без диодов, включив в цепь ООС последовательно с резисторами 100 к и 51 к переменный резистор  $R_2$ .
- 1.2. Изменяя сопротивление потенциометра в цепи ООС, наблюдать на осциллографе происходящие процессы возбуждения колебаний и их срыва.
- 1.3. Включить в ООС диоды, при этом целесообразно вместо резисторов 100 к и 51 к использовать один резистор 130 к.
- 1.4. Изменяя сопротивление цепи ООС, наблюдать происходящий процесс возбуждения колебаний и изменения их параметров. Дать объяснение процессам по пунктам 1.2 и 1.4.
- 1.5. Измерить номинальную частоту и определить нестабильность частоты при отклонениях только  $C$ , только  $R$  и при одновременном отклонении  $C$  и  $R$  на 10%. Дать объяснение различию результатов эксперимента и расчетов.

### ЗАДАНИЕ 2. Исследование ГСК с мостом Вина

- 2.1. Собрать схему без включения диодов.
- 2.2. Изменяя сопротивление в цепи ООС, наблюдать на осциллографе процессы возбуждения колебаний.
- 2.3. Включить в цепь ООС диоды.
- 2.4. Изменяя сопротивление цепи ООС, наблюдать на осциллографе возбуждение колебаний и изменение их параметров.
- 2.5. Измерить номинальную частоту и определить нестабильность частоты при отклонениях только сопротивления резистора  $R_2$  моста Вина, только емкости конденсатора  $C_2$  и их одновременном отклонении. Результаты сравнить с расчетами.

## ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

1. Для расчета параметров схем с  $RC$  – четырехполосником и мостом

Вина

№ вар.	ГСК с $RC$ – четырехполосником		ГСК с мостом Вина	
	$f$ , кГц	$q_{f,}$ %	$f$ , кГц	$q_{f,}$ %
1	6,5	10	1,550	7
2	7	6	1,540	7
3	7,5	7	1,560	7
4	6,7	5	1,570	10
5	6,9	11	1,580	10
6	7,1	12	1,540	8
7	7,2	5	1,530	8
8	7,3	3	1,520	8
9	7,5	4	1,510	8
10	8,0	2	1,510	9
11	8,5	5	1,520	9
12	9,0	6	1,530	9
13	9,5	8	1,540	9
14	10	10	1,550	9
15	10,5	10	1,560	9
16	11	8	1,560	10
17	12	6	1,550	10
18	13	4	1,540	10
19	14	5	1,530	10
20	14,5	6	1,520	10
21	15	5	1,510	10
22	15,5	4	1,510	7
23	16	3	1,520	7
24	14	6	1,530	7

## Лабораторная работа №12

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ  
ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ состоит в изучении и экспериментальном исследовании влияния отрицательной обратной связи (ООС) на параметры, характеристики усилителя (на примере усилителя с последовательно-параллельной ООС).

## I. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

В усилителях электрических сигналов кроме прямой связи, обеспечивающей передачу сигнала от входа к выходу, существует обратная связь. Обратной связью (ОС) называется передача части выходного сигнала усилителя на его вход в зависимости от того, в какой фазе относительно сигнала источника сигнала, на входе усилителя вводится сигнал обратной связи различают: отрицательную и положительную обратную связь (ООС и ПОС).

В усилителях чаще всего используют ООС, при которой сигнал на входе усилителя по цепи обратной связи подается в противофазе с сигналом, поступающим от источника сигнала. Введение ООС влияет на основные параметры и характеристики усилителя: 1) уменьшает коэффициент усиления; 2) уменьшает нестабильность его параметров, а также частотные нелинейные искажения; 3) изменяет входное и выходное сопротивления.

Таким образом, ООС является эффективным средством управления свойствами и параметрами усилителя. Причем новые положительные качества усилителя с ООС приобретаются за счет уменьшения его коэффициента усиления по сравнению с коэффициентом усиления исходного усилителя без ООС.

### 1.1. Влияние ООС на коэффициент усиления усилителя

Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью, показана на рис.1.

Усилитель без ОС обладает коэффициентом усиления

$$K_0 = \frac{U_{\text{âîö}}}{U_{\text{âî}}}. \quad (1)$$

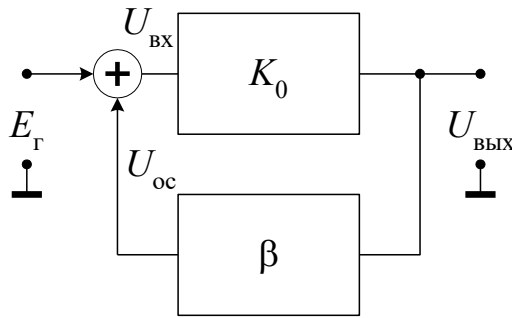


Рис. 1. Структурная схема усилителя с обратной связью

Часть выходного сигнала через цепь обратной связи возвращается на вход усилителя и складывается с входным сигналом источника сигнала  $E_{\Gamma}$ . Коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta = U_{oc}/U_{вых}$  обычно меньше единицы. Таким образом, на входе исходного усилителя действуют одновременно два сигнала  $E_{\Gamma}$  и

$$U_{in} = \beta \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (2)$$

Если эти два сигнала совпадают по фазе (ПОС), то

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = E_{\hat{a}} + U_{in} = E_{\hat{a}} + \beta \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}, \quad (3)$$

а коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью, равен

$$K_{in}^+ = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{E_{\hat{a}}} = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_{\hat{a}\hat{o}} - \beta \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{K_0}{1 - \beta \cdot K_0}. \quad (4)$$

Если же сигналы  $E_{\Gamma}$ , и  $U_{oc}$  находятся в противофазе, то на входе исходного усилителя они вычитаются (ООС)

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = E_{\hat{a}} - U_{in} = E_{\hat{a}} - \beta \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}, \quad (5)$$

а коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, равен

$$K_{in}^- = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{E_{\hat{a}}} = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_{\hat{a}\hat{o}} + \beta \cdot U_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{K_0}{1 + \beta \cdot K_0}. \quad (6)$$

Анализ соотношений (4) и (6) показывает, что ПОС увеличивает, а ООС уменьшает коэффициент усиления исходного усилителя, причем уменьшение происходит в  $(1 + \beta \cdot K_0)$  раз.

## 1.2. Влияние ООС на стабильность коэффициента усиления

Из выражения (6) видно, что если  $\beta \cdot K_0 \gg 1$ , то коэффициент усиления не зависит от  $K_0$ , а целиком определяется параметрами элементов цепи ООС, т.е. коэффициентом обратной связи  $\beta$ . Поскольку элементы цепи ОС (обычно пассивные элементы) в меньшей степени зависят от различных дестабилизирующих факторов, чем активные, входящие в усилитель, то ООС стабилизирует коэффициент усиления  $K_{oc}$ . Дестабилизирующим фактором, влияющим на коэффициент усиления исходного усилителя, может быть изменение температуры, приводящее к изменению параметров транзисторов, дрейф напряжений питания, старение и технологический разброс параметров микросхем усилителей в условиях массового производства.

В общем случае стабильность коэффициента усиления,  $K_{oc}$  оценивается относительным коэффициентом нестабильности  $\Delta K_{oc}/K_{oc}$ , который от ОС зависит следующим образом

$$\frac{\Delta K_{in}}{K_{in}} = \frac{\Delta K_0}{K_0} \cdot \frac{1}{(1 + \beta \cdot K_0)}. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что нестабильность коэффициента усиления при введении ООС уменьшается в  $(1 + \beta \cdot K_0)$  раз.

## 1.3. Влияние ООС на амплитудно-частотную характеристику усилителя

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя есть зависимость модуля коэффициента передачи от частоты, т.е.  $K(\omega) = |K(j\omega)|$ . Основными параметрами АЧХ являются значение коэффициента усиления  $K_0$  в полосе усиливаемых частот и граничные частоты, верхняя и нижняя ( $f_v, f_n$ ), определяемые на уровне  $0,707 \cdot K_0$ . Вопрос о влиянии ООС на коэффициент усиления рассмотрен в разделе 1.1 (формула 6).

На рис. 2 приведены типичные АЧХ усилителя постоянного тока и указана полоса пропускания каждого усилителя ( $f_v - 0$ ): без ОС (кривая 1), и при наличии ООС (кривая 2 при  $\beta \cdot K_0 = 10$ , кривая 3 при  $\beta \cdot K_0 = 100$ ). АЧХ

построены в предположении, что их спад на частотах  $f > f_B$  происходит с наклоном  $-20$  дБ/дек. Последнее означает, что усиление падает в 10 раз (на 20 дБ) при увеличении частоты в 10 раз (на одну декаду).

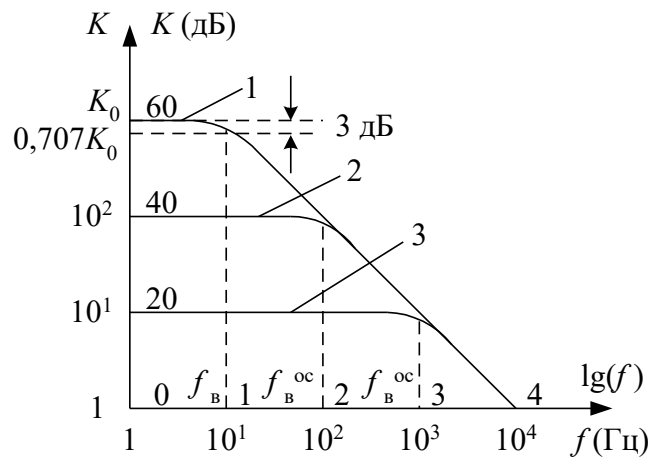


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики усилителя постоянного тока:  
1 – без ОС; 2,3 – при наличии ОС

Из представленных АЧХ следует, что с увеличением глубины ОС (величины  $(1+\beta \cdot K_0)$ ) значение верхней граничной частоты увеличивается.

Подробный анализ показывает, что

$$f_a^{\text{in}} = f_a (1 + \beta \cdot K_0), \quad (8)$$

где  $f_B$  – верхняя граничная частота усилителя без ООС.

Таким образом, ООС уменьшает  $(1+\beta \cdot K_0)$  раз коэффициент усиления в области средних частот и расширяет диапазон усиливаемых частот в  $(1+\beta \cdot K_0)$  раз.

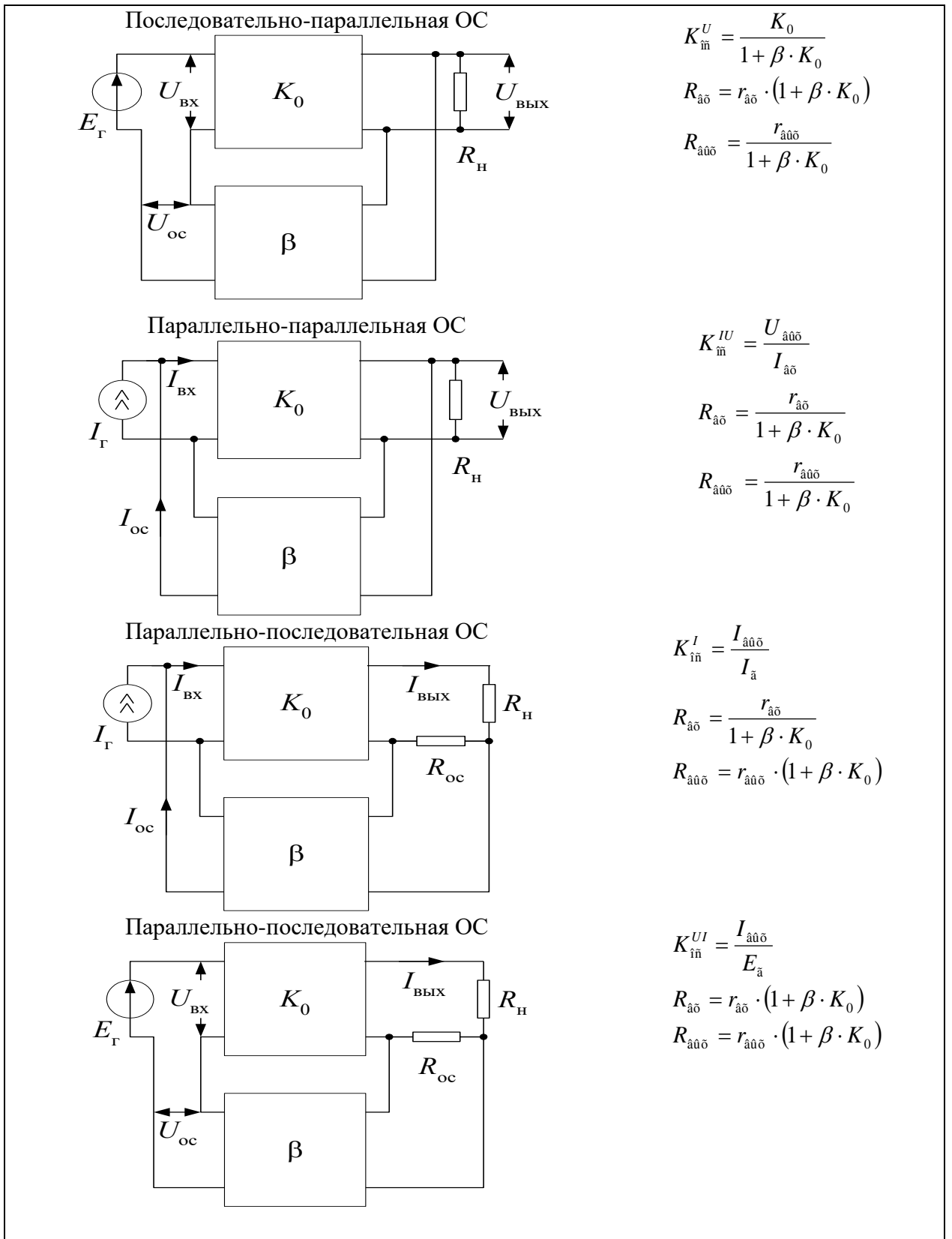
#### 1.4. Виды обратной связи

В зависимости от схемы присоединения цепи ОС к выходу усилителя (последовательно или параллельно нагрузке) и к входу (последовательно или параллельно источнику сигнала) различают четыре вида ООС. Структурные схемы видов ООС, а также основные характеристики усилителей с ООС приведены в табл. 1.

Таблица 1

Виды отрицательных обратных связей в усилителях

Вид ОС	Основные соотношения
--------	----------------------



Особенность терминологии усилителей с ООС следующая, например, последовательно-параллельная ООС; первое слово указывает, как сигнал ОС подается на вход, а второе, как сигнал ОС снимается с входа усилителя.



Влияние ООС на входное и выходное сопротивление усилителя зависит от вида ОС, а потому требует специальное рассмотрение в каждом конкретном случае. Отметим, что последовательная по входу или выходу ООС увеличивает соответственно входное или выходное сопротивления усилителя, а параллельная – их уменьшает.

### 1.5. Параметры и характеристики усилителя с последовательно-параллельной ООС

Структурная схема усилителя с последовательно-параллельной ООС на основе ОУ приведена на рис. 3.

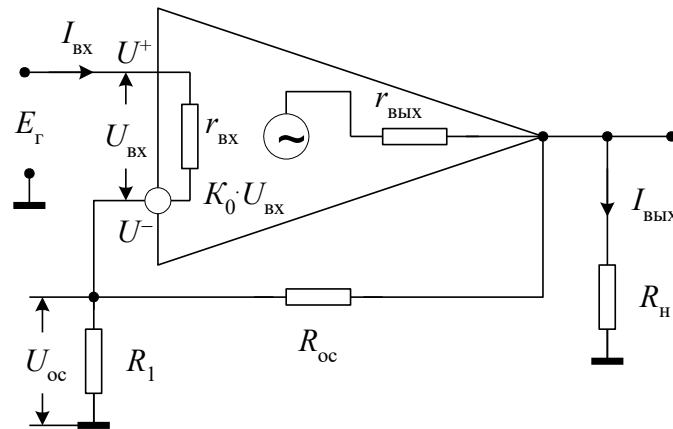


Рис. 3. Структурная схема усилителя с последовательно-параллельной ООС

Известно, что сигнал на выходе ОУ  $U_{\text{ВЫХ}}$  связан с сигналами на не инвертирующем  $U^+$  и инвертирующем  $U^-$  входах соотношением:

$$U_{\text{âââ}} = \hat{E}_0 \cdot (U^+ - U^-) = \hat{E}_0 \cdot U_{\text{ââ}}, \quad (9)$$

где  $K_0$  – коэффициент усиления усилителя без ОС.

Из анализа схемы можно записать, что  $U^+ = E_{\Gamma}$ , а

$$U^- = U_{\text{in}} = \frac{U_{\text{âââ}} \cdot R_1}{R_1 + R_{\text{in}}}. \quad (10)$$

Подставляем эти значения в выражение (9), откуда следует, что коэффициент усиления усилителя, охваченного последовательно-параллельной ООС, определяется выражением

$$\hat{E}_{\text{in}}^- = \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}}}{E_{\hat{\text{a}}}} = \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}}}{\frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}} + U_{\hat{\text{in}}} \cdot K_0}{K_0}} = \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}} \cdot K_0}{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}} + U_{\hat{\text{in}}} \cdot K_0} = \frac{K_0}{1 + \frac{U_{\hat{\text{in}}}}{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}}} \cdot K_0} = \frac{K_0}{1 + \beta \cdot \hat{E}_0}, \quad (11)$$

которое совпадает с соотношением (6), а из сравнения выражений (2) и (9) следует, что величина коэффициента передачи цепи ОС равна

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{\hat{\text{in}}}}. \quad (12)$$

Рассмотрим, как влияет последовательно-параллельная ООС на входное сопротивление усилителя. Для входного сопротивления, усилителя без ОС

$$r_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}} = \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}}{I_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}}. \quad (13)$$

Для входного сопротивления усилителя, охваченного ОС,

$$R_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}} = \frac{E_{\hat{\text{a}}}}{I_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}}. \quad (14)$$

Из выражений (1), (2) и (5) можно найти напряжение источника сигнала

$$E_{\hat{\text{a}}} = (1 + \beta \cdot K_0) \cdot U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}, \quad (15)$$

подставляя которое в выражение (14) и учитывая (13), получаем

$$R_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}} = (1 + \beta \cdot K_0) \cdot \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}}{I_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}} = (1 + \beta \cdot K_0) \cdot r_{\hat{\text{a}}\hat{\text{o}}}. \quad (16)$$

Таким образом, введение последовательной ООС позволяет увеличить входное сопротивление усилителя в  $(1 + \beta \cdot K_0)$  раз.

Выходное сопротивление усилителя определяется по формуле

$$r_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}} = \frac{U_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}.\hat{\text{o}}\hat{\text{o}}}}{I_{\hat{\text{a}}\hat{\text{u}}\hat{\text{o}}.\hat{\text{e}}\hat{\text{c}}}}, \quad (17)$$

где  $U_{\text{вых.хх}}$  – выходное напряжение в режиме холостого хода на выходе ( $R_{\text{н}} = \infty$ ),  $I_{\text{вых.кз}}$  – выходной ток короткого замыкания ( $R_{\text{н}} = 0$ ).

Для усилителя с последовательно-параллельной ОС выходное напряжение в режиме холостого хода равно

$$U_{\text{âü.õõ}} = \frac{K_0 \cdot U_{\text{âü}}}{1 + \beta \cdot K_0}. \quad (18)$$

При коротком замыкании резистора нагрузки ( $R_n = 0$ ) обратная связь не действует и на выходе схемы течет ток короткого замыкания

$$I_{\text{âü.êç}} = \frac{K_0 \cdot U_{\text{âü}}}{r_{\text{âü}}}, \quad (19)$$

где  $r_{\text{вых}}$  – выходное сопротивление усилителя без ОС.

Отсюда, согласно определению, выходное сопротивление схемы при замкнутой ОС можно определить:

$$R_{\text{âü}} = \frac{U_{\text{âü.õõ}}}{I_{\text{âü.êç}}} = \frac{r_{\text{âü}}}{1 + \beta \cdot K_0}. \quad (20)$$

Таким образом, при введении последовательно-параллельной ООС выходное сопротивление уменьшается в  $(1 + \beta \cdot K_0)$  раз.

## 2. ЗАДАНИЯ НА ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

До проведения расчетов необходимо изучить раздел 1 настоящих указаний.

Схема исследуемого усилителя с последовательно-параллельной ООС приведена на передней панели лабораторного стенда (рис. 4). Для выполнения теоретических расчетов параметры исходного усилителя (т.е. усилителя без ООС) принимаем равными:  $K_{01} = 1000$ ,  $r_{\text{вх}} = 10$  кОм,  $r_{\text{вых}} = 2$  кОм,  $f_v = 100$  Гц, наклон АЧХ составляет -20дБ/дек.

**ЗАДАНИЕ 1.** Вычислить коэффициенты передачи цепи обратной связи  $\beta$  и коэффициенты усиления  $K_{\text{ос}}$  при включенной ООС для трех значений сопротивления резистора обратной связи  $R_{\text{ос}}$  ( $R3 = 1$  МОм,  $R4 = 100$  кОм,  $R5 = 10$ кОм).

**ЗАДАНИЕ 2.** Определить значения верхней граничной частоты  $f_a^{\text{in}}$  усилителя с ООС для трех значений сопротивления резистора  $R_{\text{ос}}$ .

**ЗАДАНИЕ 3.** Построить графики АЧХ усилителя: исходного (без ООС) усилителя и усилителя с ООС при сопротивлениях резистора  $R_{\text{ос}}$ , указанных

в задании 1.

ПРИМЕЧАНИЕ. Обычно строят асимптотическую АЧХ (т.е. приближающуюся к реальной) в двойном логарифмическом масштабе: по оси  $Y$  ординат откладывают  $K(f) = 20 \lg K(f)$ , а по оси абсцисс –  $\lg f$  (как показано на рис. 2).

Для построения асимптотической АЧХ, например, усилителя без ООС необходимо: на уровне  $20 \lg K_0$  провести горизонтальный отрезок в интервале частот  $0 \div f_B$ ; затем от крайней точки отрезка (при  $f = f_B$ ) проводят второй отрезок с наклоном  $-20$ дБ/дек до пересечения с осью абсцисс. Полученная ломанная линия представляет собой асимптотическую АЧХ. Для усилителя с ООС проводят горизонтальный отрезок на уровне  $20 \lg K_{oc}$  до пересечения с ниспадающим (со скоростью  $-20$ дБ/дек) участком АЧХ. Проекция полученной точки пересечения на ось абсцисс дает верхнюю частоту  $f_a^{in}$  полосы пропускания усилителя с ООС.

ЗАДАНИЕ 4. Рассчитать величины входного сопротивления  $R_{вх}$  усилителя с ООС для трех значений коэффициента передачи цепи ОС  $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ ).

ЗАДАНИЕ 5. Рассчитать величины выходного сопротивления  $R_{вых}$  усилителя с ООС для трех значений коэффициента передачи цепи  $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ ) рассчитанные в задании 1.

ЗАДАНИЕ 6. Рассчитать стабильность коэффициента усиления усилителя без ОС и после введения ООС в условиях непостоянства коэффициента усиления  $K_0$  исходного усилителя (без ОС). При расчетах предположить, что исходный усилитель до воздействия дестабилизирующих факторов имеет коэффициент усиления  $K_{01} = 1000$ , а после их воздействия –  $K_{02} = 500$ .

### 3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Комплект приборов для выполнения лабораторной работы состоит из:

- лабораторного стенда;

- генератора сигналов специальной формы Г6-26;
- осциллографа С1-65;
- цифрового вольтметра В7-38 или мультиметра;
- двуполярного источника питания лабораторного стенда с напряжением +15В и –15В.

Лабораторный стенд имеет на основном поле передней панели изображение основных элементов принципиальной схемы исследуемого усилителя с отрицательной обратной связью. На правом дополнительном поле передней панели расположены выключатель питания SA1, индикатор включения питания, переключатель коэффициента усиления усилителя без ОС SA2, потенциометр балансировки усилителя, ручка которого выведена под шлиц (регулируется только при настройке стенда).

Входные и выходные потенциальные контакты усилителя, а также контакты некоторых элементов в цепях усилителя имеют цифробуквенные обозначения:  $1a, \dots, 8a, 1в, \dots, 8в$ . Эти контакты соединены внутри стенда с соответствующими гнездами наборного поля, выполненного на базе розетки шестнадцати контактного разъемного соединителя XS1, расположенного на нижнем дополнительном поле панели. В этом же поле установлены по две пары входных и выходных гнезд (зажимов). Эти гнезда соединены с контактами  $1a, 1в$  и  $8a, 8в$  наборного поля. Гнезда предназначены для подключения к входу и выходу усилителя измерительных приборов. Наборное поле позволяет с помощью коротких специальных проводников с плоскими штырями произвести соединения цепей усилителя для выполнения измерений в соответствии с заданиями на экспериментальные исследования.

#### 4. ЗАДАНИЯ НА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И МЕТОДИКА ИХ ВЫПОЛНЕНИЯ

##### 4.1. Методика измерения параметров усилителя

##### 4.1.1. Измерения всех параметров и характеристик усилителя

проводить по схеме, приведенной на рис. 4.

До начала измерений переключатель SA2 на стенде поставить в положение  $K_{01}$ . На выходе « $\text{G} \rightarrow$  – 0 ОСНОВНЫЕ» генератора, соединенном с клеммами « $\text{G} \rightarrow$  ВХОД» лабораторного стенда, установить сигнал (действующее значение) 5 мВ с частотой 50 Гц.

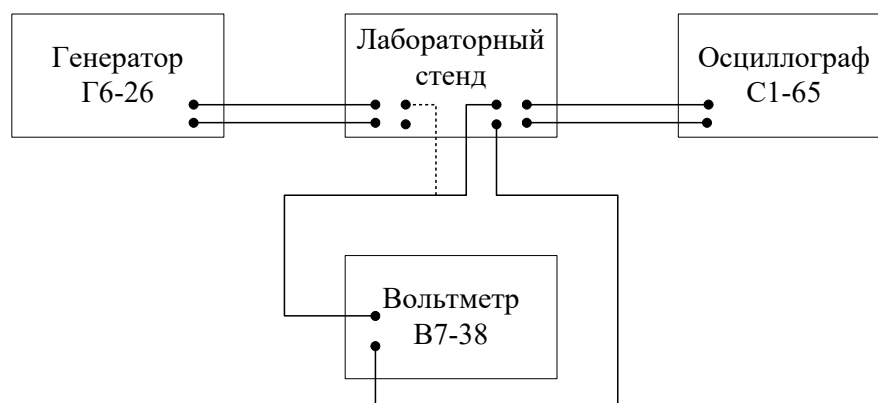


Рис.4. Схема проведения измерений

Проконтролировать правильность установки сигнала с помощью вольтметра. Осциллограф и вольтметр подсоединить к клеммам « $\text{G} \rightarrow$  ВЫХОД» стенда. Если сигнал, наблюдаемый на экране осциллографа, имеет искажение (ограничение), то с помощью резистора "БАЛАНСИРОВКА УСИЛИТЕЛЯ" добиться симметричного расположения сигнала относительно нулевой линии. Вольтметр использовать для измерения действующего значения гармонического сигнала на выходе усилителя.

При проведении всех измерений действующее значение генератора должно составлять 5 мВ.

Коэффициенты усиления  $K_0$  и  $K_{ос}$ , входное и выходное сопротивления, а также нестабильность коэффициента усиления измерять на частотах в полосе пропускания усилителя ( $\leq 100$  Гц).

При выполнении всех заданий кроме измерения входного сопротивления усилителя, резистор  $R_1$  должен быть равен нулю ( $R_1 = 0$ , когда клеммы 2а и 2в замкнуты проводником), а резистор  $R_n$  – отключен от выхода усилителя (клеммы 7а и 7в разомкнуты), кроме задания по

определению выходного сопротивления.

Для измерения характеристики исходного усилителя (усилителя без ОС) резистор  $R2$  должен быть равен нулю ( $R2 = 0$ , когда клеммы  $3a$  и  $3b$  замкнуты проводником).

При исследовании усилителя с ООС клеммы  $3a$  и  $3b$  разомкнуть, а цепь ООС – резистор  $R_{oc}$  ( $R3$ ,  $R4$  или  $R5$ ) соединить с выходом усилителя с помощью проводника на наборном поле.

4.1.2. Коэффициент усиления усилителя определяется как отношение напряжений гармонического сигнала (действующего значения  $U_d$  – измеренного вольтметром, либо амплитудного значения  $U_m$  – измеренного по сигналу, наблюдаемому на экране осциллографа, причем  $U_m = 1,4 \cdot U_d$ ) на выходе и входе усилителя при заданной частоте  $f$  входного сигнала, т.е.  $K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$  (1).

4.1.3. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) есть зависимость коэффициента усиления от частоты, т.е.  $K(f)$ . Ее экспериментально определяют путем измерения коэффициента усиления на различных частотах. Поскольку величина коэффициента усиления и диапазон частот изменяются в широких пределах, то графики АЧХ обычно строят в двойном логарифмическом масштабе. При этом по оси ординат откладывается коэффициент передачи в логарифмическом масштабе, т.е.  $K(f) = 20 \cdot \lg(f)$  и ось частот (ось абсцисс) также строится в логарифмическом масштабе.

4.1.4. Входное сопротивление усилителя экспериментально измеряют по схеме, приведенной на рис.

5.

Нахождение входного сопротивления состоит в измерении амплитуды (или действующего значения) выходного сигнала при включенном и замкнутом

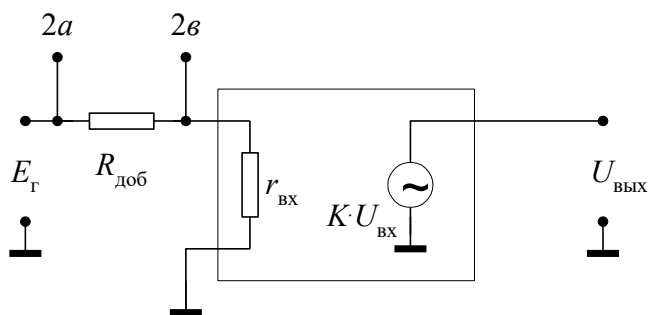


Рис. 5. Схема для экспериментального определения входного сопротивления уси-

добавочном сопротивлении  $R_{доб}$ , поддерживая амплитуду сигнала  $E_{г}$  - постоянной, и расчете искомой величины по формуле:

$$R_{\dot{a}\dot{o}} = \frac{R_{\dot{a}\dot{a}}}{\frac{U_{\dot{a}\dot{o}}}{U'_{\dot{a}\dot{o}}} - 1}, \quad (21)$$

где  $U_{\text{ВЫХ}}$  – амплитуда выходного сигнала (или его действующее значение) при замкнутом сопротивлении  $R_{доб}$  (клеммы  $2a$ ,  $2в$  замкнуты проводником),  $U'_{\dot{a}\dot{o}}$  – амплитуда выходного сигнала (или его действующее значение) при включенном сопротивлении  $R_{доб}$  (клеммы  $2a$ ,  $2в$  разомкнуты).

4.1.5. Выходное сопротивление усилителя экспериментально измеряют по схеме, приведенной на рис. 6. Его определяют по формуле:

$$R_{\dot{a}\dot{o}} = R_{г} \left( \frac{U_{\dot{a}\dot{o}.\dot{o}\dot{o}}}{U_{\dot{a}\dot{o}}} - 1 \right), \quad (22)$$

где  $U_{\text{ВЫХ.ХХ}}$  – амплитуда выходного сигнала (или его действующее значение) в режиме холостого хода (клеммы  $7a$ ,  $7в$  разомкнуты),  $U_{\text{ВЫХ}}$  – амплитуда выходного сигнала (или его действующее значение) при включенной нагрузке (клеммы  $7a$ ,  $7в$  замкнуты проводником).

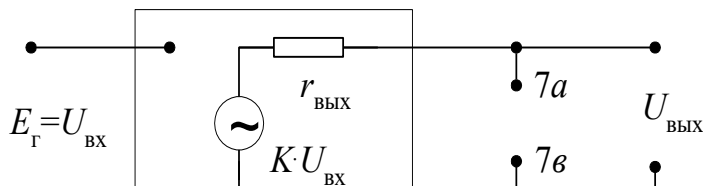


Рис. 6. Схема для экспериментального определения выходного сопротивления

При проведении измерений необходимо действующее значение сигнала  $E_{г}$  поддерживать

постоянным.

4.1.6. Нестабильность коэффициента усиления определяют по формуле

$$\frac{\Delta K}{K_1} = \frac{K_1 - K_2}{K_1}, \quad (23)$$

где  $K_1$  – коэффициент усиления до воздействия дестабилизирующего фактора (переключатель SA2 в положении  $K_{01}$ );  $K_2$  – коэффициент усиления после воздействия дестабилизирующего фактора (переключатель SA2 в положении  $K_{02}$ ).



## 4.2. Задания на экспериментальные исследования

Для проведения работ на стенде включить питание всех приборов: осциллографа, генератора, вольтметра и лабораторного стенда, изучить раздел 4.1. настоящих указаний, собрать схему установки.

Все экспериментальные исследования проводить по методикам, изложенным в разделе 4.1. настоящих указаний.

ЗАДАНИЕ 1. Исследование влияния ООС на коэффициент усиления усилителя.

1.1. Экспериментально определить коэффициенты усиления усилителя без ОС ( $K_0$ ) и после введения ОС ( $K_{oc}$ ) при трех значениях коэффициента передачи цепи ОС  $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ ), задаваемого резистором  $R_{oc}$  ( $R3, R4, R5$ ).

1.2. Сравнить расчетные и экспериментальные результаты и сделать вывод о влиянии величины коэффициента передачи цепи ОС на коэффициент усиления усилителя.

ЗАДАНИЕ 2. Исследовать влияние ООС на АЧХ усилителя.

2.1. Экспериментально снять АЧХ усилителя без ОС после введения ООС при трех значениях коэффициента передачи цепи ОС  $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ ).

Результаты измерения  $U_{вых}$ , расчетов  $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ ) и  $K_0, K_{oc1}, K_{oc2}, K_{oc3}$  занести в табл. 2.

Таблица 2.

$R_{oc}$	$\beta$	$f(\Gamma_{ц})$	$\frac{10}{\lg f} = 1$	$\frac{50}{1,7}$	$\frac{100}{2}$	$\frac{500}{2,7}$	$\frac{1000}{3}$	$\frac{5000}{3,7}$	$\frac{10000}{4}$
$\infty$		$U_{вых}$							
		$K_0$							
$R3$		$U_{вых}$							
		$K_{oc1}$							
$R4$		$U_{вых}$							
		$K_{oc2}$							

R5	$U_{\text{ВЫХ}}$								
	$K_{\text{ОС3}}$								

2.2. По результатам расчетов построить на одном графике зависимости  $K_0(f)$ ,  $K_{\text{ОС1}}(f)$ ,  $K_{\text{ОС2}}(f)$ ,  $K_{\text{ОС3}}(f)$  и по ним определить граничные частоты  $f_{\text{в}}$ ,  $f_{\text{а1}}^{\text{ин}}$ ,  $f_{\text{а2}}^{\text{ин}}$ ,  $f_{\text{а3}}^{\text{ин}}$  усилителя.

2.3. Сравнить АЧХ, полученные экспериментально и теоретически, и сделать вывод о влиянии ООС на граничную частоту усилителя.

### ЗАДАНИЕ 3. Исследование влияния ООС на входное сопротивление.

3.1. Определить входное сопротивление исходного усилителя, усилителя без ОС, и входные сопротивления усилителя после введения ООС при трех значениях коэффициента передачи цепи ОС  $\beta$  ( $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$ ).

3.2. Построить график зависимости  $R_{\text{вх}} = f(\beta)$ . Сравнить полученные результаты с результатами теоретического расчета и сделать вывод о влиянии ООС на величину входного сопротивления усилителя.

### ЗАДАНИЕ 4. Исследование влияния ООС на выходное сопротивление.

4.1. Определить выходное сопротивление  $r_{\text{ввых}}$  исходного усилителя, а также выходное сопротивление  $R_{\text{ввых}}$  после введения ООС при различных значениях коэффициента передачи цепи ОС  $\beta$  ( $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$ ).

4.2. Сравнить полученные результаты с расчетными и сделать вывод о влиянии ООС на выходное сопротивление усилителя.

ЗАДАНИЕ 5. Исследование влияния ООС на нестабильность коэффициента усиления.

5.1. Определить нестабильность коэффициента усиления исходного усилителя, а также нестабильность коэффициента усиления усилителя после введения ООС при трех значениях сопротивления резистора  $R_{\text{ос}}$  ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ).

5.2. Сделать вывод о влиянии технологического разброса коэффициента усиления исходного усилителя на нестабильность усиления с увеличением глубины ООС. Сопоставить экспериментальные и расчетные

результаты.

## 6. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. Что называется обратной связью?
2. На какие параметры и характеристики усилителя влияет ООС?
3. Какие типы ОС Вы знаете?
4. Нарисуйте структурную схему усилителя с ОС, запишите выражение для коэффициента усиления усилителя с ОС.
5. Какие виды по способу подачи сигнала ОС с вход усилителя Вы знаете? Нарисуйте их структурные схемы.
6. Какие виды ОС по способу снятия сигнала с выхода усилителя Вы знаете? Нарисуйте их структурные схемы.
7. Нарисуйте АЧХ усилителя при различной глубине ОС.
8. Как влияет последовательно-параллельная ОС на входное и выходное сопротивления усилителя?
9. Как влияет параллельно-последовательная ОС на входное и выходное сопротивления усилителя?
10. Как влияет ООС на стабильность коэффициента усиления?
11. Как влияет ООС на диапазон усиливаемых частот?
12. Нарисуйте схему усилителя на ОУ с последовательно-параллельной ООС и укажите зависимость основных параметров от параметров элементов цепи ОС.
13. Какова методика измерения входного сопротивления усилителя?
14. Какова методика измерения выходного сопротивления усилителя?
15. Какова методика измерения АЧХ?
16. Какова методика измерения коэффициента усиления?
17. Какова методика измерения стабильности коэффициента усиления?

## Лабораторная работа №13

### ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗБИРАТЕЛЬНОГО RC-УСИЛИТЕЛЯ

**ЦЕЛЬ РАБОТЫ:** изучить принцип работы и характеристики RC-избирательного усилителя и влияние разброса параметров элементов схемы на его выходные параметры.

#### 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

В радиоприемных устройствах, а системах обработки информации и технике связи, автоматике, телемеханике, измерительной технике требуется произвести избирательное (селективное) усиление сигнала. Для выполнения подобных функций применяются электронные избирательные усилители двух видов: резонансные и полосовые.

Резонансные избирательные усилители содержат резонансный колебательный контур, избирательные свойства которого в основном и определяют селективные способности усилителя. Резонансные избирательные усилителя широко используются для выделения сигналов высоких и сверхвысоких частот (СВЧ).

Избирательность узкополосных усилителей в области низких (звуковых) и инфранизких частот (менее 1Гц) обусловлена действием отрицательной обратной связи через избирательные апериодические RC-цепи.

Создание резонансных усилителей на рабочую частоту порядка сотен герц и ниже затруднено тем, что необходимая индуктивность контура оказывается очень большой и с малой добротностью. Такие катушки сильно подвержены воздействию помех и наводок, имеют большие габариты и не поддаются микро миниатюризации. В связи с этим низкочастотные избирательные усилители строятся преимущественно с использованием RC-избирательных систем (фильтров).

На рис. 1 изображена упрощенная электрическая схема избирательного усилителя, в цепь обратной связи которого включен двойной T-мост (здесь и

далее порядковые индексы элементов схемы соответствуют передней панели лабораторного стенда).

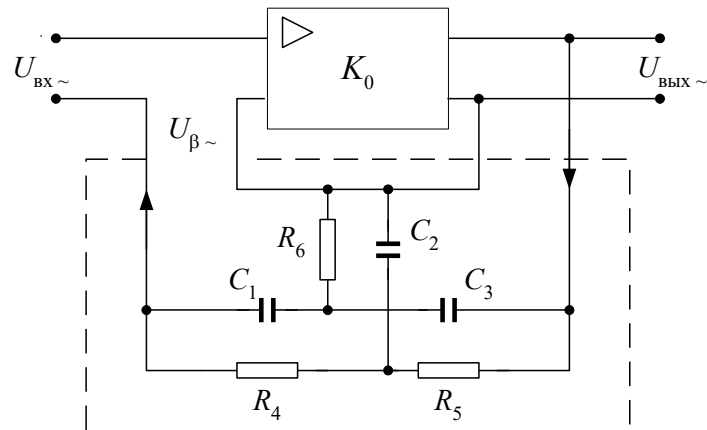


Рис. 1. Упрощенная электрическая схема избирательного усилителя с 2Т-мостом

Избирательные свойства усилитель приобретает вследствие частотной зависимости коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи. Двойной Т-мост состоит из двух параллельно включенных простых Т-образных цепей (рис. 2). Один из них является фильтром нижних частот – ФНЧ (рис. 2,а), другой – фильтром верхних частот – ФВЧ (рис. 2,б). Результирующая амплитудно-частотная характеристика – АЧХ, и фазово-частотная характеристика – ФВЧ представлена на рис. 2в.

Особенностью АЧХ двойного Т-моста является нулевое значение коэффициента передачи  $\beta(\omega_0)$  на так называемой квазирезонансной частоте  $\omega_0$ . В соответствии с этим на этой частоте избирательный усилитель обладает наибольшим коэффициентом усиления [6,8]

$$K_{\beta}(\omega_0) = \frac{K_0}{1 + \beta(\omega_0) \cdot K_0} = K_0, \quad (1)$$

где  $K_0$  – коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи частотно-зависимой обратной связи.

На остальных частотах  $\beta(\omega)$  отлично от нуля и коэффициент усиления усилителя  $K_{\beta}(\omega) < K_0$ . Зависимость коэффициента усиления избирательного усилителя  $K_{\beta}$  от частоты (АЧХ) представлена на рис. 2г.

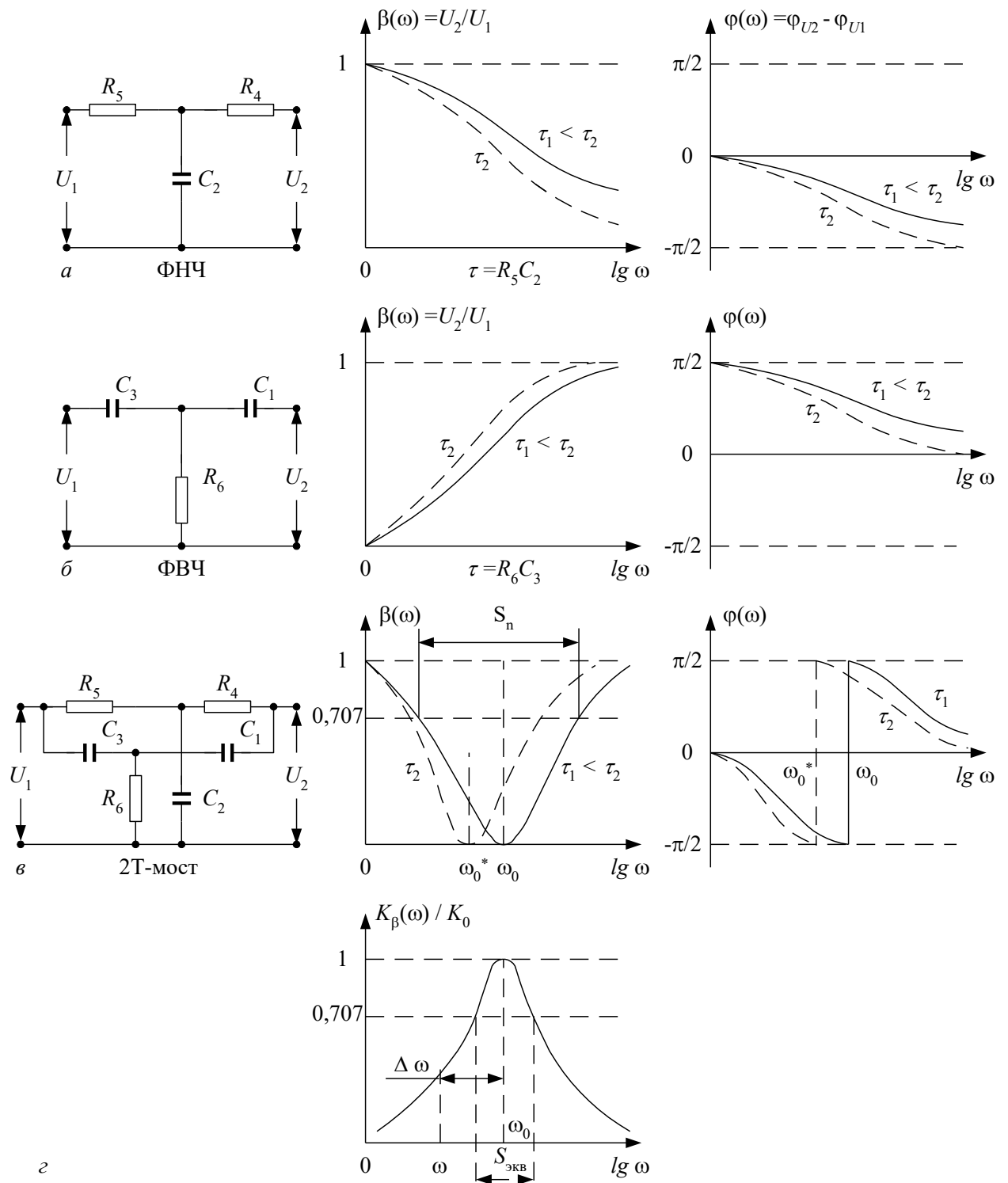


Рис. 2. Схемы, амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики фильтров нижних и верхних частот, 2Т-моста

Селективные (избирательные) свойства усилителя могут быть охарактеризованы эквивалентной добротностью  $Q_{\text{у\acute{e}а}}$ , эквивалентной полосой про-

пускания  $S_{y\dot{e}a}$  и квазирезонансной (условно резонансной) частотой  $\omega_0$ . Они связаны между собой соотношением

$$S_{y\dot{e}a} = \frac{\omega_0}{Q_{y\dot{e}a}}. \quad (2)$$

В свою очередь,  $\omega_0$  и  $Q_{y\dot{e}a}$  для данной схемы усилителя определяются по формуле [1]

$$Q_{y\dot{e}a} \approx Q_{RC} \cdot K_0 \quad (3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_4 R_5 C_1 C_3}} \quad (4)$$

где  $R_4, R_5, C_1, C_3, Q_{RC}$  – параметры элементов двойного Т-моста. При выполнении условия симметрии 2Т-моста, т.е

$$R_4 = R_5 = R, C_1 = C_2 = C, R_6 = 0,5R, C_2 = 2C, Q_{RC} = 0,25$$

соотношение (4) принимает вид:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = 2\pi f, \quad (5)$$

где  $\omega_0$  – круговая квазирезонансная частота ( $\frac{rad}{c}$ ),  $f_0$  – циклическая частота (Гц).

Анализ АЧХ простых Т-образных цепей и 2Т-образного моста (рис.2) и формула (5) позволяет предсказать в каком направлении изменится квазирезонансная частота  $\omega_0$ , если произойдет изменение параметров элементов цепи. Например, увеличение сопротивления резисторов и емкости конденсаторов 2Т-моста приводит к уменьшению квазирезонансной частоты  $\omega_0$  избирательного усилителя.

Модули коэффициентов передачи 2Т-моста и избирательного усилителя описываются формулами

$$\beta(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_0}{\Delta\omega}\right)^2}}, \quad (6)$$

$$K_\beta(\omega) \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\omega}{2\omega_0} \times K_0\right)^2}} \quad (7)$$

где  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  – абсолютная расстройка частоты относительно  $\omega_0$  (см. рис. 2г). С целью повышения избирательности усилителя, т.е. уменьшения  $S_{у\epsilon\alpha}$  и увеличения  $Q_{у\epsilon\alpha}$ , целесообразно иметь исходный усилитель с высоким коэффициентом усиления  $K_0$ . Эта задача легко выполнима при использовании не инвертирующего усилителя на базе операционного усилителя (ОУ), охваченного частотно-независимой отрицательной обратной связью (рис. 3).

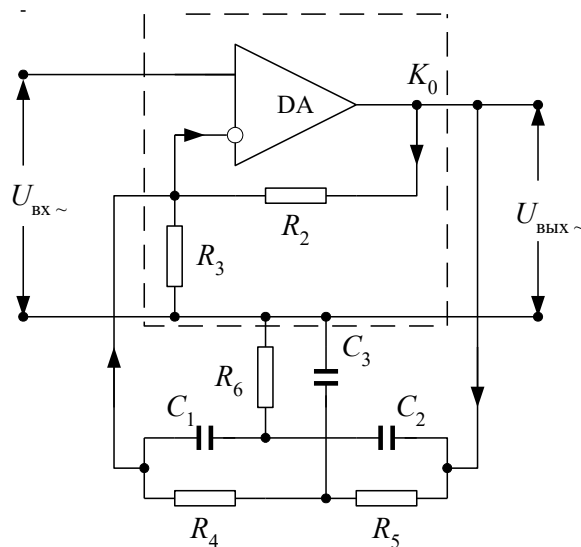


Рис. 3. Избирательный усилитель с 2Т-мостом на базе ОУ с частотно-независимой ООС

*Коэффициент усиления такого усилителя*

$$K_0 \approx 1 + \frac{R_2}{R_3}, \quad (8)$$

где  $R_2, R_3$  – параметры элементов частотно-независимой последовательно-параллельной отрицательной обратной связи.

В качестве четырехполюсника частотно-зависимой обратной связи может быть использована так называемая последовательно параллельная  $RC$ -цепь или цепь Вина (рис. 4а).



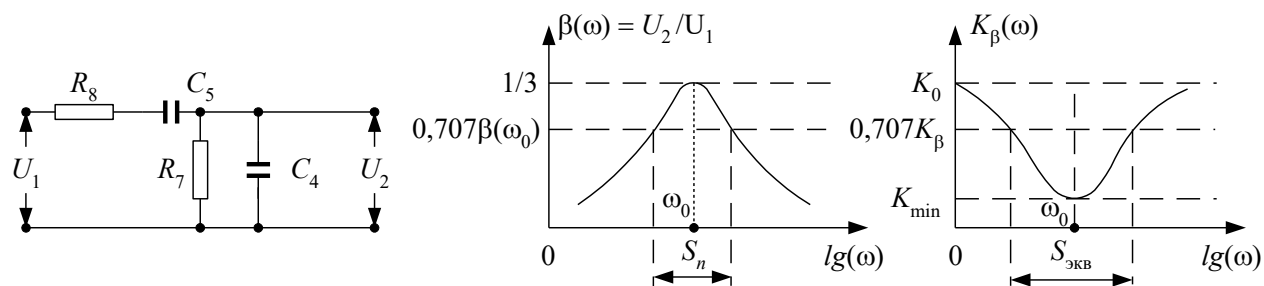


Рис. 4. Схема моста Вина и амплитудно-частотные характеристики моста Вина и избирательного усилителя с мотом Вина

*Модуль коэффициента передачи цепи Вина определяется соотношением*

$$\beta(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_8}{R_1} + \frac{C_4}{C_5}\right)^2 + \left(\omega R_8 C_4 - \frac{1}{\omega R_8 C_5}\right)^2}} \quad (9)$$

Если  $R_8 = R_7 = R$  и  $C_4 = C_5 = C$ , то на квазирезонансной частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (10)$$

модуль коэффициента передачи цепи равен

$$\beta(\omega_0) = \frac{1}{3}. \quad (11)$$

Амплитудно-частотные характеристики цепи Вина и усилителя с цепью Вина в контуре обратной связи (рефлекторного, задерживающего усилителя) приведены на рис. 4б,в.

## 2. ВЛИЯНИЕ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ НА ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ RC-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Под разбросом параметров элементов принято считать отклонения параметров этих элементов (значений сопротивления резисторов, емкости конденсаторов и т.д.) от номинальных значений, полученных в результате расчета схемы.

Такие отклонения вызываются следующими причинами:

I. на этапе изготовления такой разброс параметров связан со случайными отклонениями в технологическом процессе производства этих элементов.

2. на этапе эксплуатации возникает медленный уход значений параметров элементов, связанный с процессом старения, изменением температуры и т.д.

Мы рассмотрим лишь отклонения первого вида. Случайные отклонения параметров элементов приводит к изменению таких выходных параметров избирательного усилителя как  $\omega_0$ ,  $S_{y_{\text{еа}}}$ ,  $Q_{y_{\text{еа}}}$ . Если эти отклонения таковы, что выходные параметры оказываются за пределами допустимой области их изменений, то устройство считается неработоспособным.

Задача анализа влияния разброса параметров элементов состоит в том, чтобы определить, какова вероятность таких ситуаций, при которых из-за разброса параметров нарушается работоспособность устройства. Из соотношений (2), (3), (4), (5) и (8) следует, что *RC*-избирательный усилитель характеризуется основными параметрами являющимися функциями навесных (внешних по отношению к ОУ) элементов:

$$K_0 = \varphi(R_2, R_3), \quad \omega_0 = \varphi_2(R_4, R_5, C_1, C_3),$$

$$Q_{y_{\text{еа}}} = \varphi_3(R_4, R_5, C_1, C_3, R_2, R_3)$$

$$S_{y_{\text{еа}}} = \varphi_4(R_4, R_5, C_1, C_3, R_2, R_3)$$

Обозначим основные параметры *RC*-избирательного усилителя через  $y_j$ , а параметры элементов  $P_j$ . Пусть допустимый (нижний и верхний) предел изменения  $y_j$ , при котором сохраняется работоспособность схемы  $y_{jн} \cdots y_{jв}$ .

Тогда вероятность того, что смонтированное устройство окажется работоспособным равна

$$P_r = P(y_{1н} \leq y_1 \leq y_{1в}, \dots, y_{mн} \leq y_m \leq y_{mв}).$$

Для сокращения объема вычислений рассмотрим лишь один параметр – квазирезонансную частоту усилителя (4)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Воспользуемся методом малых отклонений [8]. Для этого выходную характеристику  $y$  представим рядом Тейлора в окрестности номинальных значений параметров элементов

$$y = \varphi(P_1^0, P_2^0, \dots, P_n^0) + \sum_{i=1}^n \Delta P_i \left. \frac{\partial y}{\partial P_i} \right|_{P_i=P_i^0} + \dots, \quad (12)$$

где  $P_1^0, P_2^0, \dots, P_n^0$  – номинальные значения параметров элементов схемы,  $\Delta P_i$  – абсолютное отклонение параметра элемента от номинального значения.

Полагая отклонения  $\Delta P_i$ ; малыми, удержим в разложении лишь два первых члена. Тогда абсолютное отклонение выходного параметра

$$\Delta y = y - y^0 = \sum_{i=1}^n \Delta P_i \left. \frac{\partial y}{\partial P_i} \right|_{P_i=P_i^0}, \quad (13)$$

где  $\left. \frac{\partial y}{\partial P_i} \right|_{P_i=P_i^0}$  – коэффициент влияния параметров элементов на выходной параметр схемы.

Обычно интерес представляют не абсолютные отклонения значений выходного параметра  $\Delta y$ , а относительные значения этих отклонений

$\delta y = \frac{\Delta y}{y^0}$ , и отклонения параметров элементов задаются также в относитель-

ных величинах  $\delta P_i = \frac{\Delta P_i}{P_i^0}$ . Тогда

$$\delta y = \frac{\Delta y}{y^0} = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta P_i}{P_i^0} \times \frac{P_i^0}{y^0} \times \left. \frac{\partial y}{\partial P_i} \right|_{P_i=P_i^0} = \sum_{i=1}^n \delta P_i \times S_{P_i}^y, \quad (14)$$

где  $S_{P_i^0}^y = \frac{P_i^0}{y^0} \times \left. \frac{\partial y}{\partial P_i} \right|_{P_i=P_i^0}$  – чувствительность выходного параметра усилителя к изменению параметра элемента  $P_i$  (15).

Далее воспользовавшись методом наихудшего сочетания параметров элементов можно определить предельное ожидаемое отклонение выходного параметра

$$\delta y_{\max} = \sum_{i=1}^n \left| \delta P_i \times S_{P_i}^y \right|, \quad (16)$$

где  $\delta y_{\max}$  – предельное отклонение выходного параметра, которое имеет место при наиболее неблагоприятном сочетании отклонения параметров эле-

ментов, т.е. когда параметры всех элементов имеют максимальные по величине и одинаковые по знаку отклонения. При этом возникает наибольшее по абсолютному значению отклонение выходного параметра.

### 3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Комплект приборов для выполнения лабораторной работы состоит из:

- лабораторного стенда;
- генератора импульсов специальной формы Г6-26;
- цифрового вольтметра В7-38;
- осциллографа С1-65А;
- двухполярного источника питания лабораторного стенда с напряжением +15В; - 15В.

Лабораторный стенд имеет на основном поле передней панели изображения принципиальных схем избирательного  $RC$ -усилителя и четырехполюсников обратной связи (двойного Т-образного моста и цепи Вина). На правом дополнительном поле передней панели расположены выключатель питания SA1 и переключатель SA2, позволяющий изменить параметры двойного Т-образного моста на +10% от номинального значения.

Такое изменение позволяет имитировать "технологический" разброс параметров и при этом наихудшее сочетание отклонений, т.е. параметры всех элементов, имеют максимальные по величине и одинаковые по знаку отклонения.

Входные и выходные потенциальные контакты усилителя, контакта некоторых элементов в цепях усилителя и четырехполюсников обратной связи имеют цифра буквенные обозначения – 2а, 2в, 3а, 3в, 4а, 5а ... 6в. Эти контакты соединены внутри стенда с соответствующими гнездами наборного поля выполненного на базе розетки шестнадцати контактного разъемного соединителя XS1 расположенного на нижнем дополнительном поле панели. На этом же поле установлены по две пары входных и выходных гнезд (зажимов). Эти гнезда соединены с контактами 1а, 1в, 8а, 8в наборного поля. Гнезд

да предназначены для подключения к входу усилителя и четырехполюсников обратной связи измерительных приборов. Наборное поле позволяет с помощью коротких специальных проводников с плоскими штырями произвести соединения цепей усилителя и четырехполюсников для выполнения измерений в соответствии с заданиями на экспериментальные исследования.

Исходный не инвертирующий усилитель выполнен на операционном усилителе DA1 типа 140УД8А и охвачен частотно-независимой обратной связью ( $R_1, R_2, R_3$ ) для выбора исходного коэффициента усиления  $K_0$ .

SA1 – выключатель электропитания.

SA2 – переключатель для изменения параметров элементов 2Т-моста.

XS1 – розетка шестнадцати контактного разъемного соединителя – «наборное поле».

XS2 – розетка штепсельного разъема для присоединения кабеля электропитания.

#### 4. ЗАДАНИЯ НА ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

До проведения расчетов изучить разделы 1 и 2 настоящих указаний.

Задание 1. Вычислить сопротивление  $R_2$  в цепи обратной связи исходного усилителя, если  $K_0 = 200$ ,  $R_3 = 5.1$  кОм (расчет вести по формуле (8)1).

Задание 2. Рассчитать элементы двойного Т-образного моста  $R_4, R_5, R_6, C_2, C_3$ , если известны  $f_0 = 1000$  Гц,  $C_1 = 15$  нФ, (расчет вести по формулам (4) и (5)). Рассчитанные величины округлить до ближайших номинальных значений параметров элементов (см. приложение 1).

Задание 3. Определить эквивалентную добротность  $Q_{\text{уеа}}$  и полосу пропускания  $S_{\text{уеа}}$  избирательного усилителя с симметричным 2Т-мостом в цепи обратной связи (см. формулы (2) и (3)).

Задание 4. Рассчитать и построить амплитудно-частотную характеристику двойного Т-образного моста по Формуле (6) в области частот, близких к  $f_0$  (8 – 10 значений).

Задание 5. Рассчитать амплитудно-частотную характеристику избирательного усилителя с 2Т-мостом по формуле (7) в области частот, близких к  $f_0$  (8 – 10 значений).

Задание 6. Рассчитать влияние разброса параметров элементов схемы на выходной параметр  $\omega_0$  избирательного усилителя.

6.1. Определить максимальное относительное изменение квазирезонансной частоты  $\delta\omega_0$  усилителя, если относительный разброс  $\delta p_i$  параметров элементов схемы 2Т-моста принять равным +10%, расчетные значения параметров элементов по заданию 2 принять за номинальные.

6.2. Определить абсолютное максимальное изменение квазирезонансной частоты  $\Delta\omega_0$  и  $\Delta f_0$  для условий указанных в п.6.1.

Указание к п.6.1: Максимальное относительное изменение квазирезонансной частоты  $\delta\omega_0$  усилителя определяется по формуле (16), где  $S_{P_i}$  – чувствительность выходного параметра  $y$  к изменению параметра элемента схемы  $P_i$  – вычисляется по соотношениям (15) и (5) для каждого элемента схемы, входящего в формулу (5).

Пример:

$$S_{P_i}^y = S_R^{\omega_0} = \frac{R^0}{\omega_0^0} \times \frac{\partial \omega_0}{\partial R} \Big|_{R=R^0} = \frac{R^0}{\omega_0^0} \times \frac{\partial}{\partial R} \left( \frac{1}{RC^0} \right) \Big|_{R=R^0} = -1 ,$$

где  $R^0$  – номинальное значение  $R = R7 = R8$ ,  $\omega_0^0 = \frac{1}{R^0 C^0}$  – номинальное значение квазирезонансной частоты усилителя,  $\frac{\partial}{\partial R}(\omega_0) \Big|_{R=R^0}$  – частная производная от функции  $\omega_0$  (5) по переменному параметру элемента схемы  $R$  (другой параметр  $C$  считается постоянным и равным номинальному значению  $C^0$ ), с последующей подстановкой в найденное выражение номинального значения параметра  $R^0$ .

## 5. ЗАДАНИЯ НА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И МЕТОДИКА ИХ ВЫПОЛНЕНИЯ

Задание I. Исследовать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) исходного усилителя при разомкнутой цепи частотно-зависимой обратной связи.

Для этого:

1.1. Соединить короткими проводниками с плоскими контактами входную клемму 2а и выходную клемму 7а исходного усилителя с клеммами 1а и 8а (соответственно) наборного поля (XS1) лабораторного стенда.

Замкнуть цепь частотно-независимой отрицательной обратной связи соединив клеммы 3в и 6а, т.е. установить начальный коэффициент усиления  $K_{01}$ .

1.2 Собрать измерительную схему (рис. 5)

В качестве источника электрического сигнала используется генератор сигналов специальной формы в режиме генерации гармонического сигнала. Основной выход генератора соединить с входными гнездами лабораторного стенда. Выходные гнезда стенда соединить с входом осциллографа специальным кабелем.

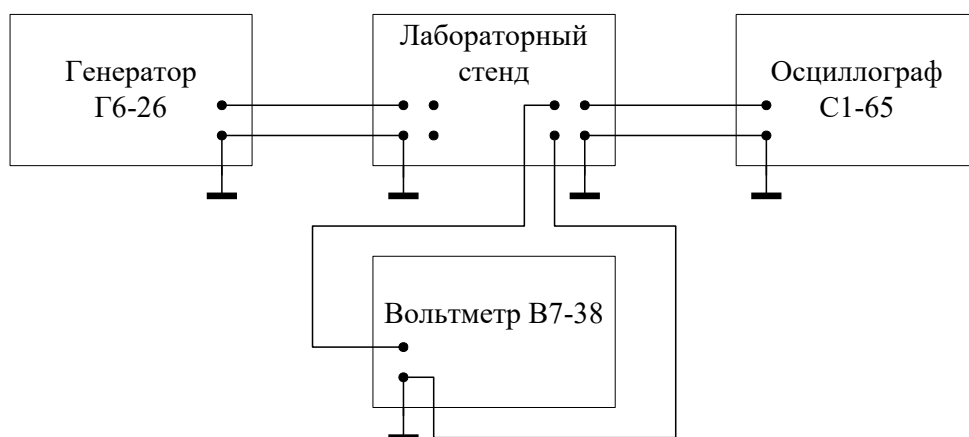


Рис. 5. Схема для проведения измерений

Цифровой вольтметр используется для измерения действующего напряжения на входе  $U_1$  и выходе  $U_2$  исследуемой цепи. Следует обратить

внимание на то, что регулятор выходного напряжения генератора Г6-26 отградуирован в амплитудных значениях напряжения.

1.3. Включить все измерительные приборы в сеть. Перевести тумблеры приборов «СЕТЬ» в положение "ВКЛ." Подключить кабель электропитания к лабораторному стенду через разъем, установленный на боковой стенке стенда. Включить тумблер электропитания SA1.

1.4. Установить на выходе генератора Г6-26 под контролем внешнего вольтметра В7-38 напряжение сигнала  $U_{1y\delta\delta} = 10mB$ .

Снять зависимость выходного напряжения  $U_{2y\delta\delta}$ , от частоты в диапазоне от 10Гц до 10КГц и результаты измерений занести в таблицу 1.

Таблица 1.

$f$ , Гц	10	50	100	500	1000	5000	10000
$lg f$	1	1,7	2	2,7	3	3,7	4
$U_2$ , В							
$K_0(f) = U_2/U_1$							
$\bar{K}_0 = \frac{K_0(f)}{K_{0\max}(f)}$							

1.5. По результатам измерений вычислить  $K_0(f)$ , определить среди них максимальное значение  $K_0(f)_{\max}$  и вычислить приведенное (относительное) значение коэффициента усиления  $\bar{K}_0(f)$ .

1.6. Построить график зависимости  $\bar{K}_0(f)$  от частоты в полулогарифмическом масштабе, т.е. по оси ординат отложить значения  $\bar{K}_0(f)$ , а по оси абсцисс частоту  $f$  в логарифмическом масштабе (рис. 6).





$U_2, \text{В}$													
$\beta(f)=U_2/U_1$													
$\bar{\beta} = \frac{\beta(f)}{\beta_{\max}(f)}$													

2.4. По результатам измерений вычислить коэффициент передачи 2Т-моста  $\beta(f)$  и относительное значение коэффициента передачи  $\bar{\beta}(f)$ .

2.5. Построить график зависимости  $\bar{\beta}(f)$  от частоты в полулогарифмическом масштабе.

Определить полосу пропускания  $S_n$  моста на уровне 0,707 (см. рис. 2а) и добротность

$$Q_{RS} = \frac{f_0[\Gamma_U]}{S_n[\Gamma_U]} \quad (17)$$

Задание 3. Исследовать АЧХ цепи Вина.

Для этого:

3.1. Выполнить соединение контактов 6в – 1а, 5в – 8а.

3.2. Повторить операции в соответствии с п.2.2 с той лишь разницей, что определение  $f_0$  производится по максимуму выходного напряжения (см. рис. 4 б).

3.3. Снять зависимость выходного напряжения  $U_{2эфф}$  от частоты в области квазирезонансной частоты  $f_0$ . Снять по 5-8 точек по обе стороны от  $f_0$  через каждые 100 Гц вблизи квазирезонансной частоты, постепенно увеличивая шаг измерений, охватывая весь диапазон частот. Крайними точками являются частоты 10 и 10000 Гц. Результаты занести в таблицу 3.

**Таблица 3.**

$f, \text{Гц}$	10						$f_0$						10000
$lg f$	1												4
$U_2, \text{В}$													

$\beta(f)=U_2/U_1$													
$\bar{\beta} = \frac{\beta(f)}{\beta_{\max}(f)}$													

3.4. Построить график зависимости  $\bar{\beta}(f)$  от частоты в полулогарифмическом масштабе, определить полосу пропускания  $S_n$  и добротность  $Q_{RC}$ .

Задание 4. Исследовать АЧХ избирательного усилителя с 2Т-мостом в цепи обратной связи.

Для этого:

4.1. Подключить 2Т-мост в цепь обратной связи исходного усилителя и в целом избирательный усилитель к входным и выходным клеммам лабораторного стенда. Для этого выполнить соединение контактов 5а - 7в, 4а - 2в, 1а - 2а, 7а - 8а, переключатель SA2 установить в положение 0%.

4.2. Установить на выводе генератора Г6-26 под контролем внешнего вольтметра В7-38 напряжение сигнала  $U_{1эфф} = 10 мВ$ .

Определить квазирезонансную частоту усилителя  $f_0$  по максимуму выходного напряжения и снять зависимость выходного напряжения  $U_{2эфф}$  от частоты вблизи частоты  $f_0$  (аналогично пункту 2.3) и результаты занести в таблицу 4.

**Таблица 4.**

$f, Гц$	10						$f_0$						10000
$lg f$	1												4
$U_2, В$													
$K_{\beta}(f)=U_2/U_1$													
$\bar{K}_{\beta} = \frac{K_{\beta}(f)}{K_{\beta \max}(f)}$													

4.3. Переключатель SA2 перевести в положение +10% и тем самым изменить параметры элементов 2Т-моста на +10%. Повторить п.4.2 и результаты измерений занести в таблицу, аналогичную Таблице 4.

4.4. По результатам двух таблиц построить два совмещенных графика АЧХ – избирательного усилителя в одной системе координат. Вычислить абсолютное изменение частоты  $\Delta f_0 = f_{0(+10\%)} - f_{0(0\%)}$  и относительное отклонение выходного параметра усилителя

$$\delta f_0 = \frac{\Delta f_0}{f_{0(0\%)}} \quad (18)$$

Полученную величину сравнить с результатом теоретического расчета (раздел 3, задание б).

**Задание 5.** Исследовать АЧХ режекторного усилителя с цепью Вина в контуре отрицательной обратной связи.

Для этого:

5.1. Подключить цепь Вина в контур обратной связи исходного усилителя и в целом режекторный усилитель к входным и выходным клеммам лабораторного стенда. Для этого выполнить соединение контактов 6а - 7в, 5в - 2в, 1а - 2а, 7а - 8а.

5.2. Установить на выходе генератора Г6-26, под контролем внешнего вольтметра В7-38, напряжение сигнала  $U_1 = 10mB$ . Определить квазирезонансную частоту усилителя  $f_0$  по минимуму выходного напряжения и снять зависимость выходного напряжения  $U_{2y06}$  от частоты вблизи частоты  $f_0$ . Снять по 5-8 точек по обе стороны от  $f_0$  через каждые 100 Гц вблизи квазирезонансной частоты, постепенно увеличивая шаг измерений, охватывая весь диапазон частот. Крайними точками являются частоты 10 и 10000 Гц. Результаты измерений занести в таблицу 5.

**Таблица 5.**

$f, \text{Гц}$	10						$f_0$						10000
----------------	----	--	--	--	--	--	-------	--	--	--	--	--	-------

$lg f$	1												4
$U_2, B$													
$K_{\beta}(f)=U_2/U_1$													
$\overline{K_{\beta}} = \frac{K_{\beta}(f)}{K_{\beta \max}(f)}$													

5.3. Построить АЧХ режекторного усилителя в полулогарифмическом масштабе.

Определить полосу пропускания и сравнить с аналогичным параметром избирательного усилителя.

## 6. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. Что называется избирательным усилителем?
2. Что такое масштабный усилитель?
3. Нарисуйте схему RC-усилителя с 2Т-мостом.
4. Нарисуйте схему RC-усилителя с мостом Вина.
5. Что такое фильтр нижних частот (ФНЧ)?
6. Что такое фильтр верхних частот (ФВЧ)?
7. Изобразите АЧХ фильтров НЧ и ВЧ.
8. Изобразите АЧХ 2Т-моста.
9. Изобразите АЧХ избирательного и режекторного фильтров.
10. Как определяются коэффициент передачи, полосы пропускания и добротность четырехполюсников обратной связи.
11. Что такое разброс параметров элементов схемы?
12. Что такое чувствительность выходного параметра к отклонению параметров элементов схемы?
13. Какова связь квазирезонансной частоты избирательного RC-усилителя от параметров элементов схемы?
14. Какова зависимость коэффициентов усиления RC-усилителя от коэффициента передачи цепи обратной связи?

15. Что такое частотно-независимая и частотно-зависимая ООС?

## Приложение

### НОМИНАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ НЕПРОВОЛОЧНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

(ГОСТ 2825-67 и ГОСТ 10318-74)

Согласно ГОСТ 2825-67 установлена шкала номинальных значений электрических постоянных непроволочных сопротивлений в пределах от 10 Ом до  $10^{12}$  Ом.

Номинальное значение сопротивлений должно соответствовать одному из значений, указанных в таблице.

Ом		Килоом (кОм)			Мегаом (Мом)			Гигаом (Гом)		
10	100	1,0	10	100	1,0	10	100	1,0	10	100
11	110	1,1	11	110	1,1	-	-	-	-	-
12	120	1,2	12	120	1,2	12	120	1,2	12	120
13	130	1,3	13	130	1,3	-	-	-	-	-
15	150	1,5	15	150	1,5	15	150	1,5	15	150
16	160	1,6	16	160	1,6	-	-	-	-	-
18	180	1,8	18	180	1,8	18	180	1,8	18	180
20	200	2,0	20	200	2,0	-	-	-	-	-
22	220	2,2	22	220	2,2	22	220	2,2	22	220
24	240	2,4	24	240	2,4	-	-	-	-	-
27	270	2,7	27	270	2,7	27	270	2,7	27	270
30	300	3,0	30	300	3,0	-	-	-	-	-
33	330	3,3	33	330	3,3	33	330	3,3	33	330
36	360	3,6	36	360	3,6	-	-	-	-	-
39	390	3,9	39	390	3,9	39	390	3,9	39	390
43	430	4,3	43	430	4,3	-	-	-	-	-
47	470	4,7	47	470	4,7	47	470	4,7	47	470
51	510	5,1	51	510	5,1	-	-	-	-	-
56	560	5,6	56	560	5,6	56	560	5,6	56	560
62	620	6,2	62	620	6,2	-	-	-	-	-
68	680	6,8	68	680	6,8	68	680	6,8	68	680
75	750	7,5	75	750	7,5	-	-	-	-	-
82	820	8,2	82	820	8,2	82	820	8,2	82	820
91	910	9,1	91	910	9,1	-	-	-	-	-

**НОМИНАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ЕМКОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
КОНДЕНСАТОРОВ ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ  
(ГОСТ 2519-67)**

Согласно ГОСТ 2519-67 установлена шкала номинальных конденсаторов постоянной емкости в пределах от 1 пФ до 2000 мкФ. На все значения вне этих пределов стандарт не распространяется.

Шкала номинальных значений емкости, пФ							
1	10	100	1000	4,5*	43	430	4300
	11*	110	1100				
	12	120	1200		47	470	4700
	13*	130	1300				
1,5	15	150	1500	5	51	510	5100
	16	160	1600				
	18	180	1800				
2	20	200	2000	5,5*	56	560	5600
	22	220	2200				
2,5*	24	240	2400	6	62	620	6200
	27	270	2700				
3	30	300	3000	7	68	680	6800
	33	330	3300		75	750	7500
3,5*	36	360	3600	8	82	820	8200
4	39	390	3900	9	91	910	9100

Шкала номинальных значений емкости, мкФ										
0,01	0,1	1э	10э	100э	1000э					
0,012*	0,12*	1,2	12	120*	1200*					
0,015	0,15	1,5	15э	150э	1500	0,05э	0,5	5*э	50э	500э
0,018*	0,18*	1,8*	18*	180*	1800*	0,06*	0,6*	6	60	600*
0,02	0,2	2э	20э	200э	2000э	0,07	0,7	7*	70	700э
0,025	0,25	2,5*	25э*	250*		0,08*	0,8*	8э	80э	800э
0,03	0,3*	3э*	30э	300э						
0,04	0,4*	4	40э*	400э*						

Примечание: \* Конденсаторы с такими значениями емкости применять не рекомендуется. Буквой «э» отмечены выпускаемые электролитические конденсаторы. Допускаемые отклонения от номинала составляют  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$ ,  $\pm 20\%$  и более для конденсаторов с твердым и жидким диэлектриками.



## Лабораторная работа № 14

# ИССЛЕДОВАНИЕ КЛЮЧЕВЫХ СХЕМ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

**ЦЕЛЬ РАБОТЫ:** исследование статических и динамических характеристик различного типа ключей на биполярном транзисторе.

## 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

### 1.1 Транзисторный ключ.

Основу цифровых систем составляют простейший транзисторный ключ (рис. 1), который характеризуется двумя устойчивыми состояниями: разомкнутым и замкнутым. Его передаточная характеристика, описывающая зависимость выходного напряжения от входного, типична для инвертирующих схем (рис. 2). Поскольку схема транзисторного ключа с ОЭ позволяет получить значительное усиление по току, она нашла наибольшее распространение.

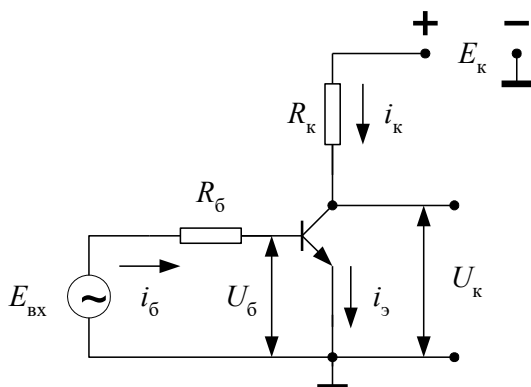


Рис.1. Схема транзисторного ключа

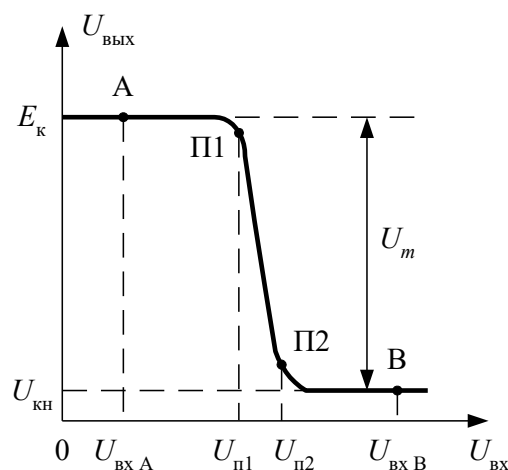


Рис. 2. Передаточная характеристика транзисторного ключа

Ключевому режиму соответствует два устойчивых состояния разомкнутое (точка А) и замкнутое (точка В). При этом выходные сигналы принимают только два значения, соответствующие ординатам точек А и В. Из-

менение формы передаточной характеристики на участке П1 – П2 активного режима работы транзистора при его ключевом режиме несущественно, поскольку уровни входных сигналов остаются практически неизменными. Важным является и то обстоятельство, что изменение входных сигналов в пределах  $U_{\text{вх.}} \leq U_{\text{п1}}$  не приводит к замыканию ключа, а в пределах  $U_{\text{вх.}} \geq U_{\text{п2}}$  к его размыканию. Из сказанного следует, что ключевые транзисторные схемы сравнительно мало чувствительны к разбросу параметров, их температурным и временным изменениям, статическим помехам, собственным шумам и т. д. Поэтому ключевые схемы на биполярных транзисторах входят в состав базовых интегральных логических элементов, где выполняют логическую операцию инверсии «-НЕ», а также в состав различных импульсных формирователей. Поскольку ключи-инверторы являются выходными каскадами логических элементов, то они определяют их нагрузочную способность и в значительной степени – быстродействие.

Нагрузочной способностью ключа называют то количество параллельно включенных ключей, которыми способен управлять данный ключ и обозначают это количество через  $n$ .

$$n < \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{б}}^*}{E_{\text{к}}} \cdot B, \quad (1)$$

где  $B$  – статический коэффициент передачи тока базы  $B = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}}$ ;

$U_{\text{б}}^*$  – напряжение питания транзистора (для германиевого  $U_{\text{б}}^* = 0,2\text{В}$ , кремниевого  $U_{\text{б}}^* = 0,6\text{В}$ );

$E_{\text{к}}$  – э.д.с. источника коллекторного питания.

На рис. 3 приведено семейство выходных вольтамперных характеристик транзистора и нагрузочная прямая. Точка А соответствует режиму отсечки транзистора, если напряжение на его базе  $U_{\text{б}} \leq U_{\text{б}}^*$ , то оба **p-n**-перехода транзистора смещены в обратном направлении. Напряжение на коллекторе  $U_{\text{к}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{к}}$  – где  $I_{\text{к0}}$  – обратный ток коллекторного перехода или остаточный ток транзистора в выключенном состоянии.

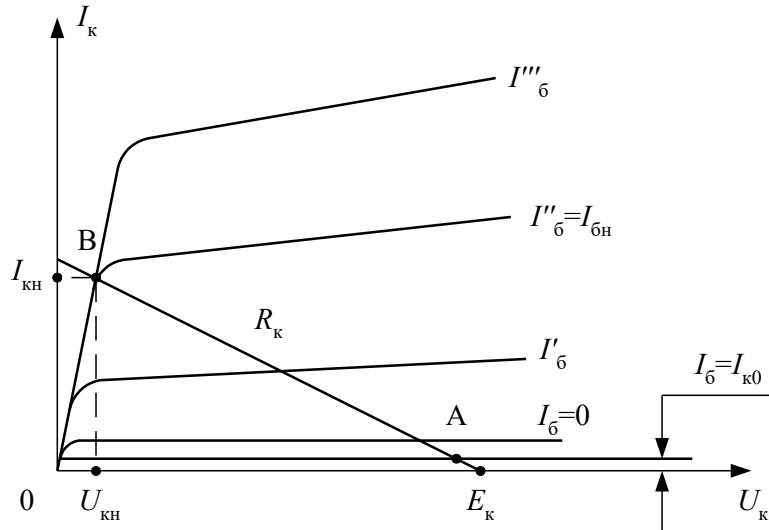


Рис. 3. Выходные ВАХ транзистора и нагрузочная прямая

В режиме насыщения (точка В) оба перехода смещены в прямом направлении и транзистор работает в режиме двойной инжекции. Когда входное напряжение  $U > 0$  и имеет достаточно большое абсолютное значение  $E_{вх1}$ , транзистор находится в состоянии насыщения, напряжения на переходах малы, а протекающие через транзистор токи определяются следующим образом:

$$I_{Б1} = \frac{E_{вх1}}{R_B + r_B} \geq I_{БН} \text{ или } I_{Б1} \approx \frac{E_{вх1}}{R_B} \quad (2)$$

при условии, если  $R_B \gg r_B$ , где  $r_B$  – объемное сопротивление базы;  $I_{БН}$  – ток базы на границе насыщения.

$I_{БН} = \frac{I_{КН}}{B}$ , где  $B$  – передачи тока базы в режиме большого сигнала. Коллекторный ток насыщения определяется из соотношения:

$$I_{КН} = \frac{E_K}{R_K} \quad (3)$$

При  $I_B'' = I_{БН}$  (точка В) напряжение на коллекторе уменьшается до остаточной величины  $U_{КН}$  и дальнейшее увеличение тока базы  $I_B$  уже не приводит к изменению  $I_{КН}$  и  $U_{КН}$ . Для перевода транзистора в режим насыщения необходимо выполнить следующее условие:

$$I_{Б1} \geq I_{БН} \text{ или } B \cdot I_{Б1} \geq I_{КН} \quad (4)$$

Глубины насыщения характеризуют параметром, который называют степенью насыщения и обозначают  $S$ :

$$S = \frac{B \cdot I_{Б1}}{I_{КН}} = \frac{I_{Б1}}{I_{БН}} = \frac{B \cdot E_{ВХ} \cdot R_{К}}{E_{К} \cdot R_{Б}} \quad (5)$$

Важнейшими параметрами ключевой схемы являются параметры, характеризующие время переключения из разомкнутого состояния в замкнутое и обратно. На рис. 4 приведены временные диаграммы базового и коллекторного токов, входного и выходного напряжений и заряда носителей накопленных в базе  $q(t)$ .

В исходном состоянии транзистор находится в режиме отсечки. Процесс отпирания транзистора при подаче на его вход импульса положительной полярности  $E_{ВХ}$  можно разделить на три основных этапа: задержка фронта импульса выходного напряжения, формирования фронта и накопления заряда в базе. Этап задержки фронта обусловлен зарядом входной емкости запертого транзистора до напряжения отпирания и протекает с постоянной времени  $\tau_{С} = R_{Б} \cdot C_{ВХ}$ .

Входную емкость принимают равной сумме барьерных емкостей коллекторного и эмиттерного  $p-n$ -переходов  $C_{ВХ} = C_{Э} + C_{К}$ , зная эти параметры можно определить время задержки фронта

$$t_{ЗФ} \approx \tau_{С} \ln \frac{E_{ВХ1}}{E_{ВХ} - U_{Б}^*} \quad (6)$$

В момент времени  $t_1$  транзистор переходит в активный режим. В результате этого коллекторное напряжение изменяется до  $U_{КН}$  при условиях заданного тока базы  $I_{Б1}$ . Процесс формирования фронта характеризуется постоянной времени

$$\tau_{ОЭ} = \tau + (B + 1) \cdot R_{Б} \cdot C_{ВХ}, \quad (7)$$

где  $\tau$  – время жизни носителей заряда в базе транзистора;  $C_{К}$  – емкость коллекторного перехода. Для схемы включения с общим эмиттером ОЭ –  $\tau = \tau_{\beta}$ , где  $\tau_{\beta}$  – постоянная времени транзистора в схеме включения с ОЭ.

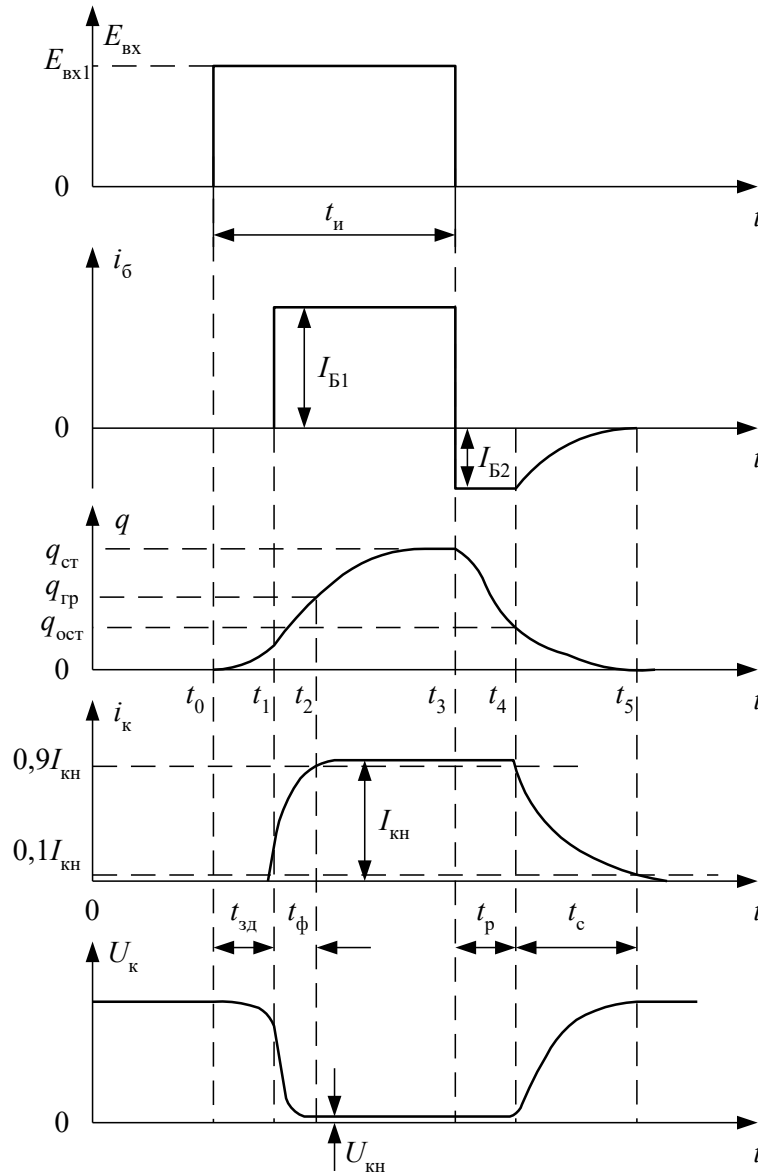


Рис. 4. Временные диаграммы базового и коллекторного токов, входного и выходного напряжений и заряда носителей, накопленных в базе

Длительность фронта  $t_{\Phi} = t_2 - t_1$  определяется формулой

$$t_{\Phi} = \tau_{\text{ОЭ}} \cdot \ln \left( \frac{B \cdot I_{\text{Б1}}}{B \cdot I_{\text{Б1}} - I_{\text{КН}}} \right) = \tau_{\text{ОЭ}} \cdot \ln \frac{S}{S-1}, \quad (8)$$

если отпирающий импульс велик и выполняется условие  $I_{\text{Б1}} \gg I_{\text{КН}}$  тогда

$$t_{\Phi} = \frac{\tau_{\text{ОЭ}} \cdot I_{\text{КН}}}{B \cdot I_{\text{Б1}}} = \frac{\tau_{\text{ОЭ}}}{S}. \quad (9)$$

В течении времени  $t_2 - t_1$  в базе транзистора растет заряд неосновных носителей, достигая граничного значения  $q_{\text{ГР}}$ . Ток  $i_{\text{К}}$  возрастает пропорционально  $q$ . В момент времени  $t_2$  транзистор переходит в насыщение, токи транзистора остаются практически постоянными, а заряд  $q$  нарастает до ста-

ционарного значения  $q_{ст}$ . Стационарного значения заряд достигает только в том случае, если длительность входного импульса  $t_{и} \leq 3 \cdot \tau_{\beta}$ .

Процесс выключения начинается в момент времени  $t_3$ , когда  $E_{вх} = 0$ . В цепи базы появляется обратный ток  $I_{Б2}$ , под действием которого заряд в базе уменьшается от  $q_{ст}$ . Это время называется временем рассасывания  $t_P$ , при этом транзистор остается в режиме насыщения, а следовательно, происходит задержка выключения на время  $t_P$ . Рассасывание происходит в тех же условиях, что и накопление, при неизменных внешних токах, поэтому и скорость процесса рассасывания определяется той же постоянной времени  $\tau_{\beta}$ . Время рассасывания определяется соотношением:

$$t_P = \tau_{\beta} \ln \left( \frac{I_{Б1} + I_{Б2}}{I_{БН} - I_{Б2}} \right). \quad (10)$$

Если  $I_{Б2} \ll I_{Б1}$ ;  $I_{Б2} \ll I_{БН}$ , то справедливо следующее выражение:

$$t_P = \tau_{\beta} \ln \left( \frac{I_{Б1}}{I_{БН}} \right) = \tau_{\beta} \ln S. \quad (11)$$

По окончании этапа рассасывания начинается этап запираания транзистора. В момент времени  $t_4$  транзистор переходит в активный режим. Заряд в базе убывает и стремится к 0. Длительность запираания транзистора обычно определяют процессом заряда коллекторной емкости, которая протекает с постоянной времени  $\tau_K = R_K \cdot C_K$ , и называется временем спада импульса  $t_C$ .

$$t_C = 2,3 \cdot R_K \cdot C_K. \quad (12)$$

Из рассмотренного выше следует, что повышение быстродействия ключа, т. е. уменьшение  $t_{\delta}$ ,  $t_P$ ,  $t_C$ , можно достичь, переключая его током базы, оптимальная форма которого показана на рис. 5. Включение в момент  $t_1$  производится сильным током  $I_{Б1} > I_{БН}$ , в момент времени  $t_2$  ток базы уменьшается до величины  $I_{Б2} = I_{БН}$ , при этом заряд в базе уменьшается до  $q_{ГР}$ . Тем са-

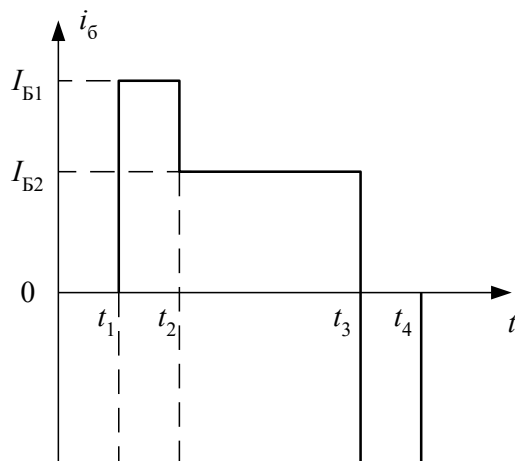


Рис. 5. Оптимальная форма базового тока

мым транзистор подготавливается к выключению и исключается время на рассасывание избыточного заряда. Выключения в момент времени  $t_3$  осуществляется путем подачи в базу транзистора тока  $I_{БЗ}$  противоположного  $I_{Б1}$  направления.

### 1.2. Транзисторный ключ с ускоряющей емкостью.

Для уменьшения времени переключения в схему транзисторного ключа включают конденсатор параллельно резистору  $R_B$  (рис. 6).

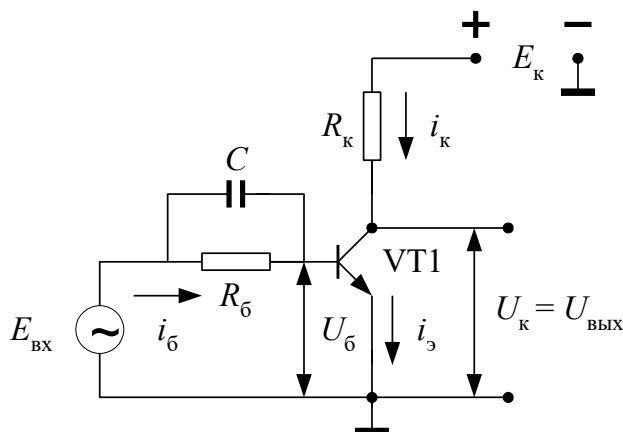


Рис. 6. Схема транзисторного ключа с ускоряющей емкостью

При подаче на вход ключа импульса положительной полярности  $+E_{ВХ}$  весь ток  $I_{Б1}$  замыкается через ускоряющую емкость  $C$ . Этот ток в первый момент времени определяется:

$$I_{Б1} = \frac{E_{ВХ}}{r_B}, \quad (13)$$

если выполняется условие, что  $r_B \ll R_B$ .

По мере заряда емкости  $C$ , ток  $i_B$  уменьшается и в стационарном состоянии равен

$$I_{Б2} = \frac{E_{ВХ}}{R_B + r_B} = \frac{E_{ВХ}}{R_B}.$$

Выбором резистора  $R_B$  обеспечивается  $I_{Б2} = I_{Б1}$  тогда  $t_P \rightarrow 0$ .

При включении (момент  $t_3$  на рис. 7)  $E_{ВХ} = 0$  и начинается разряд конденсатора. Ток разряда, замыкаясь в цепь базы, создает достаточно сильный обратный ток  $I_{БЗ}$ :

$$I_{Б3} = \frac{E_{ВХ}}{r_{Б}}.$$

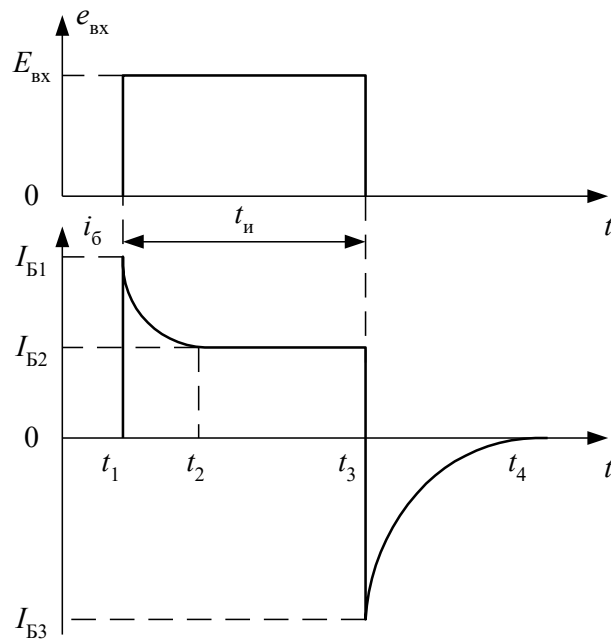


Рис. 7. Временные диаграммы входного напряжения и тока базы транзисторного ключа с ускоряющей емкостью

При условии, что длительность входного импульса  $t_{И} \geq 2,3\tau'$ ,  $I_{Б1} > I_{БН}$  временные параметры определяются следующим образом:

если  $\tau_{С} = \tau_{\beta}$ , то

$$t_{\phi} \leq 2,3\tau'; \quad (14)$$

если  $\tau_{С} > \tau_{\beta}$ , то

$$t_{\phi} \leq \tau' \ln \frac{\tau}{\tau - \tau_{\beta}}; \quad (15)$$

если  $I_{Б3} < 0$ ,

$$t_{P} + t_{С} \leq \tau' \ln \left( 1 + \frac{I_{Б1}}{I_{Б3}} \right). \quad (16)$$

В формулах (14) – (16)

$$\tau_{С} = C \cdot R_{Б}, \quad (17)$$

$$\tau' = \tau_0 \frac{r_{Б}}{R_{Б} + r_{Б}}. \quad (18)$$

где  $\tau'$  – постоянная времени базовой цепи ключа с ускоряющей емкостью.

В формулах (14) – (15) знак равенства имеет место если  $I_{Б1} = I_{БН}$ .



### 1.3 Транзисторный ключ с нелинейной обратной связью.

При повышении быстродействия ключей одной из главных проблем является уменьшение времени рассасывания избыточного заряда в базе транзистора. Для этого необходимо уменьшить  $I_{Б1}$ , т. е. степень насыщения  $S$ , однако при этом возрастает время нарастания фронта  $t_{\Phi}$ . Кроме того, в реальных условиях степень насыщения должна превышать минимальное значение  $I_{Бн}$ , иначе незначительное изменение коэффициента усиления тока  $B$  или тока базы  $I_{Б1}$  переводит транзистор в активный режим работы, а это приведет к увеличению остаточного напряжения на коллекторе  $U_{кн}$ . Известным способом для предотвращения режима глубокого насыщения транзистора является использование в ключе нелинейной отрицательной обратной связи. Электрическая схема такого ключа представлена на рис. 8.

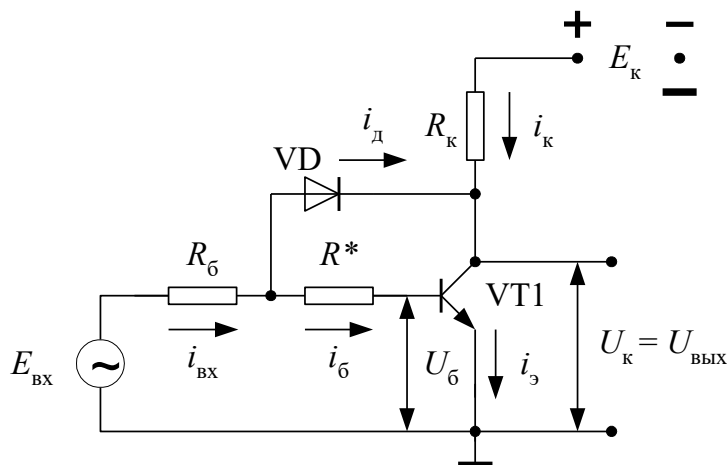


Рис. 8. Схема транзисторного ключа с нелинейной ООС

В исходном состоянии ключ закрыт. Напряжение на коллекторе транзистора  $U_{к} \approx E_{к}$ , поэтому диод VD1 закрыт. На рис. 9 представлены временные диаграммы входного  $i_{б}(t)$  и выходного  $i_{к}(t)$  тока, входного  $E_{вх}(t)$  и выходного  $U_{к}(t)$  напряжения транзисторного ключа с нелинейной обратной связью. В момент времени  $t_1$  на вход ключа подается импульс  $E_{вх}$ , в цепи базы течет ток  $i_{вх} = I_{Б1} = \frac{E_{\Delta\delta}}{R_{\Delta} + R^*}$ , но так как  $R^* \ll R_{Б}$ .

Величины  $E_{вх}$  и  $R_{Б}$  выбираются таким образом, чтобы  $I_{Б1} > I_{Бн}$ . Этим обеспечивается короткий фронт  $t_{\Phi}$  тока  $i_{к}$  и выходного напряжения

$U_k$ . По мере возрастания коллекторного тока напряжение на коллекторе убывает и, когда потенциал на коллекторе становится меньше потенциала точки  $a$  (рис. 8) диод VD1 открывается и замыкается цепь нелинейной отрицательной обратной связи. В этом случае  $I_B = I_{ВХ} - I_D$ , где  $I_D$  – ток протекающий через диод, а следовательно, уменьшится ток базы  $I_{Б1}$  на величину  $I_D$ . Ток коллектора  $I_K$  продолжает нарастать за счет нарастания лишь тока диода  $I_D$ . В момент времени  $t_3$  в ключе устанавливается стационарное состояние и, как видно из рис. 9,  $I_{БСТ} > I_{Б1}$ .

Резистор  $R^*$  выбирается таким образом, чтобы падение напряжения на нем при протекании тока  $I_{БСТ}$  превышало напряжение на открытом диоде VD1. При выполнении этого условия коллекторный  $p-n$ -переход остается смещенным в обратном направлении, а это значит, что транзистор не входит в режим насыщения. Поскольку в базе транзистора не накапливается избыточный заряд, то время рассасывания практически исключено  $t_P \rightarrow 0$ .

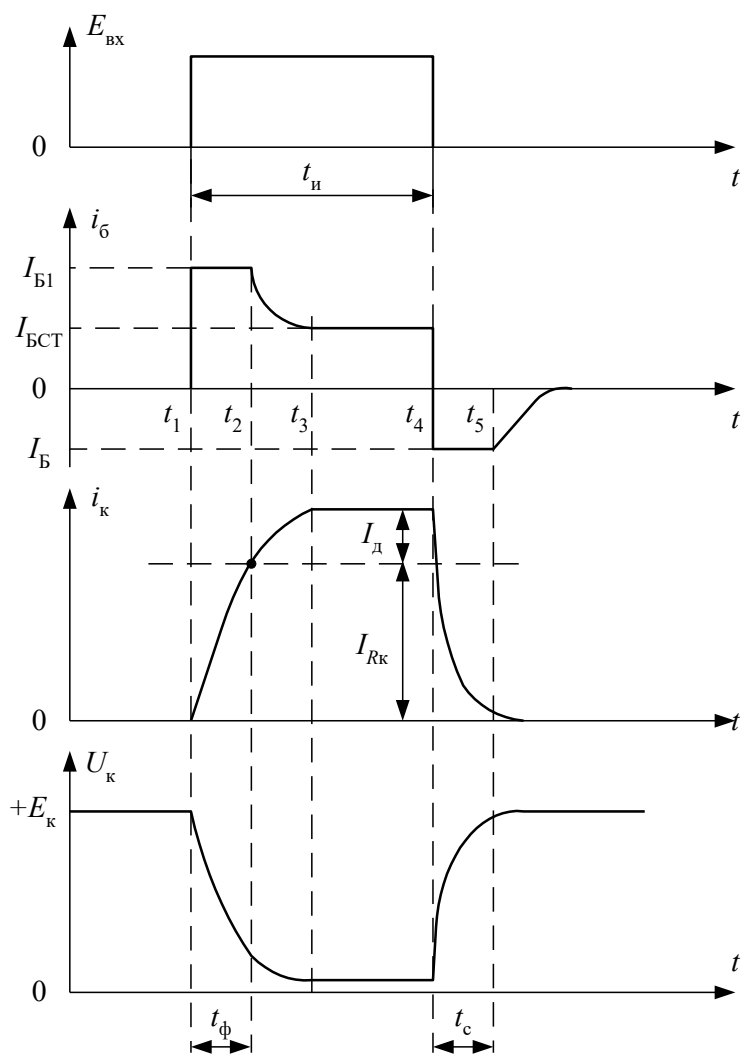


Рис. 9. Временные диаграммы входного и выходного тока, входного и выходного напряжения транзисторного ключа с нелинейной ООС

В момент  $t_4$  происходит запираение транзистора и время спада  $t_c$  формируется также, как и в ключе без обратной связи. В момент  $t_4$  достаточно большое обратное сопротивление диода восстанавливается сразу, что приводит к незначительной задержке выключения транзисторного ключа. Поэтому следует использовать высокочастотные диоды.

При условии  $R_b \gg R^*$  длительности  $t_{\phi}$  и  $t_c$  определяются формулами (9) и (12).

## 2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА.

В данной работе исследуется схема электронного ключа на германиевом сплаве  $n-p-n$  транзисторе МП – 36А. Параметры транзистора и элект-

трической схемы приведены на передней панели макета. В качестве элемента нелинейной обратной связи используется высокочастотный диод КД503.

Комплект приборов для выполнения лабораторной работы состоит из:

- лабораторного стенда;
- генератора импульсов специальной формы Г6-26;
- генератора импульсов Г5-54;
- осциллографа С1-65А;
- источника питания лабораторного стенда с напряжениями  $\pm 15\text{В}$ ;  $+5\text{В}$  (источник для всех стендов общий).

Принципиальная схема транзисторного ключа изображена на основном поле передней панели лабораторного стенда. Потенциальные контакты элементов схемы имеют цифробуквенные обозначения – 2а, 6в и т. д. эти контакты соединены внутри стенда с соответствующими гнездами наборного поля, выполненного на базе розетки шестнадцати контактного разъемного соединителя, расположенного в нижнем дополнительном поле. В этом же поле установлены по две пары входных и выходных гнезд. Эти гнезда соединены с контактами 1а и 8а наборного поля и предназначены для подключения измерительных приборов к входу и выходу транзисторного ключа. Наборное поле позволяет с помощью специальных коротких проводников подсоединить к входным и выходным гнездам стенда. Лабораторный стенд содержит электронный коммутатор (ЭК), условное обозначение которого изображено в правом дополнительном поле панели. Электронный коммутатор позволяет наблюдать на экране осциллографа одновременно два сигнала, например, например напряжение, подаваемое на вход исследуемого ключа и напряжение, возникающее на его выходе. Для этого на два входа электронного коммутатора  $\rightarrow$  Vx1 и  $\rightarrow$  Vx2 подаются исследуемые сигналы, а выход  $\rightarrow$  Vых электронного коммутатора подключается к входу  $\rightarrow$  Y осциллографа. Электронный коммутатор является аналогом электронного ключа, который поочередно подключает к выходу ЭК исследуемые сигналы. Переключение коммутатора осуществляется пилообразными импульсами от

блока развертки осциллографа, которые подаются на дополнительный вход  $\nabla \ominus$  ЭК. С помощью ЭК и осциллографа осуществляется возможность визуального сравнения сигналов по форме и амплитуде. Лабораторный стенд содержит так же два измерительных усилителя, с помощью которых можно усилить падения напряжения на токосъемных резисторах  $R_2$  и  $R_4$ . усиленная разность потенциалов пропорциональна токам  $i_B$  и  $i_K$ , протекающим через соответствующие резисторы. Измерительные усилители собраны на высокочастотных операционных усилителях по схеме дифференциального включения. Коэффициенты усиления этих усилителей  $K_1$  и  $K_2$  приведены на лицевой панели стенда. Выходные напряжения усилителей определяются как  $U_1 = K_1 \cdot i_B \cdot R_2$ ,  $U_2 = K_2 \cdot i_K \cdot R_4 \cong K_2 \cdot i_K \cdot R_4$ .

Таким образом, можно определить базовый и коллекторный токи  $i_B = \frac{U_1}{K_1 \cdot R_2}$ ;  $i_K = \frac{U_2}{K_2 \cdot R_4}$ .

Все гнезда (зажимы) и контакты стенда, отмеченные знаком  $\perp$ , являются общими, т. е. электрически соединены внутри стенда между собой. Питание стенда осуществляется от источников питания с напряжениями +15В - 15В. Питание транзисторного ключа составляет  $E_K = 5В$ . Напряжения питания стенда включается тумблером ПИТАНИЕ о чем свидетельствует светодиодный индикатор.

### 3. ЗАДАНИЯ НА ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

ЗАДАНИЕ 1. Рассчитать значения  $I_{KH}$ ,  $I_{BH}$ ,  $t_\Phi$ ,  $t_P$ ,  $t_C$ , для случая, когда  $I_{BH} = 0,9 I_{B1}$ , схемы ключа, приведенной на рис. 1. Исходные данные:  $E_K = 5В$ ,  $R_K = 5,1$  кОм,  $R_B = 5,6$  кОм. Параметры транзистора приведены на лицевой стороне панели стенда.

ЗАДАНИЕ 2. Рассчитать и построить графики зависимостей  $t_\Phi = f(S)$ ,  $t_P = f(S)$  для следующих значений  $S = 1,1; 1,5; 2; 3; 4; 5; 4; 5; 10$ . для расчета использовать формулы (9) и (11).

#### 4. ЗАДАНИЯ НА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАНИЯ И МЕТОДИКА ИХ ВЫПОЛНЕНИЯ.

ЗАДАНИЕ 1. Исследовать передаточную характеристику транзисторного ключа. Для этого:

1.1 Включить в сеть генератор сигналов специальной формы Г6-26 и электронный осциллограф. Перевести тумблеры приборов «СЕТЬ» в положение «Вкл.»

1.2 Выход генератора соединить с входом «X» осциллографа. Скорость развертки осциллографа выключить, ручку синхронизации установить в положение «1:1 ВНЕШ.». Установить частоту гармонического сигнала  $f=100$  Гц, а напряжение установить таким образом, чтобы горизонтальная линия, соответствующая двойной амплитуде  $2U_m$  сигнала генератора, не выходила за пределы экрана осциллографа (6-8 делений на масштабной сетке экрана).

1.3 Измерить двойную амплитуду напряжений генератора с помощью калиброванного входа «Y» осциллографа. Определить сколько вольт (В) соответствует одному делению масштабной сетки осциллографа по горизонтали (т. е. определить масштаб напряжений по оси X).

1.4 Подсоединить транзисторный ключ к входу и выходу лабораторного стенда. Для этого короткими проводниками с плоскими контактами соединить клеммы 4а и 1в, а также 7а и 8а наборного поля ШР.

1.5 Собрать схему измерения параметров передаточной характеристики транзисторного ключа (рис. 10).



Рис. 10. Схема для исследования передаточной характеристики

1.6 Подключить кабель питания к лабораторному стенду через разъем, установленный на боковой стенке стенда. Включить тумблер питания стенда.

1.7 Установить переключатель коэффициента усиления канала вертикального усиления в положение 1В/Дел

1.8 Зарисовать с экрана осциллографа передаточные характеристики с указанием масштабов по осям при:

- холостом ходе на выходе, когда  $R_H = \infty$ ;
- при  $R_H = R_5$ , замкнув клеммы 6в и 6а;
- при  $R_H = R_6$ , замкнув клеммы 7в и 6а.

1.9 на графике передаточных характеристик определить  $U_{m\text{ВЫХ}}$ ,  $U_{П1}$ ,  $U_{П2}$ . Сделать выводы.

ЗАДАНИЕ 2. Исследовать влияние амплитуды импульса входного напряжения на временные параметры импульса выходного напряжения  $t_{\Phi}$  и  $t_P$ .

собрать схему измерения, изображенную на рис. 11.

на лицевой панели генератора прямоугольных импульсов Г5-54 установить длительность импульсов положительной полярности  $t_{и} = 5 \mu\text{с}$  (мкс), частоту повторения  $f = 100 \text{ Hz}$  (Гц), временной сдвиг  $1-3 \mu\text{с}$  (мкс). Синхронизацию осуществить импульсами положительной полярности. Ручку «АМПЛ.» амплитуды синхроимпульсов установить в среднее положение.

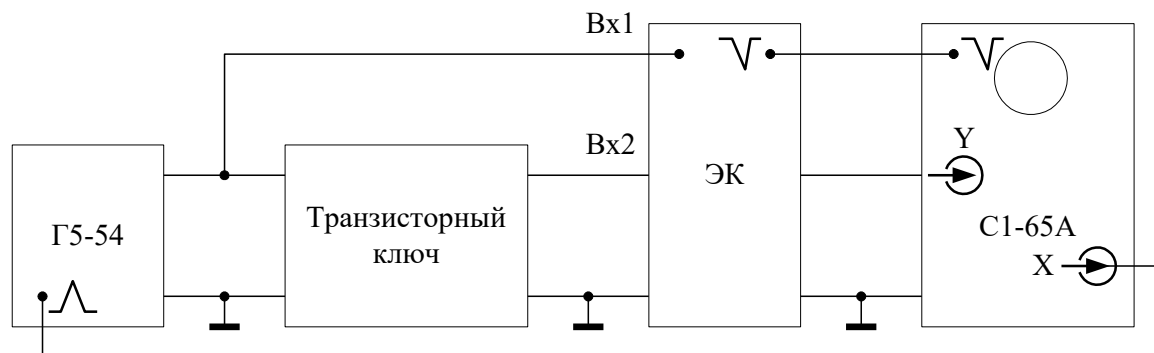


Рис. 11. Схема для измерения временных параметров импульса

Включить тумблеры «Сеть» всех приборов и стенда в положение «Вкл.».

Переключатель V/Дел. Электронного осциллографа установить в положение 2 V/Дел. Переключатель « $\approx \perp \sim$ » установить в положение « $\sim$ » (закрытый вход). Переключатель скорости развертки установить в положение 5  $\mu\text{S}$  /Дел. Вращая ручку «УРОВЕНЬ СИНХРОНИЗАЦИИ» добиться устойчивого изображения 2-х импульсов на экране осциллографа (рис. 12), предварительно установив режим внешней синхронизации «ВНЕСН. 1:1». Ручку управления скоростью развертки ПЛАВНО установить в положение калибровки « $\blacktriangledown$ ».

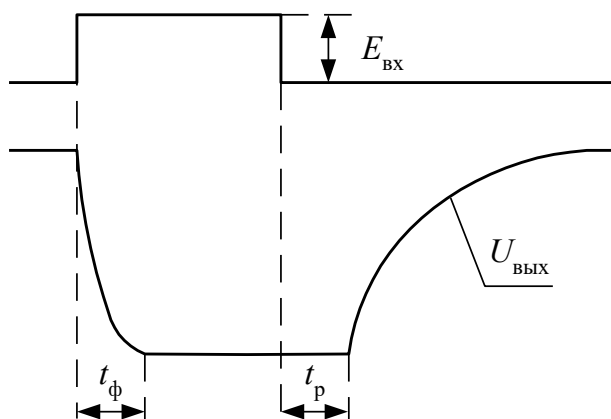


Рис. 12. Вид входного и выходного импульсов на экране осциллографа

Изменяя амплитуду импульса на входе генератора Г5-54, подаваемого на вход ключа, измерить на экране осциллографа  $t_{\text{Ф}}$  и  $t_{\text{Р}}$  импульса выходного напряжения. Амплитуду сигнала на входе ключа также измерять по осциллограмме.

Результат свести в таблицу.

Таблица 1

$E_{\text{ВХ}}, (\text{В})$	0,6	1	1,5	2	3	4	5
$t_{\text{Ф}}, (\text{мкс})$							
$t_{\text{Р}}, (\text{мкс})$							

Сравнить полученные результаты с расчетными в пункте 2 ЗАДАНИЯ на теоретические расчеты. Сделать выводы.



ЗАДАНИЕ 3. Исследовать влияние ускоряющих емкостей  $C_1$  и  $C_2$  на форму тока в цепи базы и временные параметры импульса выходного напряжения  $t_{\Phi}$  и  $t_P$ .

3.1 Собрать схему измерения изображенную на рис. 13.

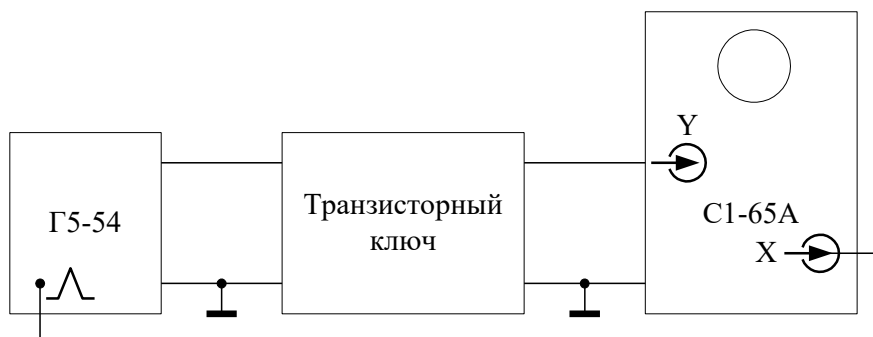


Рис. 13. Схема для исследования влияния ускоряющих емкостей на работу транзисторного ключа

3.2 Установить напряжение  $E_{\text{вх}}=1,5\text{В}$ . На лабораторном стенде включить параллельно резистору  $R_1$  емкость  $C_1$ , замкнув проводником клеммы 2а и 2в. Зарисовать осциллограмму импульса выходного напряжения и, используя масштабную сетку, определить  $t_{\Phi}$ ,  $t_P$ .

3.3 Зарисовать осциллограмму напряжения  $U_1$ , пропорционально току базы  $i_{\text{б}}$ , для этого соединить проводником клеммы 4в и 8а.

3.4 Повторить пункты 3.2 и 3.3 для емкости  $C_2$ , замкнув проводником клеммы 3а и 2в.

3.5 Сравнить форму напряжения  $U_1 \sim i_{\text{б}}$  и временные параметры выходного напряжения. Определить токи  $I_{\text{б1}}$ ,  $I_{\text{б2}}$ ,  $I_{\text{б3}}$ . Сделать выводы.

ЗАДАНИЕ 4. Исследовать влияние нелинейной обратной связи на форму тока в цепи базы  $i_{\text{б}}$  и коллектора  $i_{\text{к}}$  и временные параметры импульса  $U_{\text{вых}}$ . Для этого:

4.1 Установить  $E_{\text{вх}}=1,5\text{В}$ . При разомкнутой обратной связи зарисовать осциллограммы напряжений в следующей последовательности:

- $U_1$ , замкнув клеммы 4в и 8а;
- $U_2$ , замкнув клеммы 5в и 8а;
- $U_{\text{вых}}$ , замкнув клеммы 7а и 8а.

На полученных осциллограммах определить  $t_{\Phi}$  и  $t_{\text{P}}$ , а также значения  $I_{\text{Б}}$  и  $I_{\text{К}}$ .

4.2 Замкнуть цепь обратной связи, соединив клеммы ШР 3в и 5а. Повторить пункт 4.1 ЗАДАНИЯ 4.

4.3 Сравнить результаты пунктов 4.1 и 4.2. сделать выводы.

## 5. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ.

1. Какими параметрами характеризуется транзисторный ключ в статическом режиме работы?
2. Как определить степень насыщения транзистора?
3. Как зависит длительность фронта  $t_{\Phi}$  и время рассасывания  $t_{\text{P}}$  от амплитуды входного тока коллектора  $E_{\text{ВХ}}$ ?
4. Изобразите осциллограммы тока  $i_{\text{Б}}(t)$  на входе и тока коллектора  $i_{\text{К}}(t)$  на выходе ключа с ускоряющей емкостью.
5. Изобразите осциллограммы входного тока  $i_{\text{Б}}(t)$  и выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  при включенной нелинейной обратной связи.
6. Какие параметры ключа влияют на время спада  $t_{\text{С}}$  импульсного коллекторного тока  $i_{\text{К}}$ ?
7. Запишите формулы определения  $t_{\Phi}$  и  $t_{\text{P}}$  при включенной ускоряющей емкости.
8. Как определить  $i_{\text{Б}}$  и  $i_{\text{К}}$  с помощью измерительных усилителей, используемых в лабораторном стенде?

## 6. УКАЗАНИЯ К ОТЧЕТУ.

Отчет должен содержать:

1. Название работы, инициалы и фамилию студента, номер группы.
2. Электрические принципиальные схемы простого транзисторного ключа, с ускоряющей емкостью и нелинейной обратной связью.

3. Значения рассчитанных параметров  $I_{кн}$ ,  $I_{бн}$ ,  $t_{\phi}$ ,  $t_{p}$  и графики  $t_{\phi} = f_1(S)$ ,  $t_{p} = f_2(S)$ .
4. Осциллограммы передаточных характеристик для различных значений сопротивления нагрузки и параметры  $U_{mвых}$ ,  $U_{П1}$ ,  $U_{П2}$ .
5. Таблицу экспериментальных значений временных параметров при изменении  $E_{вх}$ .
6. Осциллограммы, полученные при различных значениях ускоряющих емкостей.
7. Осциллограммы, полученные без обратной связи и с введением нелинейной обратной связи.
8. Все осциллограммы выполнить в одном масштабе и определить значения временных параметров  $t_{\phi}$  и  $t_{p}$ .
9. По каждому пункту ЗАДАНИЙ провести анализ полученных результатов, погрешности измерений, сделать выводы.