

В. М. Борзов, О. Г. Жевняк, А. Н. Сетун

**ОСНОВЫ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

**МИНСК
БГУ
2009**

УДК 621.37/39(076.5)

ББК 32я73-4

Б82

Р е ц е н з е н т ы:

доктор технических наук, профессор БГУИР *Л. Л. Клюев*

кандидат технических наук, доцент БГУ *В. С. Садов*

Борздов, В. М.

Б82 Основы радиоэлектроники: Лабораторный практикум /
В. М. Борздов, О. Г. Жевняк, А. Н. Сетун – Минск: БГУ, 2009. –
154 с.: 115 ил.

ISBN 985-445

Практикум по курсу «Основы радиоэлектроники» содержит описание лабораторных работ, включающее в себя теоретическую часть, расчетные и лабораторные задания (некоторые из работ выполняются с применением программы Electronics Workbench), методические указания по выполнению работ, а также контрольные вопросы.

Предназначено для студентов БГУ, обучающихся по специальностям «Радиофизика» и «Физическая электроника».

УДК 621.37/39(076.5)

ББК 32я73-4

© Борздов В. М., Жевняк О. Г., Сетун А. Н., 2009

© БГУ, 2009

ISBN 985-445

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий лабораторный практикум по курсу «Основы радиоэлектроники» предназначен для студентов, обучающихся по специальностям 1-31 04 02 – «Радиофизика», 1-31 04 03 – «Физическая электроника» и 1-98 01 01 – 02 «Компьютерная безопасность» и служит более прочному и успешному усвоению лекционного материала.

Авторы учебного пособия убеждены в том, что студенты помимо глубокого понимания принципов и физических процессов, лежащих в основе работы простейших радиоэлектронных цепей и схем, должны уметь самостоятельно рассчитывать, собирать, настраивать и проводить лабораторные исследования такого рода устройств. Очень важным является и то, что за время прохождения курса обучающиеся приобретают определенные навыки практической работы с радиоизмерительной аппаратурой.

В предлагаемом практикуме представлены 14 лабораторных работ, каждая из которых состоит из теоретической части, методики расчета схем, а также лабораторного задания, методических указаний к проведению работы и контрольных вопросов. Лабораторные работы проводятся фронтальным методом, что позволяет преподавателю давать пояснения по данной работе для всех студентов одновременно. Согласно программе курса «Основы радиоэлектроники», эти работы охватывают такие разделы, как линейные и нелинейные цепи, усилители, а также импульсные устройства. Схемотехника цифровых устройств и аналоговых интегральных схем читается на факультете радиофизики и электроники БГУ отдельным курсом «Интегральная электроника».

Теоретическая и расчетная части представлены в объеме, позволяющем преподавателю по мере необходимости исключить из материала лекций те или иные частные вопросы функционирования отдельных цепей и схем и отослать студента к соответствующим теоретическим сведениям лабораторного практикума, рассматриваемым более подробно.

Развитие компьютерных технологий проектирования электронных схем могут использоваться при обучении студентов схемотехнике, поэтому некоторые лабораторные работы выполняются с использованием программы Electronics Workbench. Такая методика проведения лабораторных работ, когда в лабораторный практикум вводится материал по изучению систем автоматизированного проектирования и изучения работы исследуемой схемы на компьютере, позволяет дополнить физический эксперимент математическим моделированием.

С учетом современных тенденций процесса обучения настоящий лабораторный практикум содержит как необходимый элемент материалы, требующие проведения студентами самостоятельной работы и предполагающие их знакомство с теоретической частью и последующий расчет изучаемых схем. Контроль самостоятельной работы осуществляется посредством проверки и обсуждения выполненного расчета, а также ответов на контрольные вопросы. Такой подход направлен на повышение роли и эффективности самостоятельной работы студентов.

Рабочее место студента в лаборатории помимо основных радиоизмерительных приборов (осциллографа, генератора, цифрового вольтметра) включает монтажный стенд, на котором в соответствии с заданием проводится сборка, отладка и исследование рассчитанных схем. Необходимые сведения об осциллографах, измерительных генераторах и вольтметрах, описание лабораторного стенда, программы Electronics Workbench, а также основные характеристики и параметры используемых в работах полупроводниковых элементов приведены в приложениях.

Авторы выражают признательность рецензентам за ценные советы и замечания, которые в немалой степени поспособствовали улучшению содержания книги.

Лабораторная работа № 1

ИЗУЧЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАПРЯЖЕНИЙ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Цель работы. Изучение принципа действия измерительных приборов и возможностей их применения в измерениях. Приобретение навыков работы с измерительными приборами и определение их некоторых характеристик. Измерение параметров напряжений прямоугольной формы.

При выполнении лабораторных работ по радиоэлектронике используются осциллографы, измерительные генераторы и вольтметры. Принципы радиоизмерений и функциональные блок-схемы приборов рассмотрены в приведенных в конце пособия литературных источниках и частично в прил. 1–3. Заводские приборы обеспечиваются инструкциями по эксплуатации (паспортом, формуляром). Такие инструкции могут быть выданы преподавателем при выполнении предлагаемых работ.

Монтаж и наладка радиоэлектронных схем для исследования выполняются на стенде, описанном в прил. 4.

Для характеристики переменных напряжений вводятся следующие значения напряжений: пиковое (амплитудное для гармонических), среднее (постоянная составляющая), средневыпрямленное и среднеквадратическое (действующее или эффективное).

Пиковое значение напряжения U_m – это его наибольшее значение за время наблюдения или за период T (рис. 1.1, а, б, в). Для произвольной формы напряжений различают пиковое положительное значение напряжения $U_m^{(+)}$ и пиковое отрицательное значение напряжения $U_m^{(-)}$ (рис. 1.1, а).

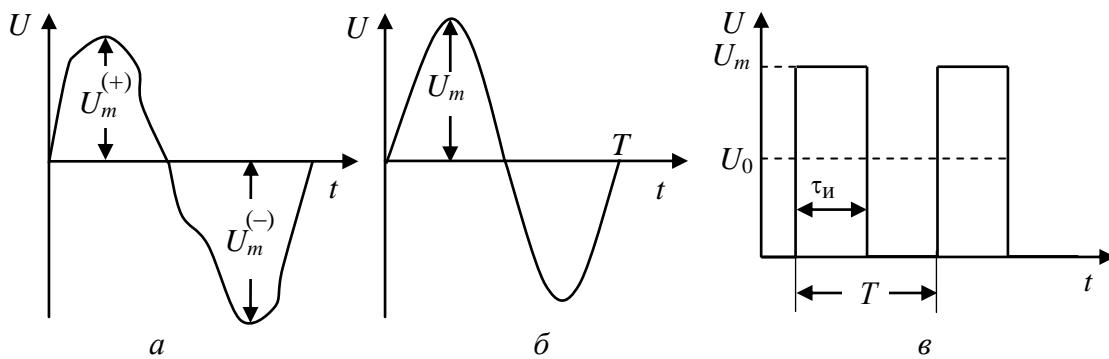


Рис. 1.1

Среднее значение напряжения за период равно

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt. \quad (1.1)$$

Средневыпрямленное значение напряжения за период определяется выражением

$$U_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt. \quad (1.2)$$

Среднеквадратическое значение напряжения за период равно

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [U(t)]^2 dt}. \quad (1.3)$$

Реальный импульс всегда содержит искажения фронтов и вершины (рис. 1.2), поэтому для описания такого импульса вводятся дополнительные параметры, часть из которых показана на рис. 1.2, а.

Реальный импульс (рис. 1.2, а) характеризуется:

- 1) пиковым значением (амплитудой) U_m ;
- 2) длительностью по основанию $\tau_{\text{иа}}$ и активной длительностью $\tau_{\text{иа}}$, измеряемой на уровне, равном $0,5 U_m$;
- 3) длительностью переднего $\tau_{\phi}^{(+)}$ и заднего $\tau_{\phi}^{(-)}$ фронтов импульса, измеряемых на уровнях, равных 0 и U_m для импульсов с плоской вершиной, а также активными длительностями фронтов $\tau_{\phi\alpha}^{(+)}$ и $\tau_{\phi\alpha}^{(-)}$, измеряемых на уровнях $0,1 U_m$ и $0,9 U_m$;
- 4) коэффициентом спада плоской вершины $\Delta = \Delta U / U_m$, где ΔU – величина спада.

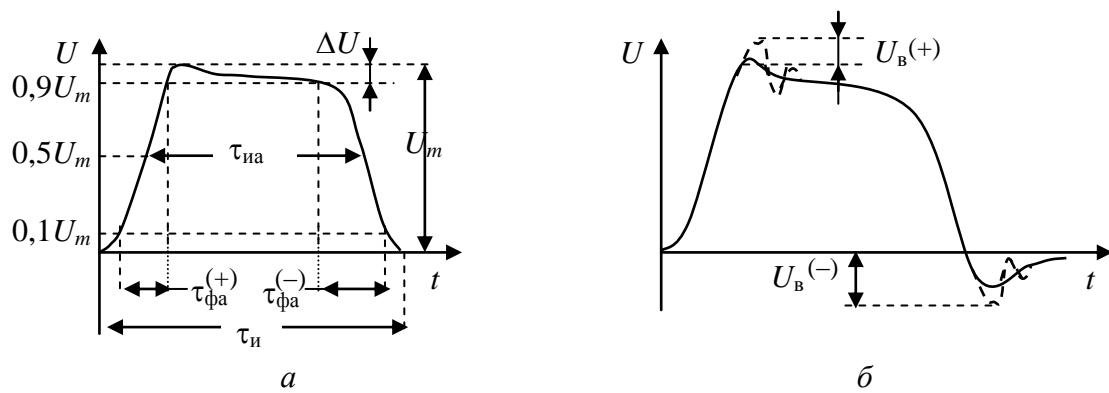


Рис. 1.2

При наблюдении реальных импульсов часто бывает хорошо заметен послеимпульсный обратный выброс, называемый хвостом импульса (рис. 1.2, б). Из-за влияния паразитных элементов импульсных цепей на вершине и хвосте импульса могут возникать паразитные колебания (на рис. 1.2, б они показаны пунктиром), величину которых характеризуют величиной обратного $U_{\text{в}}^{(-)}$ и прямого $U_{\text{в}}^{(+)}$ выбросов.

Последовательность импульсов (рис. 1.1, в) характеризуется:

- 1) длительностью отдельного импульса τ_i ;
- 2) периодом повторения T ;
- 3) частотой следования $f = 1/T$;
- 4) скважностью $Q = T/\tau_i$;
- 5) коэффициентом заполнения $\gamma = \tau_i/T$;
- 6) средним, среднеквадратическим и средневыпрямленным значениями напряжения.

Расчетное задание

Для гармонического сигнала (рис. 1.1, б) и последовательности прямоугольных импульсов (рис. 1.1, в), амплитуда которых $U_m = 1 \text{ В}$, определить значения напряжений: среднего U_0 , средневыпрямленного $U_{\text{св}}$, среднеквадратического U . Для последовательности прямоугольных импульсов расчеты выполнить при: $\tau_{i1} = 0,2T$, $\tau_{i2} = 0,5T$, $\tau_{i3} = 0,8T$. Результаты расчетов внести в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Сигнал	Гармонический	Прямоугольный $\tau_{i1} = 0,2T$	Прямоугольный $\tau_{i2} = 0,5T$	Прямоугольный $\tau_{i3} = 0,8T$
$U_m, \text{ В}$				
$U_0, \text{ В}$				
$U_{\text{св}}, \text{ В}$				
$U, \text{ В}$				

Лабораторное задание и методические указания

1. Пользуясь инструкцией к прибору, проверить балансировку усилителя вертикального отклонения (канала Y) осциллографа и при необходимости – сбалансировать.
2. Проверить калибровку коэффициента отклонения канала Y .
3. Проверить калибровку длительности развертки.
4. Измерить чувствительность осциллографа по каналу X в диапазоне частот $20 \text{ Гц} \div 200 \text{ кГц}$ и построить зависимость $H_x = \psi(f)$. Чувствитель-

нность H_x есть отношение размера видимого отклонения луча L к величине поданного на канал X напряжения U_x (L – длина горизонтальной линии на экране осциллографа), $H_x = L / U$, дел/В.

5. Установить на генераторе частоту 1 кГц и напряжение на его выходе $U = 1$ В. Не изменяя величины этого напряжения (контролировать его с помощью цифрового вольтметра), измерить осциллографом его амплитудное значение U_m на частотах, указанных в табл. 1.2, и занести в нее полученные данные.

Таблица 1.2

f , кГц	0,02	0,5	10	100	500	1000	1500	2000
U , В								
U_m , В								
ΔU_m , В								
$\frac{\Delta U_m}{U_m} \cdot 100\%$								

По полученным данным найти абсолютную $\Delta U_m = U_m - U\sqrt{2}$ и относительную $\Delta U_m / U_m \cdot 100\%$ погрешности измерения амплитуды.

6. Сформировать (см. описание к лабораторному стенду в прил. 4) последовательность прямоугольных импульсов $\tau_i = 0,5T$ на частоте 5 кГц. С помощью осциллографа измерить параметры импульса (рис. 1.2): амплитуду U_m , спад вершины импульса ΔU , длительность импульса по основанию τ_i и активную длительность импульса τ_{ia} , длительность положительного $\tau_\phi^{(+)}$ и отрицательного $\tau_\phi^{(-)}$ фронтов, период следования T .

По измеренным значениям рассчитать скважность Q и коэффициент заполнения γ .

Контрольные вопросы

- Сформулируйте основные принципы построения осциллографов, измерительных генераторов и универсальных цифровых вольтметров.
- Перечислите основные параметры импульсного сигнала прямоугольной формы.
- Какие параметры сигналов можно измерить с помощью осциллографа?

Лабораторная работа № 2

СПЕКТРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Цель работы. Теоретическое и экспериментальное исследование спектрального состава периодической последовательности импульсов различной формы. Исследование изменения спектра сигналов при прохождении их через простейшие RC -цепи.

Периодическими называются сигналы $S(t)$, для которых выполняется условие $S(t) = S(t + kT)$, где T – период; k – любое целое число.

Периодический сигнал может быть представлен в виде суммы элементарных гармонических сигналов, а именно в виде ряда Фурье, если заданная периодическая функция удовлетворяет условиям Дирихле:

- 1) на любом конечном интервале времени функция $S(t)$ должна быть непрерывна или иметь конечное число разрывов первого рода;
- 2) в пределах одного периода функция должна иметь конечное число максимумов и минимумов.

В тригонометрической форме ряд Фурье может быть представлен следующим образом:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t), \quad (2.1)$$

или

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t - \varphi_n), \quad (2.2)$$

где $a_0/2$ – среднее значение функции за период (постоянная составляющая); a_n и b_n – амплитуды косинусоидальных и синусоидальных членов разложения соответственно; n – номер гармоники; A_n – амплитуда n -й гармоники; φ_n – фаза n -й гармоники.

В выражениях (2.1) и (2.2) величины $a_0/2$, a_n и b_n определяются из формул

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt, \quad (2.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos n\omega t dt = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos 2\pi fnt dt, \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \sin n\omega t \, dt = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \sin 2\pi f n t \, dt. \quad (2.5)$$

Амплитуда (модуль) и фаза (аргумент) n -й гармоники в выражении (2.2) даются формулами:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n}. \quad (2.6)$$

Спектр амплитуд периодической функции состоит из отдельных линий, соответствующих дискретным частотам $0, f, 2f, \dots, (n-1)f, nf$, т. е. имеет линейчатый или дискретный характер (рис. 2.1).

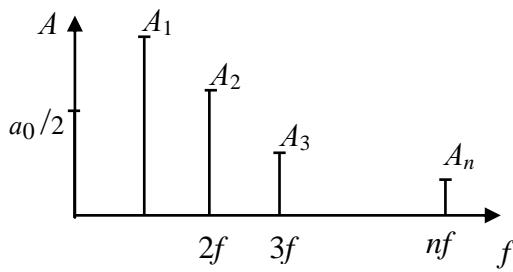


Рис. 2.1

Множество амплитуд, фаз и частот гармонических составляющих называется соответственно спектром амплитуд, спектром фаз, спектром частот.

Расчетное задание

1. Рассчитать по формулам (2.3)–(2.6) спектр амплитуд периодической последовательности импульсов (рис. 2.2). Расчеты провести для частот f_1, f_2 и вида последовательности импульсов, представленных на рис. 2.2, согласно заданному варианту в таблице.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Рис. 2.2	a	a	a	\bar{a}	\bar{a}	\bar{a}	a	\bar{a}	a	\bar{a}
f_1 , кГц	30	40	50	30	40	50	30	40	50	60
f_2 , кГц	60	80	100	60	80	100	60	80	100	120

2. По результатам расчета построить графики спектров амплитуд сигналов для семи первых гармоник.

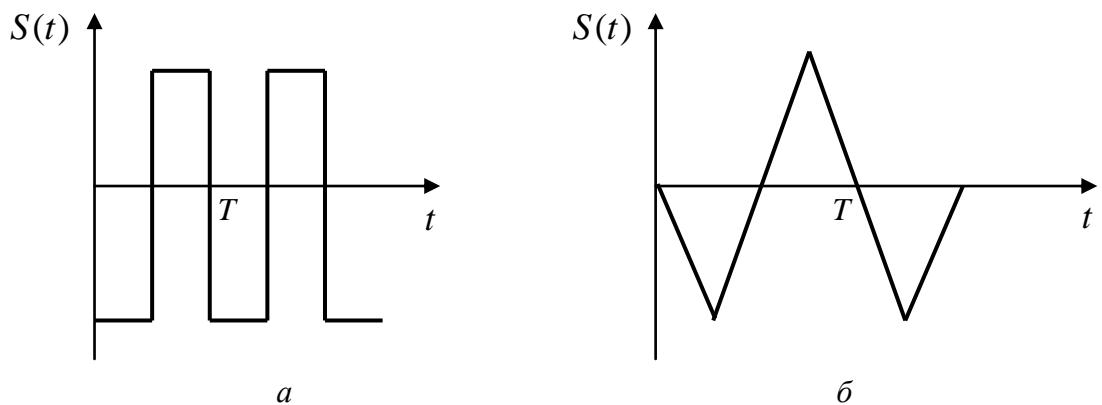


Рис. 2.2

Лабораторное задание и методические указания

1. Для проведения измерений соединить выход генератора сигналов специальной формы с входами анализатора спектра и осциллографа.
2. Установить на генераторе частоту следования импульсов и их форму в соответствии с вариантом табл. 2.1.
3. Зарисовать с экрана осциллографа форму исследуемого сигнала и измерить его параметры.
4. С помощью анализатора спектра определить экспериментально спектр амплитуд исследуемой последовательности импульсов.
5. Нанести экспериментальные данные на соответствующие расчетные графики.
6. Используя программу Electronics Workbench (см. прил. 4) собрать схему, представленную на рис. 2.3. Установить на генераторе амплитуду выходного сигнала, равную 1 В, а его частоту и форму, согласно индивидуальному заданию.
 - 6.1. Включить опцию Show nodes в меню Circuit/Schematic Options.
 - 6.2. В меню Analysis войти в опцию Fourier. Установить в окне Fundamental frequency основную частоту колебаний (частота первой гармоники) согласно индивидуальному заданию. Задать в Number harmonic число анализируемых гармоник согласно расчету.
 - 6.3. Масштаб по оси Y в окне Vertical scale задать линейным.

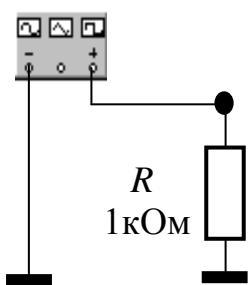


Рис. 2.3

6.4. Запустить программу кнопкой Simulate.

7. Снять полученные результаты и сравнить их с расчетом и экспериментом.

Контрольные вопросы

1. Какие периодические сигналы можно разложить в ряд Фурье?
2. Как изменяется спектр периодического сигнала прямоугольной формы, если при постоянном периоде изменять его коэффициент заполнения?
3. Как изменяется спектр периодического сигнала, если при постоянной длительности импульса менять его период?
4. Каков физический смысл слагаемого $a_0/2$ ряда Фурье?

Лабораторная работа № 3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ *RC*-ФИЛЬТРЫ

Цель работы. Изучение методов расчета и исследование *RC*-фильтров. Анализ результатов расчета и эксперимента.

Электрическими фильтрами называются четырехполюсники, обладающие частотной избирательностью. Электрические фильтры предназначены для выделения отдельных полос из спектра сигнала или отдельных гармоник. Если фильтрация сигналов осуществляется в области низких (звуковых) частот, то обычно применяются фильтры, состоящие из *RC*-элементов. В зависимости от того, в какой полосе частот фильтр обладает прозрачностью, различают фильтры нижних частот, верхних частот, полосовой и заградительный.

RC-фильтр нижних частот

Принципиальная схема фильтра нижних частот (ФНЧ) и его векторная диаграмма показаны на рис. 3.1, а на рис. 3.2 – его амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики. Комплексный коэффициент передачи напряжения такого фильтра при $Z_1 = R$ и $Z_2 = 1/j\omega C$ можно представить в виде

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} = a + jb. \quad (3.1)$$

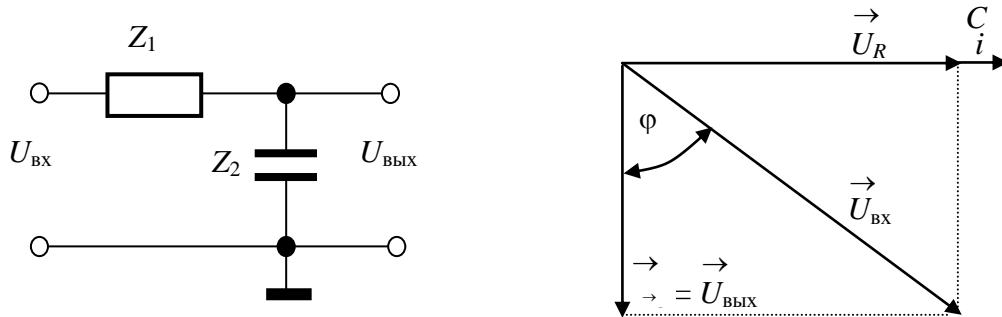


Рис. 3.1

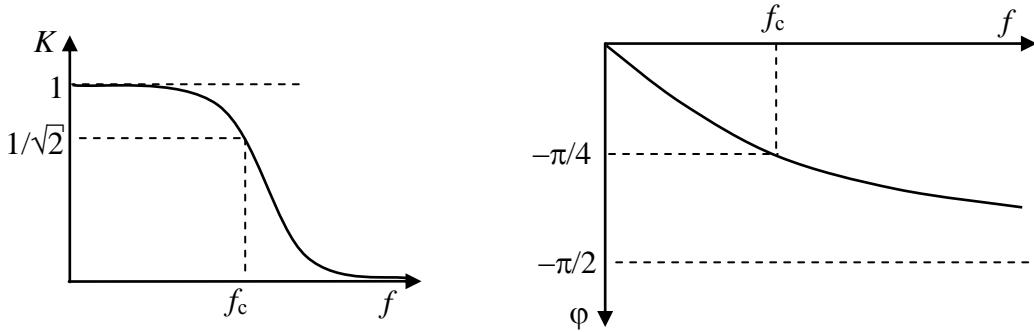


Рис. 3.2

При этом модуль коэффициента передачи выражения (3.1), или, другими словами, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра, будет иметь вид

$$K = \sqrt{a^2 + b^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}, \quad (3.2)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени фильтра.

Фазовый сдвиг между напряжением на выходе и входным напряжением, или фазо-частотная характеристика (ФЧХ) фильтра, определяется выражением

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{b}{a} = \operatorname{arctg}(-\omega RC) = \operatorname{arctg}(-2\pi f RC) = \operatorname{arctg}(-2\pi f \tau). \quad (3.3)$$

Зависимости (3.2) и (3.3) представлены на рис. 3.2. Границная частота (частота среза) определяется по уровню, при котором модуль коэффициента передачи K уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз от своего максимального значения. С учетом сказанного, выражение (3.2) дает для граничной частоты

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \text{ или } f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \tau}. \quad (3.4)$$

Как следует из рис. 3.2, резкого перехода от полосы прозрачности к полосе задержки фильтра не наблюдается, что характерно для RC -фильтров.

RC-фильтр верхних частот

Принципиальная схема фильтра верхних частот (ФВЧ) и его векторная диаграмма приведены на рис. 3.3. Комплексный коэффициент передачи ФВЧ по напряжению при $Z_1 = 1/j\omega C$ и $Z_2 = R$ имеет вид

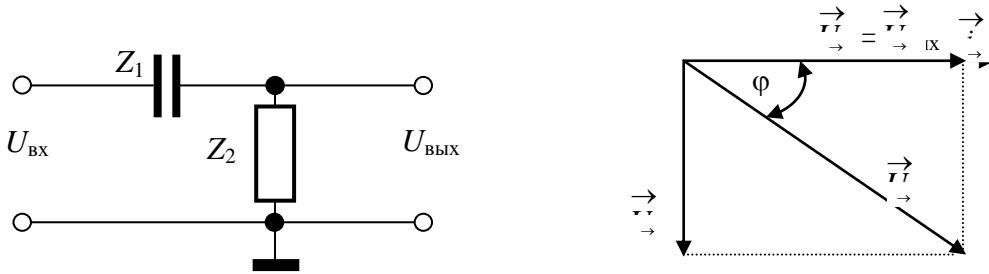


Рис. 3.3

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{(\omega RC)^2}{1 + (\omega RC)^2} + j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2}. \quad (3.5)$$

АЧХ и ФЧХ такого фильтра, как следует из соотношения (3.5), выражаются формулами

$$K = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{2\pi f RC}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}}, \quad (3.6)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega RC} = \operatorname{arctg} \frac{1}{2\pi f RC}. \quad (3.7)$$

Графики выражений (3.6) и (3.7) приведены на рис. 3.4. Границная частота RC -фильтра верхних частот определяется аналогично граничной частоте фильтра нижних частот $\omega_c = \frac{1}{RC}$ или $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi}$.

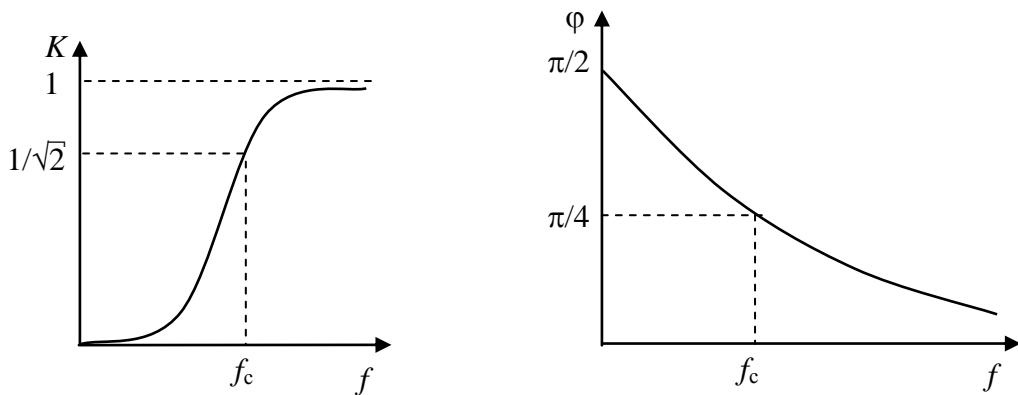


Рис. 3.4

Полосовой RC-фильтр

Полосовой RC -фильтр может быть образован при последовательном соединении RC -фильтров нижних и верхних частот. На рис. 3.5 показана схема этого фильтра и его векторная диаграмма.

В полосовом фильтре первое звено (ФНЧ) не пропускает колебаний высоких частот, а второе звено (ФВЧ) не пропускает колебаний низких частот. Где-то в области перехода от полосы прозрачности к полосе задержки обоих звеньев и лежит максимальное значение коэффициента передачи фильтра (рис. 3.6).

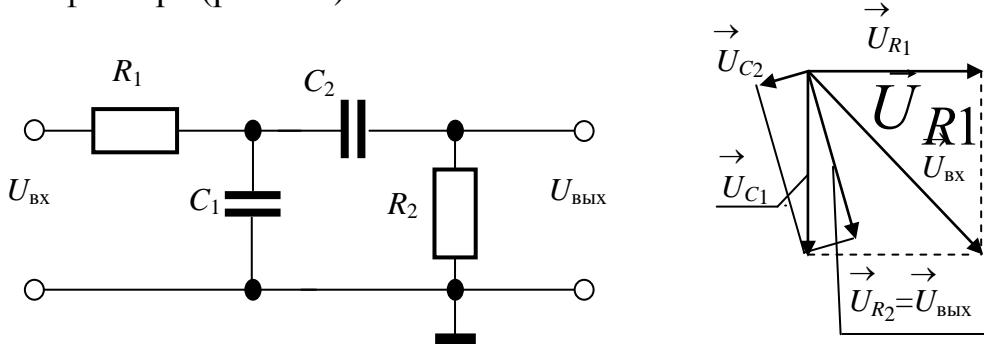


Рис. 3.5

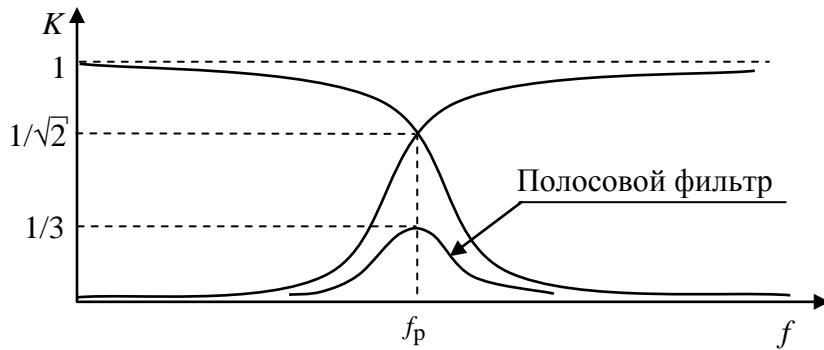


Рис. 3.6

Выражение для коэффициента передачи по напряжению для полосового фильтра при $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$ имеет вид

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}. \quad (3.8)$$

Из соотношения (3.8) для модуля коэффициента передачи (АЧХ) полосового фильтра следует:

$$K = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\omega_p RC - \frac{1}{\omega_p RC} \right)^2}}. \quad (3.9)$$

Максимальная величина модуля коэффициента передачи выражения (3.9) наблюдается при $\omega_p RC - \frac{1}{\omega_p RC} = 0$ и принимает значение

$$K_p = 1/3. \quad (3.10)$$

График зависимости (3.9) показан на рис. 3.6. Как видно на данном рисунке, АЧХ полосового фильтра напоминает резонансную кривую колебательного контура. Поэтому соответствующую частоту ω_p называют квазирезонансной. Ее значение может быть получено из выражения (3.9) с учетом соотношения (3.10)

$$\omega_p = \frac{1}{RC} \text{ или } f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi}. \quad (3.11)$$

Заградительный RC-фильтр

Заградительный RC -фильтр часто называют двойным Т-образным мостом. Он представляет собой параллельное соединение Т-образных фильтров верхних и нижних частот (рис. 3.7, *a*). Качественно работу заградительного фильтра можно объяснить, перерисовав схему более наглядно, как это показано на рис. 3.7, *б*. В данном случае считаем, что сопротивление нагрузки R_h не влияет на работу фильтра, т. е. что R_h имеет достаточно большую величину. Слева и справа подведено переменное входное напряжение от одного и того же источника сигнала. В этом случае можно заметить, что при $\omega \rightarrow 0 K \rightarrow 1$ и при $\omega \rightarrow \infty K \rightarrow 1$.

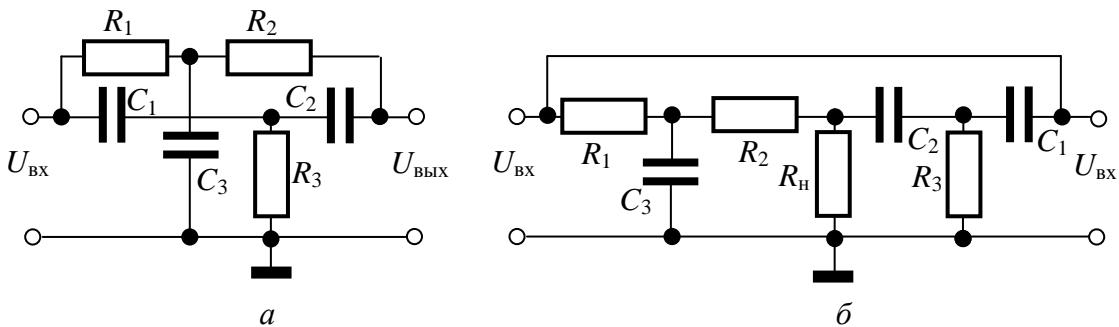


Рис. 3.7

Это означает, что в области нулевой частоты и бесконечно больших частот коэффициент передачи фильтра равен 1. Векторные диаграммы для левой и правой части преобразованной схемы приведены на рис. 3.8, а, б.

Если направить векторы напряжений $\vec{U}_{R_H} = \vec{U}'_{\text{вых}}$ и $\vec{U}_{R_H} = \vec{U}''_{\text{вых}}$ из одной точки (рис. 3.8, в), то видно, что они при определенной частоте сигнала могут быть равны друг другу по величине и противоположны по фазе. На этой частоте, называемой так же, как и в случае полосового фильтра, квазирезонансной, коэффициент передачи фильтра будет равен нулю, а фаза меняется скачком на π . Графики зависимостей $K(f)$ и $\varphi(f)$ представлены на рис. 3.9. Если в рассматриваемом заградительном фильтре положить $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R/2$, и $C_3 = 2C$, то выражения для его АЧХ и ФЧХ будут иметь вид соответственно

$$K = \frac{1 - (\omega RC)^2}{\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + 16(\omega RC)^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{4\omega RC}{(\omega RC)^2 - 1}, \quad (3.12)$$

а значение квазирезонансной частоты будет равно

$$\omega_p = \frac{1}{RC} \text{ или } f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi}. \quad (3.13)$$

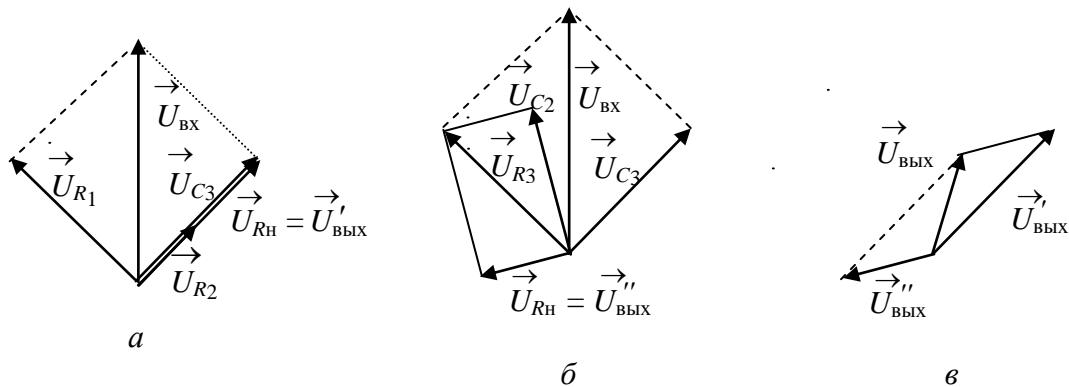


Рис. 3.8

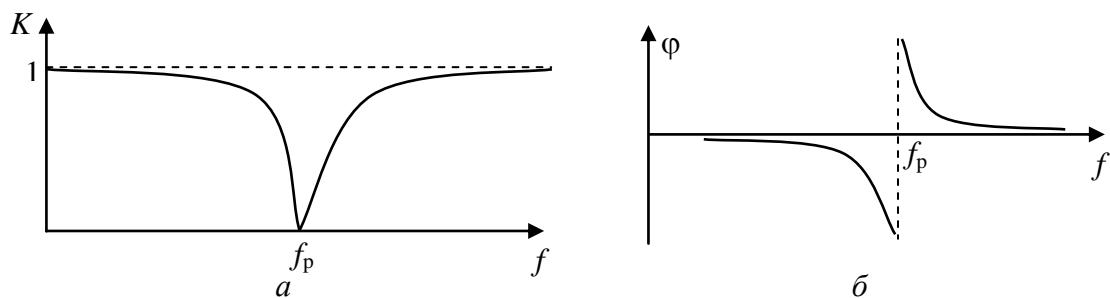


Рис. 3.9

Расчетное задание

1. Рассчитать величины R и C для фильтров нижних и верхних частот, а также полосового и заградительного. Указать на схемах номинальные значения R и C . Данные для частоты f_c (или f_p), по которой рассчитываются фильтры, приведены по вариантам в таблице.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f_c (f_p)$, кГц	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8

2. Рассчитать и построить графики АЧХ и ФЧХ фильтров верхних и нижних частот. Расчеты выполнить для коэффициентов передачи K , равных соответственно 0,2; 0,4; 0,7; 0,8; 1,0. На графике частоту f откладывать в логарифмическом масштабе.

Нарисовать схемы рассчитанных фильтров и указать на них номинальные значения элементов.

Лабораторное задание и методические рекомендации

1. Собрать поочередно на монтажной плате рассчитанные фильтры. Изменяя частоту входного сигнала в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц, снять АЧХ и ФЧХ фильтров.

При снятии АЧХ фильтров использовать генератор низкочастотных сигналов (ГНЧ), подключенный ко входу фильтра, а также осциллограф или вольтметр для измерения переменных напряжений, подключаемый к его выходу. Вначале следует на частоте, лежащей в полосе максимального пропускания фильтра, подобрать напряжение на ГНЧ, обеспечивающее удобный отсчет по экрану осциллографа или шкале вольтметра. Затем, сохраняя постоянную величину напряжения ГНЧ, снять в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц зависимость напряжения на выходе фильтра от частоты. Составить таблицу экспериментальных данных для каждого из фильтров.

Методика определения фазового сдвига описана в прил. 1. Измерения в этом случае следует проводить в тех же точках диапазона частот, в которых был рассчитан коэффициент K .

2. Построить графики АЧХ и ФЧХ фильтров. Частоту на графиках откладывать в логарифмическом масштабе.

3. Провести сравнительный анализ результатов расчета и эксперимента.

4. Используя программу Electronics Workbench, собрать схему, представленную на рис. 3.10. С помощью данной схемы построить АЧХ и ФЧХ фильтров исследованных в п. 1 данного задания.

Для построения АЧХ фильтра (включена кнопка Magnitude) установить на измерителе АЧХ и ФЧХ линейную (кнопка Lin) шкалу по вертикали и логарифмическую (кнопка Log) по горизонтали. Установить минимальную (кнопка I) частоту 20 Гц, а максимальную (кнопка F) – 20 кГц. В блоке Vertical задать изменение коэффициента передачи в пределах 0 ÷ 1.

Для построения ФЧХ нажать кнопку Hphase и, не изменяя заданного диапазона изменения частот, установить пределы изменения фазы от $+90^\circ$ до -90° .

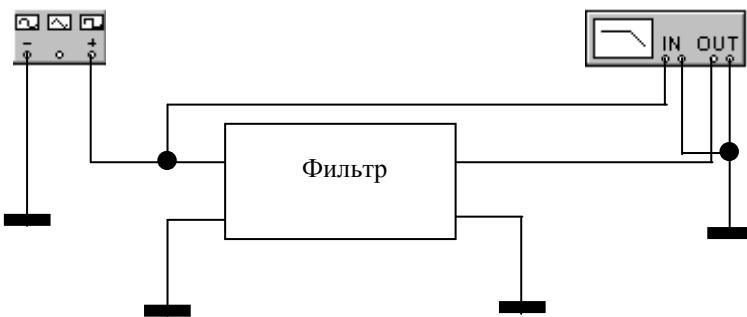


Рис. 3.10

Измерения коэффициента передачи (или фазы) и частоты в простейшем случае можно производить на полученных графиках с помощью вертикальной визирной линейки или записать в текстовый файл.

Контрольные вопросы

1. Получите аналитическое выражение для АЧХ и ФЧХ RC -фильтров верхних и нижних частот.
2. Постройте векторные диаграммы исследованных в работе RC -фильтров.

Лабораторная работа № 4

ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

Цель работы. Получение и исследование АЧХ и ФЧХ линейных цепей с помощью программы Electronics Workbench.

Любую простейшую линейную систему можно, в конечном итоге, представить в виде схемы, представленной на рис.4.1.

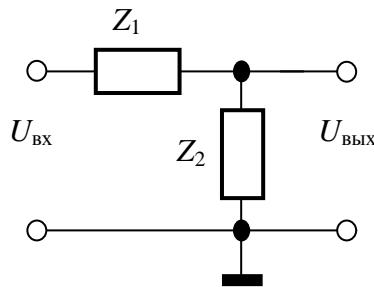


Рис. 4.1

Комплексный коэффициент передачи такой системы можно записать в виде

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = a + jb . \quad (4.1)$$

Модуль коэффициента передачи выражения (4.1), или амплитудно-частотная характеристика, определяется выражением

$$|K| = \sqrt{a^2 + b^2} . \quad (4.2)$$

Фазовый сдвиг между напряжениями на входе и выходе, или фазо-частотная характеристика, задается выражением

$$\varphi = \arctg \frac{b}{a} . \quad (4.3)$$

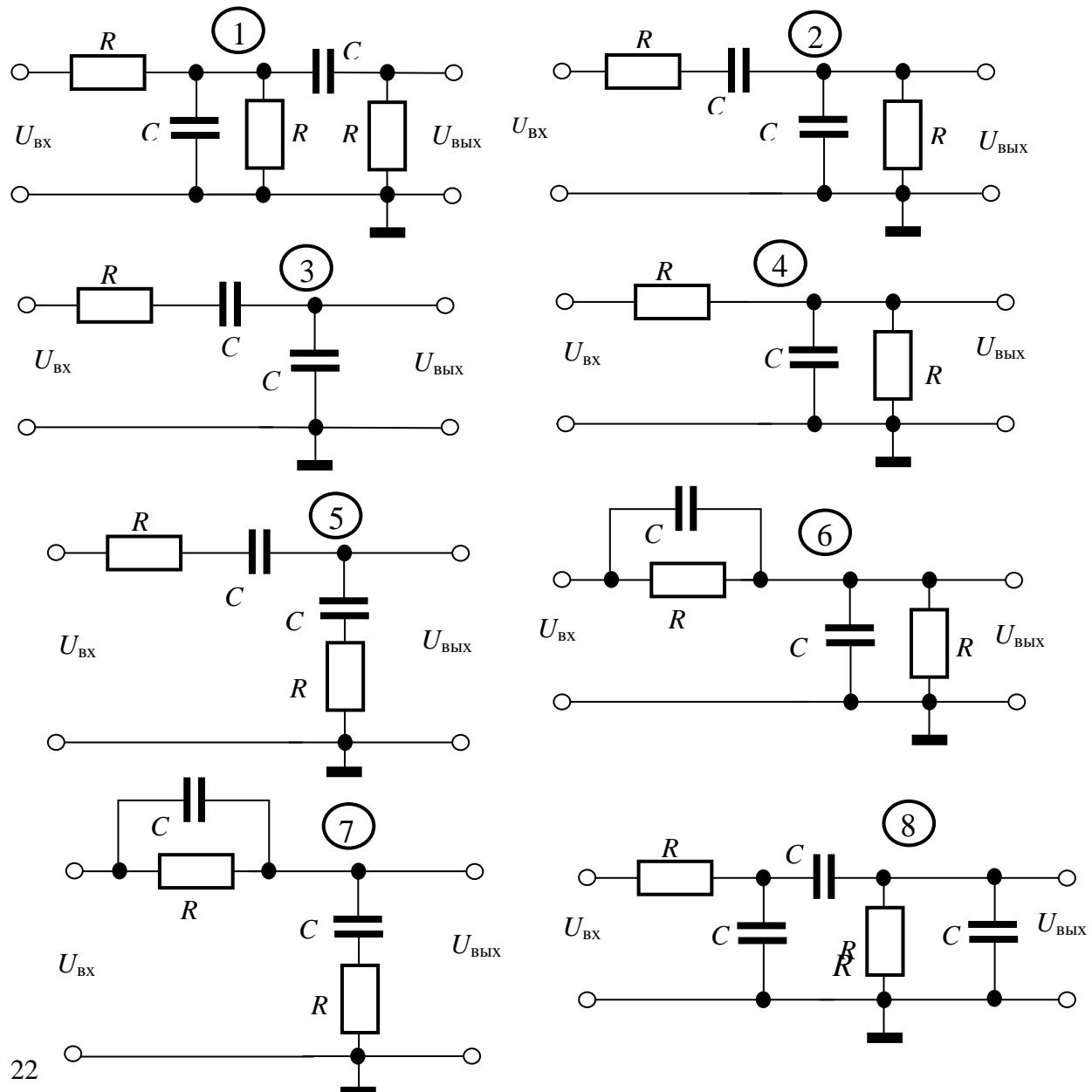
Для любой цепи можно в принципе теоретически рассчитать и построить ее АЧХ и ФЧХ.

Лабораторное задание и методические рекомендации

1. Используя программу Electronics Workbench, поочередно собрать схемы, номера которых указаны согласно индивидуальному варианту в таблице.

2. Для каждой из схем построить АЧХ и ФЧХ исследуемой цепи. Методика снятия данных характеристик описана в п. 4 лабораторной работы № 3. При необходимости произвести корректировку установленных значений коэффициента передачи и пределов изменения фазы.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номера схем на рис. 4.2, 4.3.	1	2	1	2	3	1	4	2	5
	3	4	2	5	4	2	9	3	6
	6	5	7	9	6	5	10	4	7
	8	10	9	10	7	6	12	5	8
	13	11	12	11	10	11	13	8	11
	14	15	16	16	13	12	14	15	16
R , кОм	1,1	3,0	1,3	1,2	1,0	2,0	1,5	2,2	1,8
C , нФ	100	10	22	50	47	10	50	4,3	100



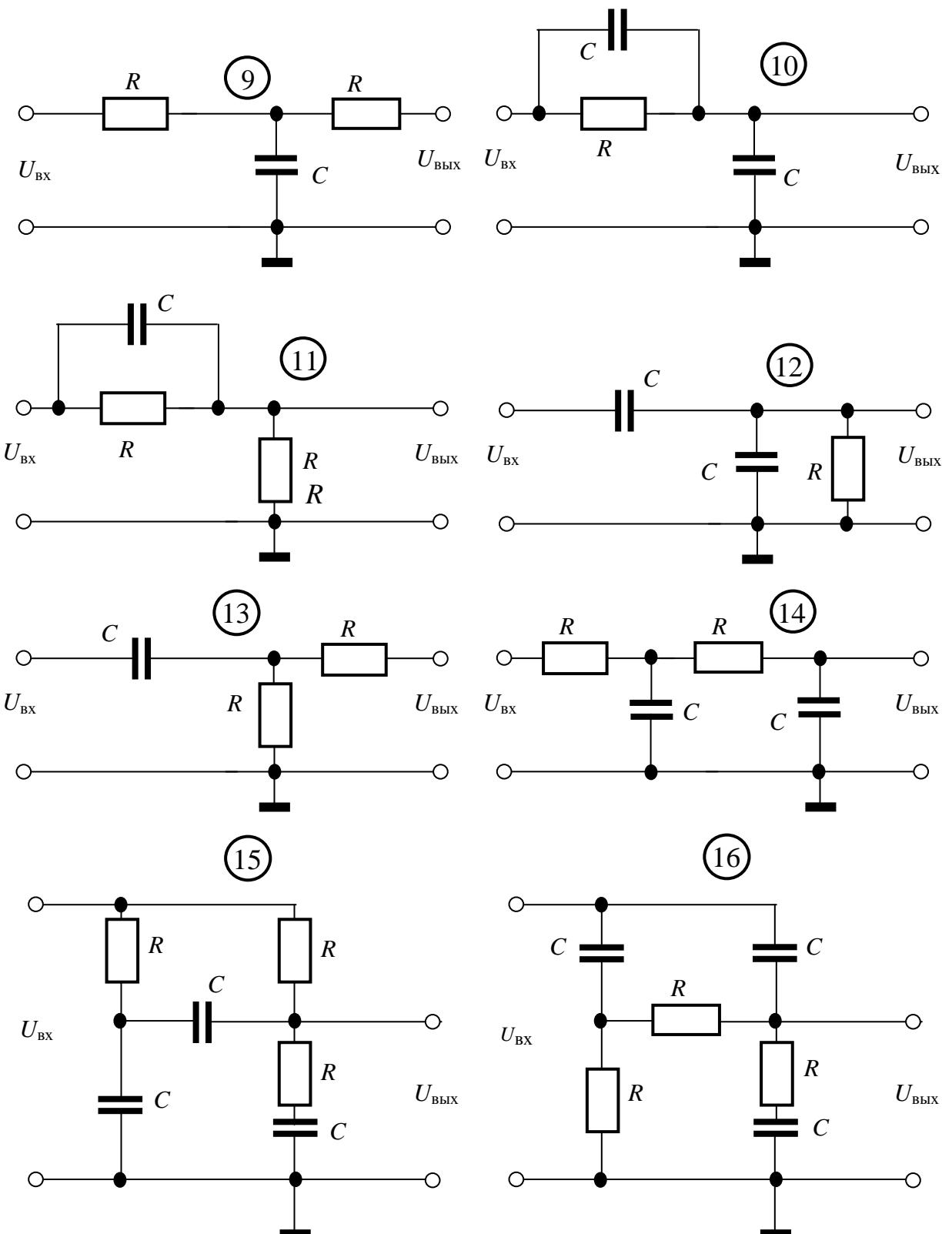


Рис. 4.2

3. Полученные результаты представить в виде графиков с необходимыми пояснениями. Рассмотреть возможности применения каждой из исследованных схем.

Контрольные вопросы

1. Какую характеристику называют ФЧХ?
2. Какую характеристику называют АЧХ?

Лабораторная работа № 5

ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ RC-ЦЕПИ

Цель работы. Анализ переходных процессов в простейших *RC*-цепях, а также условий дифференцирования и интегрирования сигналов с помощью этих цепей. Изучение методов расчета и анализа данных цепей.

В радиоэлектронных устройствах различного назначения широко используются сигналы сложной формы. С целью получения таких сигналов могут применяться различные формирующие цепи. К их числу относятся простейшие *RC*-цепи, на выходе которых форма сигнала приближенно соответствует производной или интегралу от напряжения, поданного на их вход.

В общем виде дифференцирующую и интегрирующую цепи можно представить как линейные четырехполюсники (рис. 5.1, *a*, *б*). В явном виде для *R* и *C* элементов дифференцирующая цепь показана на рис. 5.2, *а*, а интегрирующая – на рис. 5.2, *б*. Ниже показано, что, используя такие цепи и варьируя величиной постоянной времени $\tau = RC$, можно реализовать операции дифференцирования, интегрирования или получить переходную цепь.

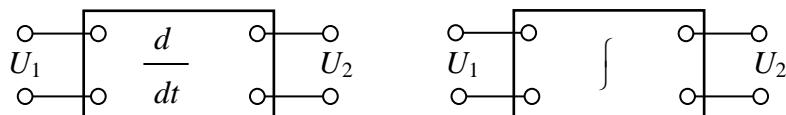


Рис. 5.1

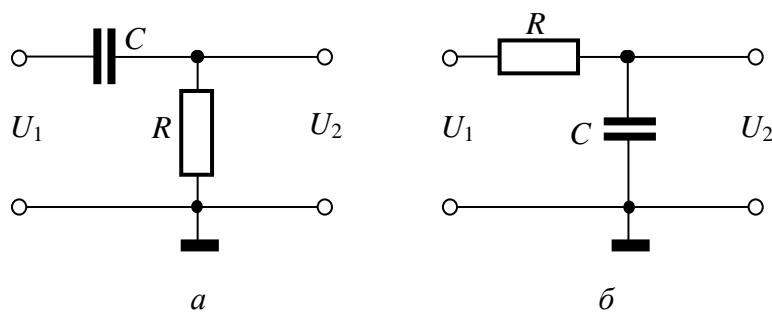


Рис. 5.2

Для выяснения физических процессов, протекающих в таких цепях, рассмотрим переходные процессы, возникающие при заряде и разряде конденсатора в цепи, состоящей из активного сопротивления и емкости. Пусть в момент времени $t_{01} = 0$, напряжение $U_c = 0$ (рис. 5.3), *RC*-цепь подключена к источнику напряжения U_0 .

чается к источнику постоянного напряжения, и в ней появляется ток заряда конденсатора. Тогда, пренебрегая внутренним сопротивлением источника сигнала, согласно второму закону Кирхгофа, для этой цепи можно записать

$$U_C + U_R = E. \quad (5.1)$$

Но

$$i_3 = C \frac{dU_C}{dt} \text{ и } U_R = i_3 R = RC \frac{dU_C}{dt}. \quad (5.2)$$

Подставляя значение U_R из соотношения (5.2) в выражение (5.1), после очевидных преобразований имеем

$$\frac{dU_C}{dt} + \frac{1}{RC} U_C = \frac{1}{RC} E. \quad (5.3)$$

Уравнение (5.3) является линейным дифференциальным уравнением, и его решение можно записать в виде

$$U_C = E(1 - e^{-t/\tau}), \quad (5.4)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Продифференцировав уравнение (5.4) по времени, с учетом выражения (5.2), получим

$$i_3 = C \frac{dU_C}{dt} = \frac{CE}{\tau} e^{-t/\tau} = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}. \quad (5.5)$$

Тогда напряжение U_R будет равно

$$U_R = Ri_3 = Ee^{-t/\tau}. \quad (5.6)$$

Выражения (5.4)–(5.6) показывают, что напряжение на емкости в процессе заряда возрастает, а ток через сопротивление и напряжение на нем убывает по экспоненциальному закону. Скорость этих процессов определяется постоянной времени цепи τ : чем больше величина емкости и активного сопротивления, тем медленнее растет напряжение U_C и медленнее спадает напряжение U_R . Зависимости изменения тока заряда и напряжений на емкости и сопротивлении показаны на рис. 5.4, а.

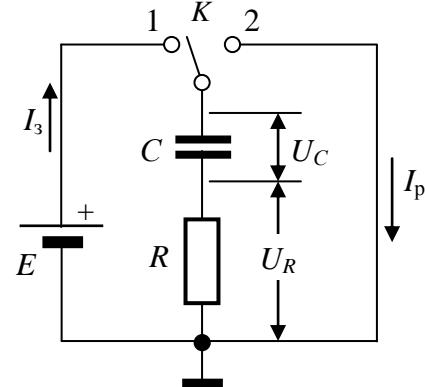


Рис. 5.3

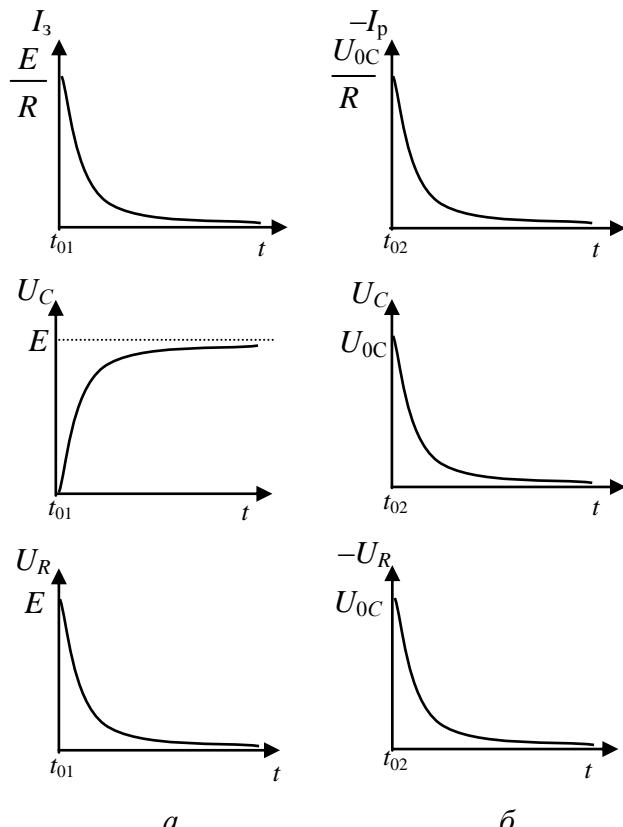


Рис. 5.4

Если в момент времени t_{02} замкнуть заряженный конденсатор C на активное сопротивление R , то в нем потечет разрядный ток, и тогда можно записать

$$U_C + U_R = 0, \quad (5.7)$$

где

$$U_R = i_p R, \text{ а } i_p = C \frac{dU_C}{dt}. \quad (5.8)$$

С учетом выражения (5.8), соотношение (5.7) принимает вид

$$U_C + RC \frac{dU_C}{dt} = 0. \quad (5.9)$$

Решением дифференциального уравнения (3.9) является выражение

$$U_C = U_{0C} e^{-t/\tau}, \quad (5.10)$$

где U_{0C} – начальное напряжение на конденсаторе в момент времени t_{02} . Подстановка в выражение (5.8) значения U_C из зависимости (5.10) позволяет записать для величины тока разряда

$$i_p = C \frac{dU_C}{dt} = -C \frac{U_{0C}}{\tau} e^{-t/\tau} = -\frac{U_{0C}}{R} e^{-t/\tau}. \quad (5.11)$$

Аналогично с течением времени изменяется и напряжение на активном сопротивлении

$$U_R = i_p R = -U_{0C} e^{-t/\tau}. \quad (5.12)$$

Появление знака «минус» в выражениях (5.11) и (5.12) объясняется выбором направления обхода контура при записи уравнения (5.7). Осциллограммы изменения тока разряда и напряжений на емкости C и сопротивлении R представлены на рис. 5.4, б.

Теоретически переходные процессы делятся бесконечно долго. Однако процесс принято считать установившимся (оконченным), если разность между изменяющейся величиной и ее предельным значением составляет 5 %. Поэтому при определении времени переходного процесса выражение (5.4) можно переписать в виде $0,95E = U_C|_{t=t_{\text{nep}}} = E \left(1 - e^{-t_{\text{nep}}/\tau}\right)$,

где t_{nep} – время переходного процесса, откуда следует, что

$$e^{-t_{\text{nep}}/\tau} = 0,05. \quad (5.13)$$

Прологарифмировав равенство (5.13), получим

$$t_{\text{nep}} \approx 3\tau. \quad (5.14)$$

Для выяснения физического смысла величины τ определим разность между пределом, к которому стремится экспонента, и любыми двумя мгновенными значениями ее, разделенными временем, равным τ :

$$U_C|_{t=t_1} = E \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right), \quad U_C|_{t=t_1+\tau} = E \left(1 - e^{-\frac{t_1+\tau}{\tau}}\right). \quad (5.15)$$

Тогда указанные разности запишутся

$$E - U_C|_{t=t_1} = E - E \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right) = E e^{-\frac{t_1}{\tau}}, \quad E - U_C|_{t=t_1+\tau} = E - E \left(1 - e^{-\frac{t_1+\tau}{\tau}}\right) = E e^{-\frac{t_1+\tau}{\tau}}, \quad (5.16)$$

а их отношение будет равно

$$\frac{E - U_C|_{t=t_1}}{E - U_C|_{t=t_1+\tau}} = e. \quad (5.17)$$

Таким образом, постоянная τ численно равна промежутку времени, в течение которого разность между экспоненциально изменяющейся величиной и ее пределом уменьшается в 2,71 раза.

Очевидно, что рассмотренный случай заряда и разряда конденсатора аналогичен ситуации, когда на вход RC -цепи подается одиночный прямогоугольный импульс и выполняется условие $\tau \ll t_i$.

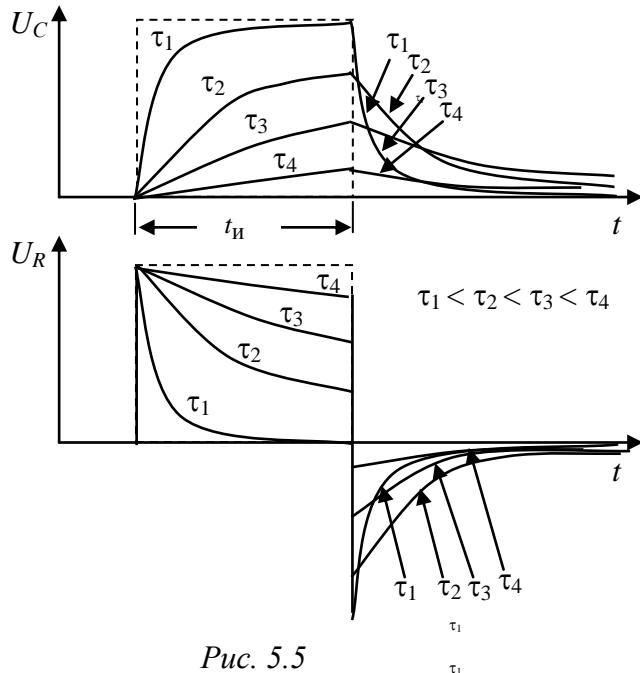


Рис. 5.5

нность фронта $U_C(t)$ растет, а его амплитуда уменьшается.

Как следует также из рис. 5.5, при больших значениях величины τ/t_i форма напряжения на резисторе $U_R(t)$ оказывается близкой к форме $U_{\text{вх}}(t)$. При этом наблюдается завал вершины импульса напряжения $U_R(t)$, а также отрицательный выброс после его окончания. Величины завала и отрицательного выброса уменьшаются при увеличении отношения τ/t_i . При достаточно малых значениях τ/t_i форма напряжения на сопротивлении представляет собой два импульса остроконечной формы.

Дифференцирующие цепи

С помощью RC -цепи можно проводить дифференцирование импульса. Пусть на вход RC -цепи (рис. 5.6) подан сигнал $U_{\text{вх}}$. Тогда $U_C + U_R = U_{\text{вх}}$,

но $U_C = \frac{1}{C} \int idt$, а $U_R = Ri$ и, следовательно,

$$U_{\text{вх}} = \frac{1}{C} \int idt + Ri. \quad (5.18)$$

Умножая числитель и знаменатель первого слагаемого в правой части уравнения (5.18) на R и учитывая, что напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = U_R$, получим

$$U_{\text{вх}} = \frac{1}{RC} \int U_{\text{вых}} dt + U_{\text{вых}}. \quad (5.19)$$

Дифференцируя обе части уравнения (5.19) по времени t , приходим к выражению

$$\frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = \frac{1}{\tau} U_{\text{вых}} + \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}. \quad (5.20)$$

При условии $\frac{dU_{\text{вых}}}{dt} \ll \frac{1}{\tau} U_{\text{вых}}$, что справедливо, когда τ достаточно мала и что $\tau \ll t_i$, на основании равенства (5.20) будем иметь

$$U_{\text{вых}} \approx \tau \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}, \quad (5.21)$$

откуда следует, что выходное напряжение пропорционально производной от входного, т. е. имеет место процесс дифференцирования сигнала.

Если положить, что τ очень велика ($\tau \gg t_i$), и значением $\frac{1}{\tau} U_{\text{вых}}$ по сравнению с $C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$ можно пренебречь, то на основании соотношения (5.20) получим $\frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}$, откуда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ и RC -цепь в этих условиях становится переходной, т. е. такой цепью, проходя через которую, выходной сигнал повторяет входной. Эта цепь может использоваться, например, для связи между отдельными каскадами многокаскадного усилителя.

Из сказанного выше следует, что дифференцирование будет тем точнее, чем меньше постоянная времени цепи $\tau = RC$. Дифференциирующую цепь называют также обостряющей или укорачивающей, так как длительность выходных импульсов меньше длительности входных, а их вершина является острой.

В случае $\tau \ll t_i$ при определении длительности продифференцированных импульсов появляется некоторая неопределенность. Если же величину длительности импульса определять на уровне $0,5U_m$, где U_m – его амплитуда, то то-

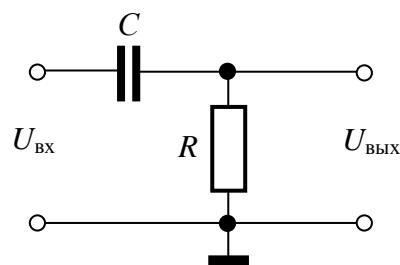


Рис. 5.6

где $0,5U_m = U_m e^{-t_{0,5}/\tau}$, откуда $\ln 0,5 = -t_{0,5}/\tau$, и тогда длительность импульса по уровню 0,5 будет равна

$$t_{0,5} \approx 0,7\tau. \quad (5.22)$$

Формула (3.22) может быть использована при экспериментальном определении постоянной времени τ цепи.

Интегрирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 5.7. В данном случае выходной сигнал снимается с емкости и уравнение, описывающее рассматриваемую цепь $U_{\text{вх}} = Ri + U_{\text{вых}}$, можно представить в виде

$$U_{\text{вх}} = \tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + U_{\text{вых}}. \quad (5.23)$$

Пусть в выражении (5.23) τ велика так, что $\tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} \ll U_{\text{вых}}$, тогда будем иметь $U_{\text{вх}} = \tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}$, откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{\tau} \int U_{\text{вх}} dt, \quad (5.24)$$

т. е. выходное напряжение пропорционально интегралу от входного, и поэтому с помощью данной цепи выполняется операция интегрирования.

Если же в равенстве (5.23) положить, что τ мала и выполняется соотношение $\tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} \ll U_{\text{вых}}$, то можем записать

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}. \quad (5.25)$$

В этих условиях цепь называется переходной, т. к. выходной сигнал повторяет входной.

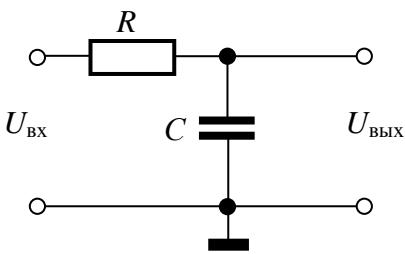


Рис. 5.7

Интегрирование происходит тем точнее, чем больше постоянная времени τ . Но увеличение величины τ , как следует из выражения (5.24), ведет к уменьшению величины выходного напряжения, поэтому идеально точное интегрирование с помощью рассмотренной выше цепи невозможно.

Условием приближенного интегрирования импульса является неравенство $t_i \ll \tau$.

Аналогичные результаты по дифференцированию и интегрированию сигналов могут быть получены и с помощью RL -цепей, имеющих постоянную времени L/R .

Расчетное задание

1. Рассчитать форму импульсов на выходе дифференцирующей цепи при действии на ее входе прямоугольного импульса длительностью t_i , которая задана согласно варианту таблицы. Расчет производить по формуле (5.6) для значений $\tau_1=0,033t_i$ и $\tau_2=0,33t_i$. Величину E принять равной единице.
2. Зарисовать форму рассчитанных импульсов и оцифровать графики.
3. Рассчитать величины R и C для дифференцирующих и интегрирующих цепей при значениях $\tau_1=0,033t_i$, $\tau_2=0,33t_i$, $\tau_3=t_i$, $\tau_4=3,3t_i$.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
f , кГц	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6
$t_i=T/2$, мкс	500	417	357	278	250	227	208	192	179

Лабораторное задание и методические указания

1. Собрать на стенде дифференциирующую цепь ($\tau_1=0,033t_i$).
2. Подать с генератора импульсы прямоугольной формы с частотой следования f и длительностью $t_i = T/2$ (мейндр).
3. Подключить осциллограф к выходу дифференцирующей цепи и зарисовать форму напряжения на выходе. При оцифровке графиков учесть, что все мгновенные значения напряжения импульса необходимо разделить на величину амплитуды входного импульса, т. е. провести нормировку, что облегчит сравнение расчетных и экспериментальных данных. Амплитуду входного импульса следует определять для каждого случая подключения RC -цепочки.
- Определить экспериментально по длительности продифференцированного импульса на уровне 0,5 постоянную времени дифференцирующей цепи. Полученные данные сравнить с расчетными.
4. Изменяя постоянную времени цепи $\tau = RC$ согласно теоретическому заданию, произвести измерения аналогично п. 3.
5. Поочередно собрать на стенде интегрирующие цепи с постоянной времени цепи согласно расчетному заданию. Подать на вход исследуемых схем прямоугольные импульсы длительностью t_i и зарисовать осциллограмму выходного напряжения. Полученные рисунки оцифровать.

6. Сравнить расчетные и экспериментальные данные, объяснить возможные расхождения.

7. Используя программу Electronics Workbench, собрать схему дифференцирующей цепи соответственно рис. 5.8. Изменяя постоянную времени цепи согласно теоретическому заданию, произвести измерения аналогично п. 3.

8. В среде Electronics Workbench поочередно собрать интегрирующие цепи с постоянной времени цепи согласно расчетному заданию. Подать на вход исследуемых схем прямоугольные импульсы длительностью t_i и зарисовать осциллограмму выходного напряжения. Полученные рисунки оцифровать.

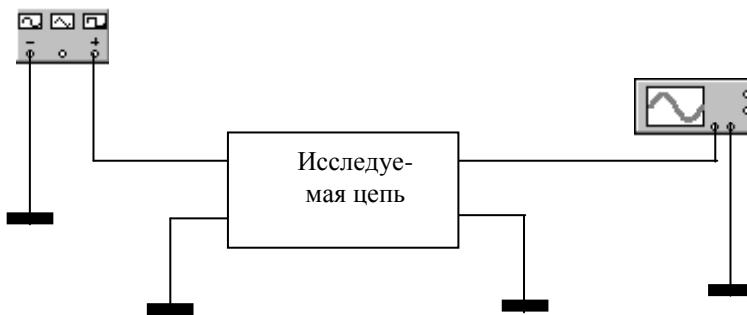


Рис. 5.8

Контрольные вопросы

1. Какие физические процессы протекают в цепи при подключении к источнику тока последовательно включенных сопротивления R и емкости C ?
2. Какие физические процессы протекают в цепи, если к заряженному конденсатору подключить сопротивление?
3. Каков физический смысл постоянной времени цепи τ ?
4. Если сигнал снимается с сопротивления R , почему цепь называют обостряющей или дифференцирующей, а если с емкости C , то интегрирующей?
5. Как меняется спектр сигнала дифференцирующей цепью?
6. Как меняется спектр сигнала интегрирующей цепью?

Лабораторная работа № 6

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

Цель работы. Исследование резонансных свойств последовательного и параллельного колебательных контуров.

В различных радиотехнических устройствах, в частности, в радиоприемных, одной из важнейших операций является выделение полезного сигнала из всевозможных побочных сигналов и помех. Эти функции выполняются электрическими колебательными системами, основной элемент которых – колебательный контур. При изучении свойств колебательного контура главное внимание обращается на его резонансные свойства, которые и определяют его частотную избирательность.

В зависимости от способа включения элементов колебательного контура индуктивности L и емкости C по отношению к внешнему источнику возбуждения различают последовательный и параллельный колебательные контуры.

Свободные колебания в контуре

При отсутствии внешнего возбуждения в колебательном контуре с первоначально запасенной энергией электрического поля в конденсаторе или магнитного поля в индуктивности возникают свободные колебания.

Рассмотрим переходные процессы в цепи, состоящей из индуктивности L , емкости C и активного сопротивления R (рис. 3.1). Если предварительно зарядить конденсатор C , а затем в начальный момент времени $t = 0$ замкнуть его на цепь, состоящую из последовательно включенных элементов L и R , то в таком контуре будет идти процесс периодического преобразования электрической энергии в магнитную, и наоборот. В этом случае функция, описывающая внешнее воздействие при любых $t \geq 0$, равна нулю и уравнение Кирхгофа для такой цепи имеет вид

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = 0 . \quad (6.1)$$

После дифференцирования обеих частей соотношения (6.1) по времени и деления на L приходим к следующему дифференциальному

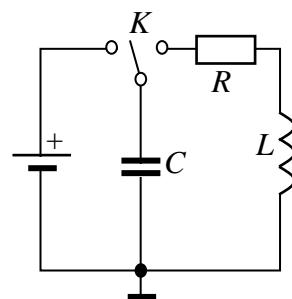


Рис. 6.1

ному уравнению для тока в контуре

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0. \quad (6.2)$$

Введем следующие параметры:

$$\gamma = \frac{R}{2L}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ или } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (6.3)$$

Тогда с учетом соотношения (6.1) уравнение (6.2) принимает вид

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2\gamma \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0. \quad (6.4)$$

Решение этого дифференциального уравнения будем искать в виде

$$I(t) = Z e^{-\gamma t}, \quad (6.5)$$

где Z – некоторая новая переменная. Подстановка решения (6.5) в уравнение (6.4) приводит к

$$\frac{d^2Z}{dt^2} + (\omega_0^2 - \gamma^2) Z = 0. \quad (6.6)$$

Обозначим

$$\omega_0^2 - \gamma^2 = \omega. \quad (6.7)$$

С учетом обозначения (6.7) дифференциальное уравнение (6.6) принимает вид

$$\frac{d^2Z}{dt^2} + \omega^2 Z = 0. \quad (6.8)$$

Как известно, решением колебательного уравнения (6.8) является функция вида

$$Z = I_m \cos(\omega t + \varphi). \quad (6.9)$$

После подстановки этого решения в выражение (6.5) для тока I получим окончательно

$$I(t) = I_m e^{-\gamma t} \cos(\omega t + \varphi). \quad (6.10)$$

Из уравнения (6.10) следует, что ток в колебательном контуре изменяется по гармоническому закону, причем его амплитуда с течением времени непрерывно уменьшается. Затухание амплитуды тока аналитически описывается множителем $e^{-\gamma t}$. Скорость затухания собственных колебаний в контуре можно охарактеризовать отношением амплитуд тока в некоторые моменты времени t_1 и $t_1 + T$, отстоящих друг от друга на период колебаний T (рис. 6.2). С учетом формулы (6.10), находим это отношение

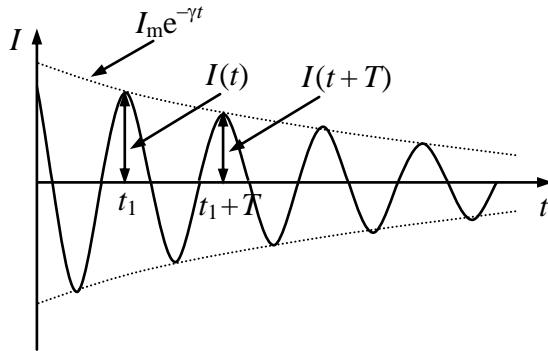


Рис. 6.2

$$\frac{i(t_1)}{i(t_1 + T)} = \frac{e^{-\gamma t_1}}{e^{-\gamma(t_1 + T)}} = e^{\gamma T}. \quad (6.11)$$

Натуральный логарифм выражения (6.11) носит название логарифмического декремента затухания контура, и для контура с малыми потерями будет иметь вид

$$\delta = \gamma T = \pi \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \pi \frac{R}{\rho}, \quad (6.12)$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое или характеристическое сопротивление контура. На практике вместо логарифмического декремента затухания (6.12) часто используется пропорциональная ему величина – затухание d :

$$d = \frac{\delta}{\pi} = \frac{R}{\rho} = \frac{1}{Q}, \quad (6.13)$$

где параметр Q , равный

$$Q = \rho/R, \quad (6.14)$$

называется добротностью контура.

С энергетической точки зрения добротность контура характеризует отношение запасенной электромагнитной энергии контура при резонансе к средней энергии, теряемой в этом режиме на активном сопротивлении контура за один период изменения тока.

Добротность Q контура с малым затуханием можно оценить путем подсчета по осциллограмме числа периодов свободных колебаний в контуре t за интервал времени, в течение которого амплитуда собственных колебаний контура уменьшается, например, в два раза. Тогда согласно

соотношению (6.12) $\frac{e^{-\gamma t_1}}{e^{-\gamma(t_1 + mT)}} = 2$, или $e^{\gamma mT} = 2$, откуда $\gamma mT = \ln 2$. При этом логарифмический декремент затухания δ на основании формулы

(6.12) будет равен $\delta = \gamma T = \ln 2/m$, а затухание d выразится как $d = \delta/\pi = \ln 2/\pi m$. Отсюда добротность контура будет равна

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\pi m}{\ln 2} \approx 4,53m . \quad (6.15)$$

Последовательный колебательный контур

Последовательный колебательный контур (рис. 6.3) образуется при последовательном включении емкости C , индуктивности L и генератора

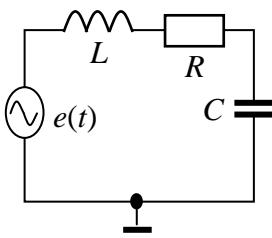


Рис. 6.3

ЭДС $e(t)$. Для учета всех активных потерь в контуре на схемах включают эквивалентное сопротивление R . Будем считать в дальнейшем ЭДС гармонической, а внутреннее сопротивление генератора $R_i = 0$. В этом случае все частотные характеристики контура называются предельными.

Для цепи, изображенной на рис. 6.3, можно записать уравнение Кирхгофа в комплексном виде

$$\dot{E} = iR + j\omega L + i \frac{1}{j\omega C} , \quad (6.16)$$

где $\dot{E} = E_m e^{j(\omega t + \varphi_E)} = \dot{E}_m e^{j\omega t}$, $i = I_m e^{j(\omega t + \varphi_I)} = \dot{I}_m e^{j\omega t}$. Здесь E_m и I_m – амплитуды, \dot{E}_m и \dot{I}_m – комплексные амплитуды соответственно ЭДС и тока. Тогда, согласно методу комплексных амплитуд, на основании (6.16) получим

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{E}_m}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\dot{E}_m}{\dot{Z}(j\omega)} . \quad (6.17)$$

В выражении (6.17)

$$\dot{Z}(j\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX \quad (6.18)$$

называют комплексным входным сопротивлением, в котором величина

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (6.19)$$

является его реактивной составляющей. ФЧХ контура при этом определяется зависимостью

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} . \quad (6.20)$$

Рассмотрим зависимость входного сопротивления последовательного колебательного контура $\dot{Z}(j\omega)$ от частоты генератора. На рис. 6.4 построены зависимости $X_L = \omega L$ и $-X_C = -1/\omega C$, а также $X = X_L + (-X_C)$ как функции частоты генератора ω . Как видно из рисунка, характер сопротивления контура определяется соотношением между X_L и X_C . Так, для частот $\omega < \omega_0$ выполняется неравенство $X_L < X_C$, и характер сопротивления контура емкостный, а при $\omega > \omega_0$ – неравенство $X_L > X_C$, и характер сопротивления контура индуктивный. С практической точки зрения случай $\omega = \omega_0$, когда $X_L = X_C$, представляет наибольший интерес, поскольку соответствует условию резонанса.

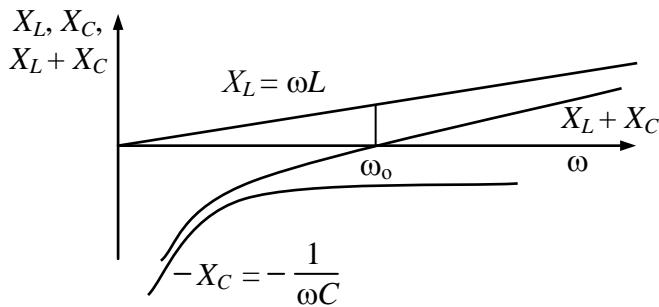


Рис. 6.4

Итак, при резонансе $X = 0$ или $\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$, отсюда $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Амплитуда тока при резонансе достигает максимума и равна $I_0 = E_m / R$. Напряжения на реактивных элементах L и C соответственно имеют значения $\dot{U}_{L_{\text{рез}}} = j \frac{E_m}{R} \omega_0 L = j E_m \frac{\rho}{R} = j Q E_m$ и $\dot{U}_{C_{\text{рез}}} = \frac{E_m}{R} \frac{1}{j \omega_0 C} - j E_m \frac{\rho}{R} = -j Q E_m$, т. е. напряжения на индуктивности и емкости при резонансе в последовательном колебательном контуре равны по модулю, сдвинуты по фазе на π и в Q раз больше, чем ЭДС источника.

Параллельный колебательный контур

Параллельным колебательным контуром называется цепь, состоящая из параллельно включенных индуктивности L , емкости C и генератора ЭДС. Если заменить индуктивность L и емкость C соответствующими эквивалентными элементами, состоящими из включенных последовательно L и r_L для индуктивности и C и r_C для конденсатора, то приходим к схеме параллельного контура, представленной на рис. 6.5. Рассмотрим предварительно предельные характеристики такого параллельного кон-

тура. Они реализуются, если к контуру подключить источник тока с внутренним сопротивлением $R_i \rightarrow \infty$.

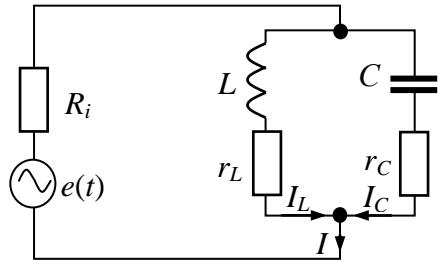


Рис. 6.5

Для входного сопротивления контура запишем очевидное равенство

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{\text{пар}}(j\omega) &= \frac{(j\omega L + r_L) \left(\frac{1}{j\omega C} + r_C \right)}{r_L + r_C + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = \frac{\left(\frac{L}{C} + r_L r_C \right) (r_L + r_C)}{(r_L + r_C)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} + \\ &+ \frac{\left(\omega L r_C - \frac{r_L}{\omega C} \right) \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{(r_L + r_C)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} + j \frac{r_C^2 \omega L - r_L^2 \frac{1}{\omega C} - \frac{L}{C} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{(r_L + r_C)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Резонансную частоту можно найти, если приравнять к нулю мнимую часть выражения (6.21), а именно ее числитель

$$r_C^2 \omega_p^2 L - r_L^2 \frac{1}{\omega_p^2 C} - \frac{L}{C} \left(\omega_p^2 L - \frac{1}{\omega_p^2 C} \right) = 0. \quad (6.22)$$

Тогда решение уравнения (6.22) относительно ω_p дает

$$\omega_p = \sqrt{\frac{r_L^2 C - L}{r_C^2 C^2 L - L^2 C}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{\frac{r_L^2 C}{L} - 1}{\frac{r_C^2 C}{L} - 1}}. \quad (6.23)$$

С учетом того, что $\frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$, а $\sqrt{\frac{L}{C}} = \rho$, соотношение (6.23) принимает вид

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{\frac{\rho^2 - r_L^2}{\rho^2 - r_C^2}}. \quad (6.24)$$

Простейший анализ выражения (6.24) приводит к следующим выводам.

- Если $r_L = r_C = 0$ или $r_L = r_C \neq 0$, то $\omega_p = \omega_0$, т. е. резонансная частота параллельного контура совпадает с резонансной частотой последовательного контура, состоящего из идентичных параллельному элементов.
- Если $r_L > r_C$ или $r_C = 0$, то $\omega_p < \omega_0$, а при $r_L < r_C$ или $r_L = 0$, $\omega_p > \omega_0$. Таким образом, ω_p в зависимости от соотношения между r_L и r_C может быть как больше, так и меньше ω_0 .

Расчетное задание

Последовательный контур:

- Определить по формуле (6.3) частоту f_0 для последовательных контуров рис. 6.3, у которых $L = 0,97$ мГн, а C берется согласно заданному варианту из таблицы.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
C , нФ	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2
R , Ом	18	9,1	15	16	10	12	10	8,2	13	6,2

- Определить с помощью соотношений (6.14) величины добротности Q_1 и Q_2 контуров у которых:
 - $R_\Gamma = 8,2$ Ом, $R_L = 2,7$ Ом, C берется согласно варианту из таблицы, $L = 0,97$ мГн (рис. 6.6, а);
 - $R_\Gamma = 8,2$ Ом, $R_L = 2,7$ Ом, C и R берутся согласно варианту из таблицы, $L = 0,97$ мГн (рис. 6.6, б). R_L – активное сопротивление катушки индуктивности. На схемах рис. 6.6 оно не показано.

Параллельный контур:

- Определить по формуле (6.24) частоту f_p параллельного контура (рис. 6.7). Считать при этом, что все активное сопротивление контура $R_L = 2,7$ Ом сосредоточено в его индуктивной ветви.

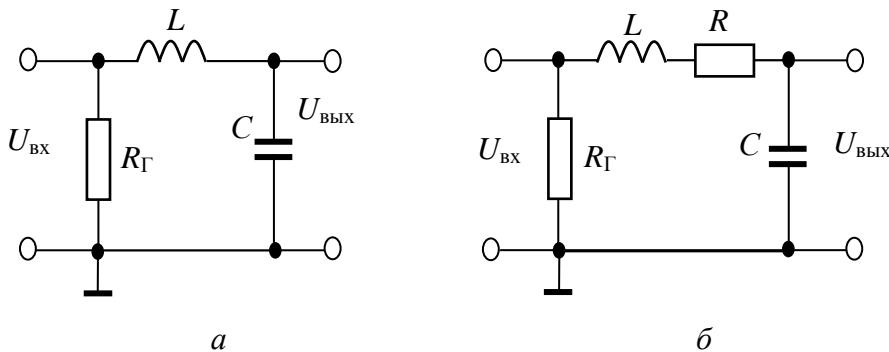


Рис. 6.6

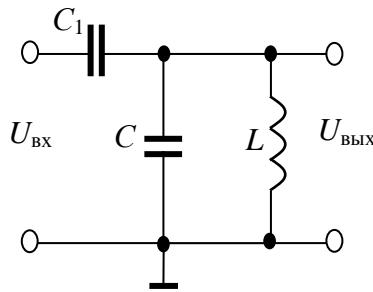


Рис. 6.7

Лабораторное задание и методические указания

1. На монтажной плате стенда собрать поочередно последовательные контуры, изображенные на рис. 6.6. Элементы контуров взять согласно расчетному заданию.
2. Собрать схему для исследования последовательного контура. Для этого на вход собранного контура подключить генератор, а к выходу контура подключить осциллограф либо вольтметр переменных напряжений.
3. Снять необходимые данные и построить графики резонансных кривых для контуров рис. 6.6. С этой целью сначала следует по осциллографу или вольтметру настроиться на резонансную частоту (по максимуму показания прибора). Затем, задавая расстройку (например, через 1 кГц) при постоянном напряжении, подаваемом с генератора, получить данные для построения резонансной кривой.
4. По полученным данным построить графики резонансных кривых.
5. Для схемы рис. 6.7 провести измерения, аналогичные п. 3.
6. Определить добротность контура методом ударного возбуждения. С этой целью подать от генератора на вход контура последовательность импульсов прямоугольной формы. Подобрать их частоту так, чтобы на экране осциллографа получилось изображение, аналогичное рис. 6.2. По полученной осциллограмме определить число m периодов колебаний, на протяжении которых амплитуда собственных колебаний контура уменьшается в 2 раза. Рассчитать по формуле (6.15) добротность контура.
7. Используя программу Electronics Workbench, собрать изображенную на рис. 6.8 схему.
8. Снять и построить АЧХ последовательного колебательного контура. Для построения АЧХ (включена кнопка Magnitude) установить на измерителе АЧХ линейную (кнопка Lin) шкалу по вертикали и линейную (кнопка Lin) – по горизонтали. Минимальную (кнопка I) и макси-

мальную (кнопка F) частоты задавать в зависимости от резонансной частоты колебательного контура в пределах ± 10 кГц. При необходимости произвести корректировку установленных значений частоты. В блоке Vertical задать изменение коэффициента передачи в пределах 0÷100. При необходимости произвести корректировку установленных значений коэффициента передачи. Номинальное значение емкости C взять из табл. 6.1, а величину резистора R изменять от 6,2 Ом до 18 Ом. Снять и зарисовать пять АЧХ колебательного контура при различных значениях резистора R . По полученным АЧХ определить полосу пропускания контура и рассчитать его добротность для каждого случая. Для расчета добротности использовать выражение $Q_{\text{эксп}} = f_0 / 2\Delta f$, где Δf – полоса пропускания контура, определяемая на уровне 0,7 от максимального значения коэффициента передачи, а f_0 – его резонансная частота.

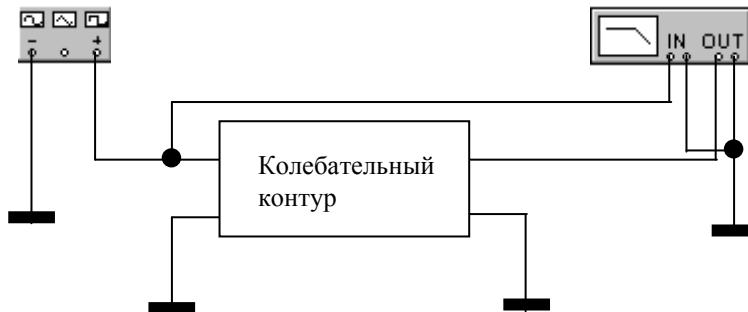


Рис. 6.8

5. Пользуясь выражением $Q_{\text{расч}} = \rho / R$, где $\rho = \sqrt{L/C}$, рассчитать величину добротности для каждого случая и сравнить с полученной экспериментально. Полученные данные свести в таблицу, в которой указать величины R , L , C , Δf , $Q_{\text{эксп}}$ и $Q_{\text{расч}}$.

Контрольные вопросы

1. Какими параметрами характеризуется колебательный контур?
2. Какие электромагнитные колебания в контуре называются собственными; вынужденными?
3. Чем определяется частота свободных колебаний в контуре?

Лабораторная работа № 7

УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Цель работы. Изучить принцип работы и методику расчета усилителя напряжения низкой частоты, а также экспериментально определить его основные параметры.

Усилителем напряжения низкой частоты (УНЧ) называется радиоэлектронное устройство, предназначенное для усиления по напряжению электрических колебаний, частоты которых лежат в среднем в диапазоне от 16 Гц до 20 000 Гц, т. е. в диапазоне звуковых частот.

Для оценки работоспособности УНЧ обычно используют следующие основные показатели: коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности; диапазон усиливаемых частот или полосу пропускания; искажения, вносимые усилителем, или коэффициенты линейных и нелинейных искажений; входное и выходное сопротивления.

УНЧ можно представить в виде четырехполюсника, т. е. устройства, у которого есть две входные и две выходные клеммы (рис. 7.1). На входные клеммы поступает сигнал, подлежащий усилению U_1 (входной сигнал), а с выходных клемм снимается усиленный сигнал U_2 (выходной).

Рассмотрим более подробно работу усилителя, в котором в качестве усилительного элемента использован биполярный транзистор. С учетом входной и выходной цепей усилитель можно представить так, как показано на рис. 7.2. Здесь источником входного сигнала служит генератор напряжения, имеющий ЭДС E_c и внутреннее сопротивление R_c . Усиленный сигнал на выходе усилителя выделяется на сопротивлении R_h , которое является нагрузкой усилителя. Роль входного сигнала сводится к управлению энергией, поступающей от источника питания к нагрузке R_h .

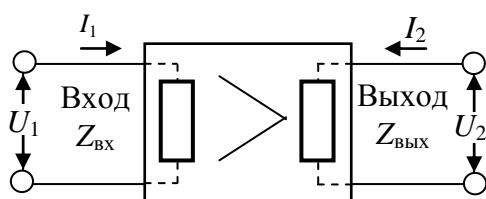


Рис. 7.1

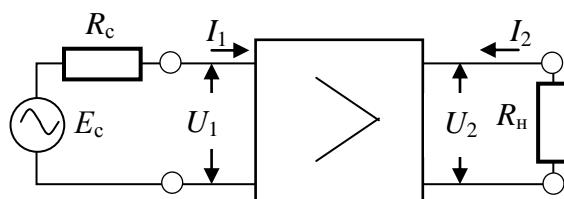


Рис. 7.2

Мощность P_2 , выделяемая на нагрузке, больше мощности P_1 , развивающейся источником на входе усилителя. Коэффициент $K_P = P_2/P_1$ называется коэффициентом усиления по мощности. Если мощность, отдаваемая источником питания, равна P_0 , то величина $\eta = P_2/P_0$ называется кпд усилителя. Помимо коэффициента усиления по мощности к основным параметрам УНЧ относятся коэффициенты усиления по напряжению K_u и току K_i , которые для диапазона средних частот определяются выражениями $K_u = U_2/U_1$, $K_i = I_2/I_1$, где U_1 , U_2 , I_1 , I_2 – соответственно напряжения и токи на входе и выходе усилителя. Зачастую при обозначении коэффициента усиления по напряжению K_u индекс «и» опускают и полагают K_u тождественно равным K .

Важным параметром любого усилителя является его комплексное входное сопротивление $Z_{\text{вх}} = \dot{U}_1/\dot{I}_1$. При анализе УНЧ входное сопротивление полагают чисто активным (диапазон малых сигналов) и обозначают его $R_{\text{вх}}$. Сопротивление $R_{\text{вх}}$ усилителя определяет ту часть напряжения источника сигнала, которая выделяется непосредственно на входе усилителя. На рис. 7.3 представлена эквивалентная схема входа усилителя, на основании которой можно записать соотношение

$$U_1 = E_c R_{\text{вх}} / (R_c + R_{\text{вх}}) = E_c / (1 + R_c / R_{\text{вх}}).$$

Это соотношение показывает, что только при $R_{\text{вх}} \ll R_c$ напряжение на входе усилителя U_1 практически равно ЭДС источника сигнала.

Как отмечалось выше, одним из основных параметров, характеризующих работу УНЧ, является коэффициент усиления по напряжению K . В общем случае K – комплексная величина, и поэтому можно записать $\dot{K}(j\omega) = \dot{U}_2/\dot{U}_1$. Для случая гармонических сигналов

$$\dot{U}_1(j\omega) = U_1(\omega) e^{j\varphi_1}, \quad \dot{U}_2(j\omega) = U_2(\omega) e^{j\varphi_2}.$$

Тогда $\dot{K}(j\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} = K(\omega) e^{j\Delta\varphi}$. Зависимость модуля $K(\omega)$ от

частоты называют амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а \arctg отношения мнимой части $\dot{K}(j\omega)$ к его действительной части – фазочастотной характеристикой (ФЧХ). АЧХ усилителей принято строить в полулогарифмическом масштабе: по оси ординат откладывается отношение $K/K_{\text{ср}}$ в линейном масштабе, а по оси абсцисс – значение частот по лога-

рифмической шкале. За величину $K_{\text{ср}}$ принимают значение коэффициента K на частоте, равной 1000 Гц.

По АЧХ можно определить полосу усиливаемых частот. Полосу усиливаемых частот принято считать ограниченной частотами, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз от своего максимального значения. Тогда $K/K_{\text{ср}} = 1/\sqrt{2}$, а нижнюю f_{n} и верхнюю $f_{\text{в}}$ частоты можно определить, как это показано на рис. 7.4. Область частот, заключенная между нижней и верхней граничными частотами усилителя, называется полосой пропускания УННЧ.

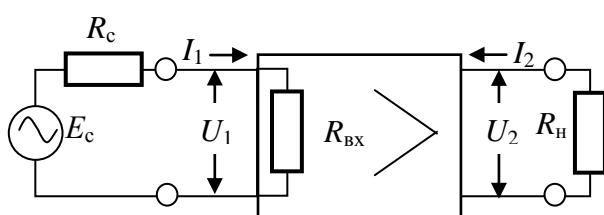


Рис. 7.3

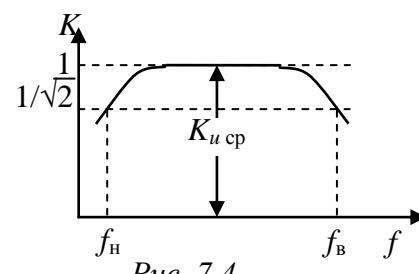


Рис. 7.4

В реальных усилителях возникают линейные и нелинейные искажения. К линейным искажениям относятся частотные (зависимость модуля коэффициента усиления от частоты $K(\omega)$) и фазовые (зависимость фазового сдвига между входным и выходным сигналами $\phi(\omega)$). Частотные и фазовые искажения обусловлены наличием в схеме усилителя реактивных элементов: емкостей и индуктивностей. Кроме того, эти искажения определяются частотными характеристиками и самого усилительного элемента, в частности, транзистора.

Нелинейные искажения проявляются тогда, когда при усилении входного сигнала, например гармонического, выходной сигнал будет иметь более широкий спектральный состав. В этом случае в выходном сигнале, помимо основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала, появляется ряд высших гармоник. Такого рода искажения возникают вследствие наличия в усилителе элементов с нелинейными вольтамперными характеристиками.

Качественная оценка величины нелинейных искажений при заданном входном напряжении может быть получена с помощью амплитудной характеристики усилителя, которая представляет собой зависимость амплитуды напряжения первой гармоники выходного сигнала от амплитуды входного сигнала (рис. 7.5). Амплитудная характеристика в целом нелинейна, но на ней можно выделить прямолинейный участок, работа в пределах которого

обеспечивает минимальные нелинейные искажения. Как видно из рис. 7.5, протяженность линейного участка приближенно равна отрезку ab . Этот участок называется динамическим диапазоном усиления усилителя. При входных сигналах, амплитуда которых превышает значение $U_{\text{вх} b}$, возникают значительные нелинейные искажения. При входных сигналах с амплитудой, меньшей величины $U_{\text{вх} a}$, полезный сигнал маскируется собственными шумами (помехами) усилителя.

Рассмотрим более подробно работу резистивного УНЧ, выполненного на биполярном транзисторе по схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 7.6). Данная схема получила наибольшее распространение, так как она позволяет получить усиление как по напряжению, так и по току. Как видно из схемы, на коллектор транзистора от источника питания $E_{\text{п}}$ подано напряжение через резистор R_{k} , который является нагрузкой транзистора. В этом случае говорят, что транзистор работает в динамическом режиме.

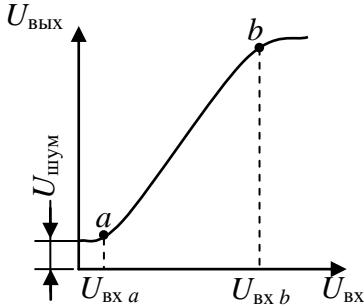


Рис. 7.5

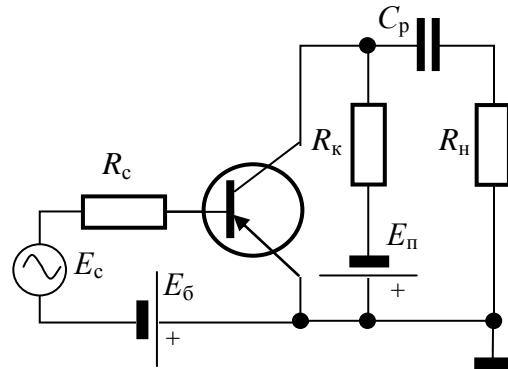


Рис. 7.6

При прохождении постоянной составляющей коллекторного тока I_{k} по сопротивлению R_{k} на последнем возникает падение напряжения. Поэтому величина напряжения на коллекторе транзистора $U_{\text{кэ}}$ относительно эмиттера равна разности напряжений источника питания и падения напряжения на резисторе R_{k} , т. е. $U_{\text{кэ}} = E_{\text{п}} - I_{\text{k}}R_{\text{k}}$. Эта формула показывает, что максимальному значению тока коллектора будет соответствовать минимальное напряжение на коллекторе и наоборот. Рабочая точка, или точка покоя транзистора, задается пересечением выходной динамической характеристики по постоянному току (или другими словами, нагрузочной прямой по по-

стационарному току) с одной из статических коллекторных (выходных) характеристик транзистора. На рис. 7.7, а эта точка обозначена буквой П. Наклон выходной динамической характеристики по постоянному току, которая, как следует из рисунка, пересекает оси I_k и $U_{k\alpha}$ в точках E_π/R_k и E_π соответственно, зависит от величины коллекторного сопротивления: чем больше R_k , тем меньше угол α . Для определения нужной кривой семейства статических характеристик необходимо знать ток базы в рабочей точке $I_{b\pi}$. Порядок нахождения тока $I_{b\pi}$ будет описан ниже.

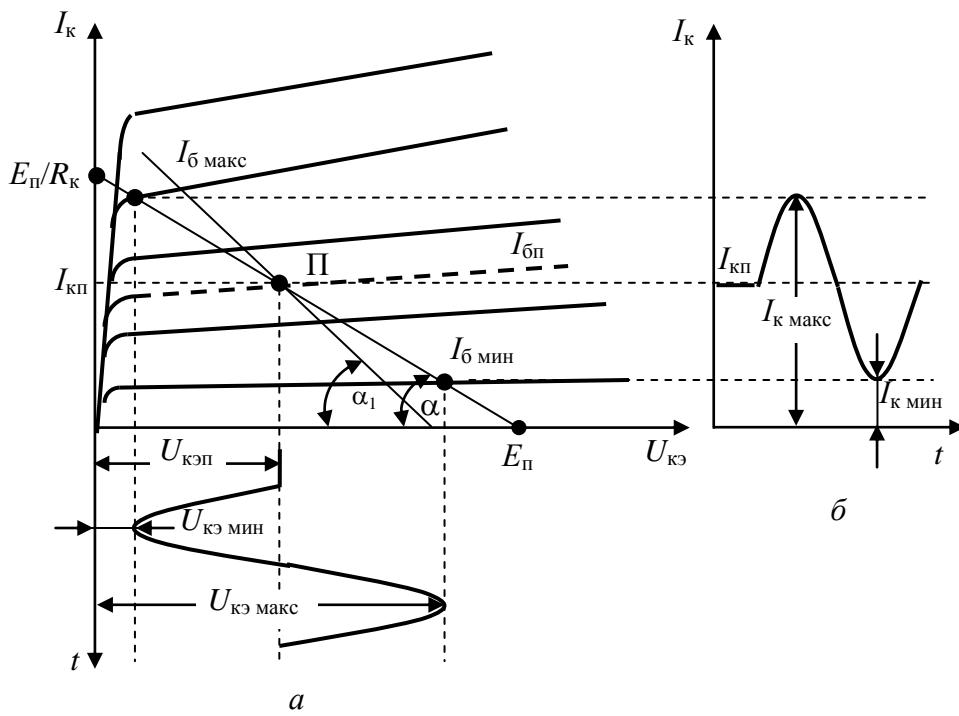


Рис. 7.7

Если на входе каскада действует переменный сигнал достаточно низкой частоты, то точки пересечения максимального и минимального значений тока базы $I_{b\max}$ и $I_{b\min}$ с нагрузочной прямой определяют значения напряжения на выходе транзистора. При этом максимальному току базы $I_{b\max}$ соответствует максимальное значение тока в цепи коллектора и минимальное напряжение между коллектором и эмиттером. При минимальном значении тока базы $I_{b\min}$ ток коллектора будет также минимальным, а напряжение между коллектором и эмиттером – максимальным. Из сказанного выше следует, что схема с ОЭ инвертирует усиливаемый сигнал.

С целью более точного определения величины выходного напряжения каскада при наличии сигнала на его входе необходимо учитывать, что по переменному току резисторы R_k и R_h включены параллельно. В этом случае следует пользоваться нагрузочной прямой по переменному току, однозначно связывающей мгновенные значения тока и напряжения на выходе каскада. Данная прямая проходит через ту же точку покоя П, что и прямая по постоянному току, но под большим углом α_1 к оси $U_{k\Theta}$ (на рис. 7.7, а $\alpha_1 > \alpha$).

Существенное значение при исследовании работы УНЧ имеет выбор схемы термостабилизации. Необходимость стабилизации работы усилильного элемента связана с изменением обратного тока коллектора I_{k0}^* , который, например, для германиевых транзисторов примерно удваивается при увеличении температуры на каждые 10 °C. При этом начальная рабочая точка транзистора смещается, что может привести к возникновению нелинейных искажений. Изменение положения рабочей точки также ведет к изменению входного и выходного сопротивления усилителя и его амплитудной характеристики. Поэтому необходимо стабилизировать начальную рабочую точку усиительного элемента.

Наиболее распространенной является схема эмиттерной термостабилизации, представленная на рис. 7.8. Здесь для стабилизации рабочей точки введена отрицательная обратная связь по току, для чего в цепь эмиттера введено сопротивление R_3 . Резистивный делитель, состоящий из R_1 и R_2 , предназначен для поддержания неизменным потенциала на базе транзистора, причем номиналы данных резисторов выбираются так, чтобы ток, протекающий через делитель, был в несколько раз больше тока базы. Допустим, что ток I_k увеличился из-за увеличения температуры. Вместе с ним увеличивается и ток эмиттера I_3 , т. к. эти токи связаны между собой равенством $I_3 = I_k + I_b$. Увеличение тока эмиттера приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении R_3 . При неизменном потенциале базы это ведет к уменьшению разности потенциалов на переходе база–эмиттер. Для иллюстрации высказанного на рис. 7.9 стрелками показаны величины напряжений на электродах транзистора при нормальной температуре (рис. 7.9, а) и при увеличении температуры (рис. 7.9, б).

Уменьшение напряжения на переходе база–эмиттер приводит к уменьшению тока базы и далее к уменьшению тока коллектора. В итоге происходит компенсация начального увеличения тока I_k . Однако введение сопро-

тивления R_3 ведет не только к стабилизации положения рабочей точки, но и к уменьшению коэффициента усиления K из-за влияния отрицательной

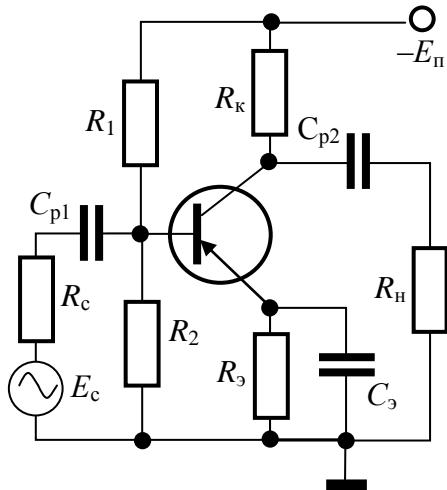


Рис. 7.8

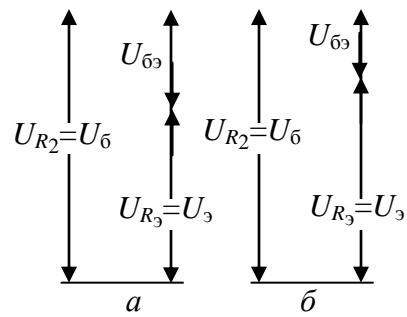


Рис. 7.9

обратной связи по переменной составляющей коллекторного тока. Чтобы избежать этого, сопротивление R_3 блокируется по переменной составляющей конденсатором большой емкости C_3 , который шунтирует R_3 по переменному току (см. рис. 7.8). Приближенно величина конденсатора может быть выбрана из условия $R_3 \ll \frac{1}{\omega_h C_3}$, где ω_h – наименьшая частота в спектре усиливаемого сигнала.

Основные расчетные соотношения для УНЧ на биполярном транзисторе

Исходные данные: напряжение источника питания E_π ; амплитуда напряжения на нагрузке U_h ; величина сопротивления нагрузки R_h ; диапазон усиливаемых частот $f_h \div f_b$; допустимые частотные искажения M_h на нижней граничной частоте; коэффициент усиления усилителя по напряжению K на средней частоте диапазона; сопротивление источника сигнала R_c .

Требуется определить: режим работы транзистора по постоянному току, т. е. величины I_{kn} , $U_{k\pi}$, I_{bp} , $U_{b\pi}$; элементы цепи стабилизации рабочей точки, т. е. номинальные значения R_1 , R_2 , R_k , R_3 ; коэффициенты усиления по

току, напряжению и мощности, входное и выходное сопротивления каскада; элементы схемы каскада C_{p1} , C_{p2} и C_e .

Порядок расчета. За основу расчета берем схему, изображенную на рис. 7.8.

1. Выбираем тип транзистора таким образом, чтобы допустимое напряжение между коллектором и эмиттером было больше напряжения источника питания.

$$U_{k\bar{e} \text{ доп}} > E_n. \quad (7.1)$$

Границная частота транзистора при включении его по схеме с общим эмиттером должна быть больше верхней частоты усиливаемого диапазона частот

$$f_{gr} > f_v. \quad (7.2)$$

Для выбранного типа транзистора из справочника выписываются данные $U_{k\bar{e} \text{ доп}}$, $I_k \text{ доп}$, $P_k \text{ доп}$, f_{gr} , I_{k0} при $I_b = 0$.

2. Определяем значение постоянной составляющей тока коллектора в точке покоя

$$I_{kp} > I_h + I_k, \quad (7.3)$$

где I_h – ток нагрузки (если он не задан в условии задачи, то определяется выражением $I_h = U_h/R_h$). $I_{k \text{ мин}}$ – минимальная величина тока коллектора, выбирается из условия

$$I_{k \text{ мин}} = (5 \div 10) I_{k0}, \quad (7.4)$$

где I_{k0} – величина тока коллектора при $I_b = 0$.

Если амплитуда тока в нагрузке незначительна, то величину тока покоя коллектора следует брать близкой к рекомендуемой в паспорте выбранного транзистора.

3. Задаемся минимальным напряжением между коллектором и эмиттером

$$U_{k\bar{e} \text{ мин}} = (0,8 \div 1) V. \quad (7.5)$$

4. Определяем напряжение между коллектором и эмиттером в режиме покоя

$$U_{k\bar{e}p} = U_{k\bar{e} \text{ мин}} + U_h. \quad (7.6)$$

Если напряжение на нагрузке незначительно, то значение $U_{\text{кэп}}$ следует выбирать близким к паспортному.

5. По выходным характеристикам транзистора находим ток базы $I_{\text{бп}}$ (рис. 7.10). При отсутствии статических характеристик ток базы можно рассчитать по формуле

$$I_{\text{бп}} \approx \frac{I_{\text{кпп}}}{h_{213}}, \quad (7.7)$$

где h_{213} – коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ.

6. Задаемся падением напряжения на сопротивлении R_3 ,

$$U_{R_3} = (0,15 \div 0,25) E_{\text{n}}. \quad (7.8)$$

7. Вычисляем сопротивление в цепи коллектора

$$R_{\text{k}} = \frac{E_{\text{n}} - U_{\text{кэп}} - U_{R_3}}{I_{\text{кпп}}}. \quad (7.9)$$

8. Рассчитываем сопротивление в цепи эмиттера

$$R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_{\text{кпп}} + I_{\text{бп}}}. \quad (7.10)$$

9. Выбираем ток цепи смещения

$$I_{\text{д}} = (3 \div 5) I_{\text{бп}}. \quad (7.11)$$

10. Определяем значение сопротивления R_2 цепи стабилизации

$$R_2 = \frac{U_{R_3} + U_{\text{бэп}}}{I_{\text{д}}}. \quad (7.12)$$

Напряжение $U_{\text{бэп}}$ определяется по входным статическим характеристикам транзистора (рис. 7.10, б).

11. Рассчитываем сопротивление R_1 цепи стабилизации

$$R_1 = \frac{E_{\text{n}} - U_{R_3} - U_{\text{бэп}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{бп}}}. \quad (7.13)$$

12. Эквивалентное сопротивление нагрузки цепи коллектора находим из выражения

$$R_{\text{кэ}} = \frac{R_{\text{H}} R_{\text{K}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}}. \quad (7.14)$$

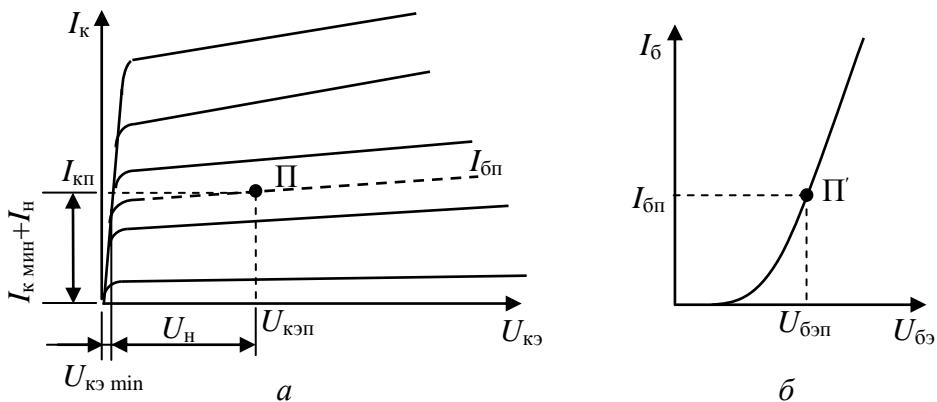


Рис. 7.10

13. Определяем коэффициенты усиления каскада по току и по напряжению

$$K_i = \frac{h_{21\Theta}}{1 + R_{\text{кэ}} h_{22\Theta}}, \quad (7.15)$$

$$K = \frac{h_{21\Theta} R_{\text{кэ}}}{h_{11\Theta} + \Delta h_{\Theta} R_{\text{кэ}}}, \quad (7.16)$$

где – $\Delta h_{\Theta} = h_{11\Theta} h_{22\Theta} - h_{12\Theta} h_{21\Theta}$; h – параметры, которые определяются по статическим характеристикам транзистора или записываются из справочной литературы.

14. Рассчитываем входное и выходное сопротивления каскада

$$R_{\text{вх}} = \frac{h_{11\Theta} + \Delta h_{\Theta} R_{\text{кэ}}}{1 + h_{22\Theta} R_{\text{кэ}}}, \quad (7.17)$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{c}} + h_{11\Theta}}{h_{22\Theta} R_{\text{c}} + \Delta h_{\Theta}}. \quad (7.18)$$

15. Определяем емкости конденсаторов

$$C_9 \geq \frac{1+h_{113}}{2\pi f_h (R_c + R_{bx}) \sqrt{M_{h3}^2 - 1}}, \quad (7.19)$$

$$C_{p1} \geq \frac{1}{2\pi f_h (R_c + R_{bx}) \sqrt{M_{h1}^2 - 1}}, \quad (7.20)$$

$$C_{p2} \geq \frac{1}{2\pi f_h (R_h + R_k) \sqrt{M_{h2}^2 - 1}}. \quad (7.21)$$

где M_{h3} , M_{h1} , M_{h2} – коэффициенты частотных искажений, обусловленные наличием емкостей C_9 , C_{p1} , C_{p2} . Если, например, для практических расчетов величины M_{h3} , M_{h1} и M_{h2} взять равными $M_{h3} = 1,26$, а $M_{h1} = M_{h2} = 1,06$, то при этом общий коэффициент частотных искажений на нижних частотах будет равен $M_h = M_{h3} = M_{h1} M_{h2} = 1,4$, т. е. будет соответствовать определению нижней граничной частоты усилителя f_h .

Расчетное задание

Рассчитать по формулам (7.1)–(7.21) УНЧ на транзисторе МП42. Исходные данные для расчета по вариантам приведены в табл. 7.1. Сопротивление источника сигнала (выходное сопротивление ГНЧ) $R_c = 510$ Ом.

Таблица 7.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
E_π , В	6	7	8	9	10	11	12	6	7
f_h , Гц	100	120	150	170	80	90	100	110	120
f_b , кГц	12	13	14	15	16	12	13	14	15
U_h , В	0,6	0,7	0,8	0,9	1	0,6	0,7	0,8	0,9
M_h , M_b	1,05	1,04	1,03	1,06	1,07	1,08	1,09	1,03	1,04
R_h , кОм	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	2,0	2,2	2,4	2,7

Лабораторное задание и методические указания

- По рассчитанным данным собрать на монтажном стенде схему УНЧ по рис. 7.11. Величины резисторов R_{h1} , R_g , и R_{g1} взять согласно варианту из табл. 7.2. Эти резисторы следует впаивать в схему при выполнении только тех пунктов задания, где они необходимы.

2. Собрать измерительную схему. Для чего вход усилителя подключить к выходу ГНЧ, а выход усилителя – к осциллографу. Проверить работоспособность схемы УНЧ и при необходимости произвести его настройку.

Таблица 7.2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
R_f , Ом	110	160	200	330	510	130	750	510	160
$R_{\Gamma 1}$, кОм	1,2	1,3	1,5	3,3	5,1	1,3	7,5	5,1	1,6
$R_{\Gamma 1}$, кОм	10	11	12	13	15	10	11	12	13

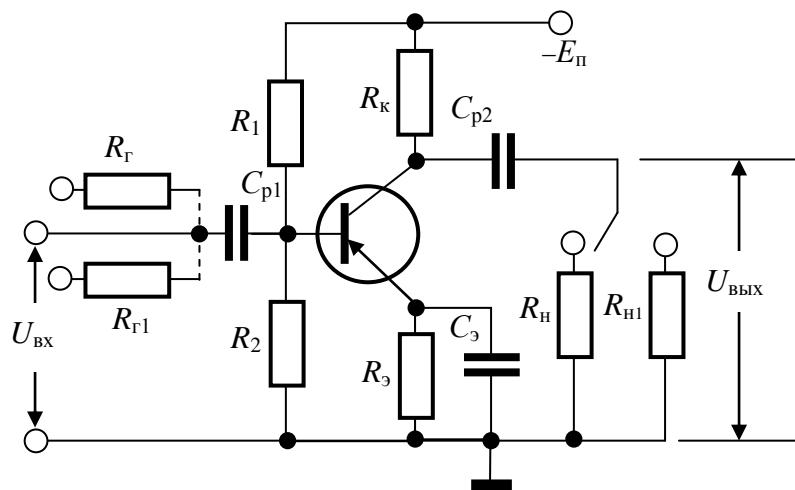


Рис. 7.11

3. Рассчитать напряжения $U_{кэп}$ и $U_{бэп}$ при отсутствии сигнала на входе усилителя. Для этого следует: а) измерить напряжения на коллекторе U_k , базе U_b и эмиттере U_e транзистора относительно общего провода (земля); б) используя формулы $U_{кэп} = U_k - U_e$ и $U_{бэп} = U_b - U_e$, по выполненным измерениям вычислить величины напряжений $U_{кэп}$ и $U_{бэп}$,

Пользуясь выражениями $I_{кп} = (E_k - U_{кэп} - U_{R_3}) / R_k$ или $I_{кп} \approx U_e / R_3$ определить величину тока покоя коллектора $I_{кп}$. По данным измерений и расчета указать положение точки покоя транзистора на входных и выходных статических характеристиках.

4. Снять и построить графически амплитудную характеристику усилительного каскада $U_{вых} = f(U_{вх})$ при частоте входного сигнала 1000 Гц. Напряжение $U_{вх}$ изменять до появления заметных нелинейных искажений в

выходном сигнале, который наблюдается на экране осциллографа. По амплитудной характеристике определить линейный участок усиления.

5. Изменяя частоту входного сигнала от 20 Гц до 20 кГц снять и построить графически АЧХ усилительного каскада $K = \varphi(f)$. Определить полосу пропускания УНЧ и сравнить с заданной. АЧХ снимается при $U_{\text{вх}}$, соответствующем середине линейного участка амплитудной характеристики.

6. Входное сопротивление усилительного каскада $R_{\text{вх}}$ экспериментально можно определить, если при каком-то небольшом сопротивлении R_g (см. рис. 7.11) на вход усилителя подается сигнал от звукового генератора. При этом $I_{\text{вх}} = U_g / (R_{\text{вх}} + R_g)$. Затем при новом значении $R_{g1} > R_g$ напряжение генератора увеличивается до такой величины, чтобы выходное напряжение стало равным напряжению при первом измерении, что соответствует прежнему входному току. Тогда

$$\frac{U_g}{R_{\text{вх}} + R_g} = \frac{U_{r1}}{R_{\text{вх}} + R_{g1}}, \text{ откуда}$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_g R_{g1} - U_{r1} R_g}{U_{r1} - U_g}.$$

Сравнить экспериментально определенное значение $R_{\text{вх}}$ с рассчитанным.

7. Выходное сопротивление усилительного каскада $R_{\text{вых}}$ экспериментально можно определить, если измерить выходное напряжение, соответствующее двум значениям сопротивления нагрузки. Напряжения на этих сопротивлениях $U_h = U_{\text{вых}} \frac{R_h}{R_h + R_{\text{вых}}}$ и $U_{h1} = U_{\text{вых}} \frac{R_{h1}}{R_{h1} + R_{\text{вых}}}$. Решая эту систему относительно сопротивления $R_{\text{вых}}$, получим:

$$R_{\text{вых}} = -\frac{U_h - U_{h1}}{U_h/R_h - U_{h1}/R_{h1}}.$$

Сравнить экспериментально определенное значение $R_{\text{вых}}$ с рассчитанным.

8. По данным измерений п. 4, 6, 7 определить коэффициенты усиления УНЧ по напряжению K , току K_i , мощности K_P и сравнить с рассчитанными.

9. Исследовать влияние отрицательной обратной связи (ООС) по переменному току на основные показатели УНЧ. Для этого необходимо отпаять емкость C_3 . Выполнить исследования УНЧ с введенной ООС в объеме п. 4 ÷ 8 настоящего задания.

10. Используя программу Electronics Workbench, собрать схему, представленную на рис. 7.12.

11. Используя программу Electronics Workbench, повторить измерения в соответствии с п. 2 ÷ 7 настоящего задания, выбрав транзистор, параметры которого близки с параметрами транзистора МП42Б.

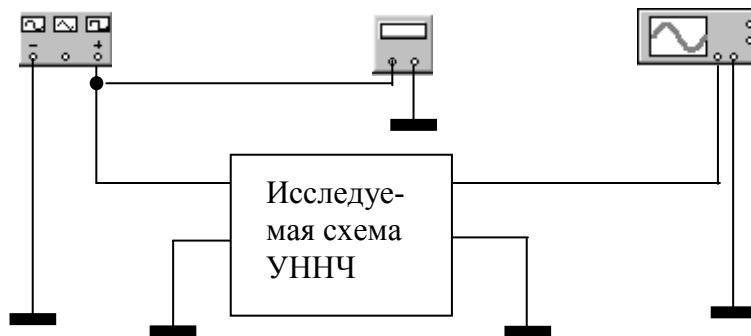


Рис. 7.12

Контрольные вопросы

1. Что такое точка покоя транзистора и как она выбирается?
2. Перечислите основные показатели усилителя.
3. Как расширить или сузить полосу пропускания усилителя?
4. Что такое коэффициент линейных искажений усилителя?
5. Дайте сравнительную характеристику схем включения транзисторов с ОЭ, ОК и ОБ.
6. Каково влияние обратной связи на параметры усилителя?

Лабораторная работа № 8

УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

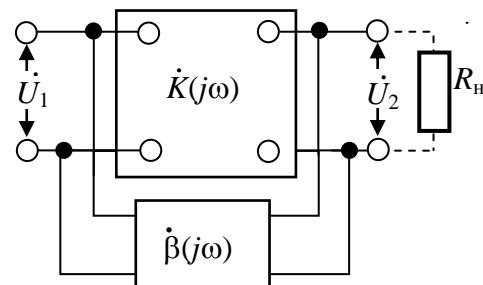
Цель работы. Изучить влияние отрицательной обратной связи на параметры усилителя напряжения низкой частоты.

Обратная связь в усилителях

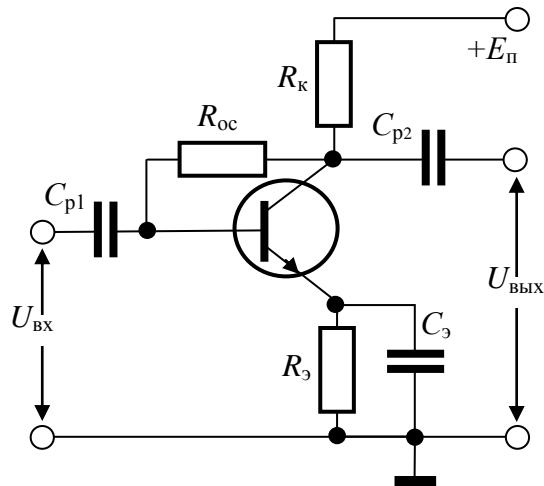
Рассмотрим, как влияет обратная связь (ОС) на коэффициент усиления (передачи) усилителя по напряжению. Как известно, коэффициент усиления равен отношению выходного и входного напряжений, являющихся в общем случае комплексными величинами. С учетом сказанного для усилителя, охваченного параллельной ОС по напряжению (рис. 8.1), можно записать $\dot{U}_2 = \dot{K}(\dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{oc}}) = \dot{K}(\dot{U}_1 + \beta \dot{U}_2)$, откуда

$$\dot{K}_{\text{oc}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}}. \quad (8.1)$$

Если $\beta \dot{K} = \beta K$, то в усилителе имеет место положительная обратная связь (ПОС), тогда $K_{\text{пос}} = K / (1 - \beta K)$, и коэффициент усиления по напряжению увеличивается. При этом фазы входного напряжения и напряжения обратной связи совпадают.



Rис. 8.1



Rис. 8.2

Если $\dot{\beta}K = -\beta K$, то усилитель охвачен отрицательной обратной связью (ООС), и тогда $K_{\text{оос}} = -K / (1 + \beta K)$. В этом случае напряжение обратной связи противоположно по фазе входному напряжению и коэффициент усиления усилителя уменьшается. Таким образом, ОС позволяет управлять величиной коэффициента усиления усилителя по напряжению.

Принципиальная схема усилителя напряжения, в котором параллельная ООС по напряжению вводится с помощью резистора $R_{\text{ос}}$, включенного между коллектором и базой биполярного транзистора, приведена на рис. 8.2. Каскад с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала, поэтому напряжение, подаваемое на базу транзистора через резистор $R_{\text{ос}}$, будет находиться в противофазе с входным напряжением. Величина сигнала ОС прямо пропорциональна выходному напряжению и зависит от величины сопротивления резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$. Включив дополнительно в цепь ОС параллельно $R_{\text{ос}}$ (или последовательно с ним) реактивный элемент, можно получить параллельную частотно-зависимую ООС по напряжению. Такая обратная связь позволяет изменять АЧХ усилительного каскада в необходимом диапазоне частот.

Введение ОС с помощью резистора $R_{\text{ос}}$ улучшает термостабильность усилительного каскада, называемого в этом случае каскадом с коллекторной термостабилизацией. Для пояснения работы данной схемы положим, что в некоторый момент времени произошло увеличение температуры усилительного элемента и, следовательно, возрастание тока покоя коллектора $I_{\text{кп}}$. Возрастание тока $I_{\text{кп}}$ приведет к увеличению падения напряжения на резисторе R_k , поскольку оно равно $U_{R_k} \approx R_k I_{\text{кп}}$, а поэтому к уменьшению потенциала U_k на коллекторе транзистора относительно земли. Это уменьшение напряжения через резистор $R_{\text{ос}}$ передается на базу транзистора. В то же время напряжение между базой и эмиттером в режиме покоя можно выразить следующим образом: $U_{бэп} = U_b - U_e = U_b - (I_{\text{кп}} + I_{\text{бп}})R_e$. Согласно последнему выражению, рост тока $I_{\text{кп}}$ с одновременным уменьшением потенциала базы U_b приводит к уменьшению напряжения $U_{бэп}$. В свою очередь, уменьшение напряжения $U_{бэп}$ вызовет уменьшение тока $I_{\text{бп}}$ и, следовательно, уменьшение тока $I_{\text{кп}}$.

Падение напряжения на резисторе $R_{\text{ос}}$ для рассматриваемой схемы может быть представлено в следующем виде:

$$U_{R_{oc}} = E_{\pi} - (I_{kp} + I_{bp})R_k - U_{be} - (I_{kp} + I_{bp})R_o. \quad (8.2)$$

Решая данное уравнение относительно I_{bp} и учитывая, что $U_{R_{oc}} = I_{bp}R_{oc}$, окончательно получим

$$I_{bp} = (E_{\pi} - U_{be}) / (R_{oc} + R_k + R_o) - I_{kp}(R_k + R_o) / (R_{oc} + R_k + R_o). \quad (8.3)$$

Из равенства (8.3) видно, что цепь коллекторной термостабилизации тем эффективнее, чем больше сопротивление резисторов R_o и R_k . Каскад, собранный по данной схеме, хорошо работает лишь при условии, что $I_{kp}R_k \geq 0,5E_{\pi}$, т. е., когда при изменении тока I_{kp} может существенно изменяться напряжение на сопротивлении обратной связи $U_{R_{oc}}$ и соответственно ток I_{bp} . Но при этом увеличение номинального значения резистора R_k требует повышения напряжения источника питания. Последнее обстоятельство ограничивает область применения данной схемы. Кроме того, к недостаткам рассмотренного каскада можно отнести и тот факт, что существование параллельной ООС по переменной составляющей приводит к уменьшению его входного сопротивления и коэффициента усиления.

Расчет УНЧ с параллельной ООС по напряжению

Исходными данными для расчета обычно являются: напряжение источника питания E_{π} , амплитуда напряжения на нагрузке U_h , величина сопротивления нагрузки R_h , диапазон усилиемых частот $f_h \div f_b$, внутреннее сопротивление источника сигнала R_c и допустимые частотные искажения M_h и M_b на нижней и верхней граничной частоте.

Расчет каскада проводим в следующем порядке:

1. Определяем постоянную составляющую коллекторного тока I_{kp}

$$I_{kp} \geq I_h + I_{k \min}, \quad (8.4)$$

где I_h – ток в нагрузке, равный $I_h = U_h / R_h$, а $I_{k \ min} = (5 \div 10)I_{k0}$.

2. Определяем напряжение U_{ke}

$$U_{ke} \geq U_{k \ min} + U_h, \quad (8.5)$$

где $U_{k \ min} = (0,8 \div 1)V$.

3. Рассчитываем величину тока I_{bp}

$$I_{bp} \approx I_{kp} / h_{21}. \quad (8.6)$$

4. Задаем падение напряжения на резисторе R_3

$$U_{R_3} = (0,15 \div 0,2)E_{\text{пп}}. \quad (8.7)$$

5. Рассчитываем величину сопротивления R_k

$$R_k = \frac{E_{\text{пп}} - U_{\text{кэп}} - U_{R_3}}{I_{\text{кпп}} + I_{\text{бпп}}}. \quad (8.8)$$

6. Определяем значение резистора R_{oc}

$$R_{oc} = \frac{U_{\text{кэп}} - U_{\text{бэп}}}{I_{\text{бпп}}}. \quad (8.9)$$

7. Рассчитываем величину резистора в цепи эмиттера R_3

$$R_3 = \frac{(0,15 \div 0,2)E_{\text{пп}}}{I_{\text{кпп}} + I_{\text{бпп}}}. \quad (8.10)$$

8. Определяем эквивалентное сопротивление нагрузки коллекторной цепи переменному току

$$R_{k\Theta} = \frac{R_k R_h}{R_k + R_h}. \quad (8.11)$$

9. Находим величины входного и выходного сопротивлений:

$$R_{bx} = \frac{h_{11}}{1 + \frac{h_{21}R_k}{R_{oc} + h_{11} + R_k}}, \quad (8.12)$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_k}{1 + R_k \left(h_{22} + \frac{1}{h_{11} + R_{oc}} \right)}. \quad (8.13)$$

10. Рассчитываем коэффициенты усиления по напряжению и току

$$K_u = \frac{R_{oc}}{R_c}, \quad (8.14)$$

$$K_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{21} \frac{R_k}{h_{11} + R_{oc}}}.$$
(8.15)

11. Находим величину блокировочной емкости C_3 и разделительных емкостей C_{p1} и C_{p2} по формулам (7.19), (7.20) и (7.21), приведенным в лабораторной работе № 7.

Расчетное задание

Рассчитать по формулам (8.2)–(8.15), а также (7.19), (7.20) и (7.21) УННЧ с параллельной ООС по напряжению на биполярном транзисторе согласно варианту, заданному в табл. 8.1. Величину R_c принять равной 510 Ом.

Таблица 8.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
E_n , В	8	9	10	11	7	8	9	10	11
f_n , Гц	100	200	250	150	80	100	120	220	90
f_B , кГц	16	183	19	16	17	18	20	19	17
U_n , В	1,5	2	2	1,5	1,7	1,9	2	1,8	1,6
R_n , Ом	470	430	560	620	680	750	470	620	910
M_n , мВ	1,05	1,04	1,03	1,06	1,07	1,08	1,09	1,03	1,04

Лабораторное задание и методические указания

1. Собрать на лабораторном стенде схему, изображенную на рис. 8.3, согласно выполненному расчету и в случае необходимости настроить ее. При монтаже схемы учесть, что в нее будут дополнительно включены резисторы для определения входного и выходного сопротивлений каскада. Номинальные значения необходимых резисторов приведены в табл. 8.2. В этой таблице также даны номинальные значения конденсаторов, которые используются для введения в каскаде частотно-зависимой ООС.

2. Снять и построить графически амплитудную характеристику усилильного каскада $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ на частоте входного сигнала, равной 1000 Гц. При этом входное напряжение изменять от нуля до величины, когда в выходном сигнале появляются заметные нелинейные искажения. На амплитудной характеристике определить линейный участок усиления (динами-

ский диапазон) и найти численное значение входного напряжения для середины линейного участка. Дальнейшие измерения проводить при входном напряжении, соответствующем середине линейного участка амплитудной характеристики.

Таблица 8.2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
R_{h1} , кОм	4,7	4,3	5,6	6,2	6,8	7,5	7,7	6,2	9,1
R_g , Ом	510	470	620	680	750	510	680	750	910
R_{g1} , кОм	5,1	4,7	6,2	6,8	7,5	5,1	6,8	7,5	9,1
C_1 , пФ	510	560	620	680	750	820	910	1000	680
C_2 , нФ	3,3	3,3	3,9	3,9	4,7	5,1	6,8	4,3	6,8
C_3 , нФ	10	10	15	10	20	22	25	33	15

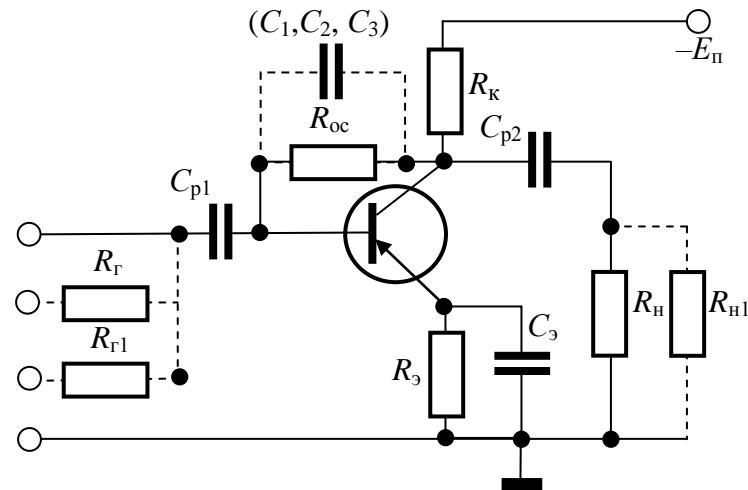


Рис. 8.3

3. Снять и построить графически АЧХ усилительного каскада. Определить полосу пропускания УНЧ и значения граничных частот f_n и f_b . Изменение частоты производить в диапазоне от 20 Гц до частоты, на которой коэффициент усиления по напряжению уменьшается до величины $0,7K_{\max}$, где K_{\max} – его максимальное значение.

4. Определить входное сопротивление УНЧ, используя выражение $R_{bx} = \frac{U_g R_{g1} - U_{g1} R_g}{U_{g1} - U_g}$. Методика определения R_{bx} изложена в лабораторной работе № 7.

5. Определить выходное сопротивление усилительного каскада по формуле $R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{h1}} - U_{\text{h}}}{U_{\text{h}}/R_{\text{h}} - U_{\text{h1}}/R_{\text{h1}}}$. Методика определения $R_{\text{вых}}$ изложена в лабораторной работе № 7.

6. По данным п. 2, 4 и 5 определить коэффициенты усиления по напряжению K , току K_i и мощности K_p .

7. Для создания частотно-зависимой ООС, подключить параллельно резистору R_{oc} емкость C . Номинальные значения емкостей приведены в табл. 8.2.

8. Для каждой отдельно взятой емкости: а) снять АЧХ усилительного каскада; б) определить $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ на частотах 500 Гц и 15 кГц; в) найти коэффициент усиления K на частотах 500 Гц и 15 кГц.

По полученным данным построить графически зависимости: $R_{\text{вх}} = f_1(C)$, $R_{\text{вых}} = f_2(C)$ и $K = f_3(C)$ на частотах 500 Гц и 15 кГц.

9. В выводе по работе провести анализ влияния ООС на параметры усилителя.

10. Используя программу Electronics Workbench, собрать схему, представленную на рис. 8.4.



Рис. 8.4

11. В исследуемой схеме УННЧ с ООС по напряжению для создания частотно-зависимой ООС, подключить параллельно резистору R_{oc} емкость C , номинальная величина которой задана в табл. 8.3.

12. Снять АЧХ исследуемой схемы при различных номинальных значениях емкости C и зарисовать их.

Таблица 8.3

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
C_1 , пФ	510	560	620	680	750	820	910	1000	680
C_2 , нФ	1	1,1	1,2	1,2	1,8	2	2,2	2,7	2,7
C_3 , нФ	3,3	3,3	3,9	3,9	4,7	5,1	6,8	4,3	5,1
C_4 , нФ	5,1	6,2	7,5	9,1	10	11	12	15	10
C_5 , нФ	10	10	15	18	20	22	25	33	20

13. По полученным АЧХ рассчитать площадь усиления УННЧ с ООС по напряжению для каждого случая.

Контрольные вопросы

1. При каких условиях обратная связь в усилителе является ООС?
2. Для чего применяются ООС и ПОС?
3. Как можно изменить полосу пропускания УННЧ?
4. Как ООС влияет на параметры усилителя?

Лабораторная работа № 9

ДВУХТАКТНЫЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Цель работы. Изучение принципа работы двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности сигналов низкой частоты в режимах *A* и *B*, а также экспериментальное определение его основных параметров.

Усилителем мощности (УМ) называется усилитель, в котором выходная мощность сигнала сравнима по величине с мощностью, потребляемой им от источника питания. Когда мощность, отдаваемая в нагрузку, становится достаточно большой, возникает вопрос о КПД η усилительного каскада. С целью его повышения прежде всего необходимо, чтобы ток и выходное напряжение усилителя были близкими к предельно допустимым значениям для используемых в нем усилительных элементов.

Бестрансформаторные УМ низкой частоты реализуют по двухтактным схемам на транзисторах, как типа *p–n–p*, так и типа *n–p–n* (рис. 6.1). Каскады, в которых использованы транзисторы с разным типом проводимости и близкими параметрами, называются каскадами с дополнительной симметрией, а соответствующую пару транзисторов называют комплементарной. Двухтактные УМ могут иметь два раздельных или один общий вход, а также два или один источник питания.

На рис. 9.1, *a* представлена схема бестрансформаторного УМ с двумя раздельными входами и двумя источниками питания. В таком усилителе

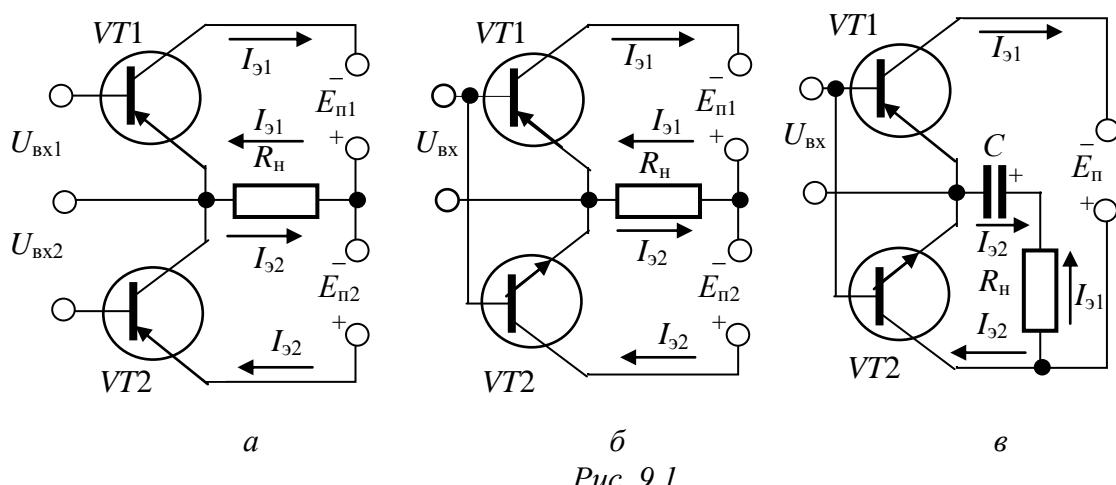


Рис. 9.1

под воздействием противофазных входных напряжений транзисторы $VT1$ и $VT2$ работают поочередно, и ток через нагрузку протекает в каждый полупериод входных напряжений.

В схеме двухтактного УМ, приведенного на рис. 9.1, б, объединение двух входов в один достигнуто за счет применения в нем комплементарных транзисторов.

В УМ на рис. 9.1, в используется один источник питания $E_{\text{п}}$. Роль второго источника питания выполняет конденсатор большой емкости C . Ток $I_{\text{э}1}$, протекающий через открытый транзистор $VT1$, сопротивление нагрузки R_h и конденсатор C , во время отрицательного полупериода входного напряжения заряжает этот конденсатор. Во время положительного полупериода входного напряжения открывается транзистор $VT2$ и через него протекает ток $I_{\text{э}2}$. Так как в это время транзистор $VT1$ закрыт, то в качестве источника питания для $VT2$ используется напряжение конденсатора C . Емкость данного конденсатора определяется сопротивлением нагрузки и нижней граничной частотой усиливаемого сигнала и для нее справедливо выражение

$$C > \frac{1}{2\pi f_h R_h}. \quad (9.1)$$

Как сказано выше, формирование выходного тока или напряжения происходит в результате двух тактов работы любого из усилителей, изображенных на рис. 9.1. Во время первого такта открыт транзистор $VT1$ и протекает ток $I_{\text{э}1}$, а во время второго – открыт транзистор $VT2$ и протекает ток $I_{\text{э}2}$. Поэтому такой усилитель и называют двухтактным. Режим работы транзистора, при котором рабочая точка выбирается на середине линейного участка проходной динамической или передаточной характеристики, т. е. зависимости $I_k = f(U_{\text{б}})$, обеспечивает минимальные нелинейные искажения, но является неэкономичным (рис. 9.2). В отсутствие входного сигнала на транзисторе выделяется мощность $I_{\text{кп}}U_{\text{кэп}}$ и максимально допустимый кпд может приближаться лишь к 50 %. Такой режим работы усилительных элементов называется режимом A .

Работа усилительного элемента будет наиболее экономичной, если рабочую точку задать в самом начале передаточной характеристики транзистора (рис. 9.3). В таком режиме, называемом режимом B , при отсутствии входного сигнала мощность, выделяемая на транзисторе, мала. Однако при этом транзистор может усиливать только одну полуволну входного сигнала. Применение в данном случае двух транзисторов, работающих поочередно, обеспечивает возможность усиления обеих полуволн входного сигнала. На рис. 9.4 показаны графики зависимости выходных

токов двухтактного выходного каскада, в котором усиительные элементы работают в режиме *B*.

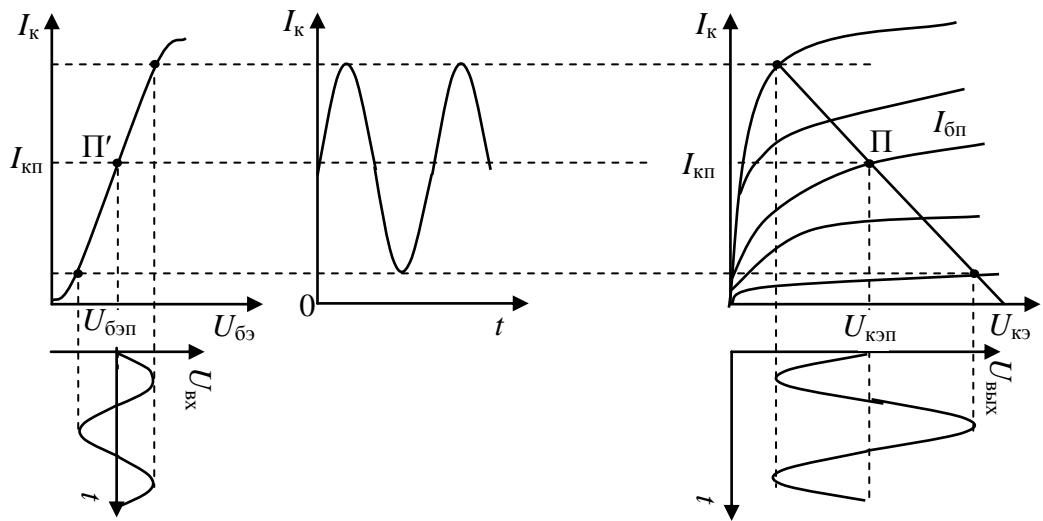


Рис. 9.2

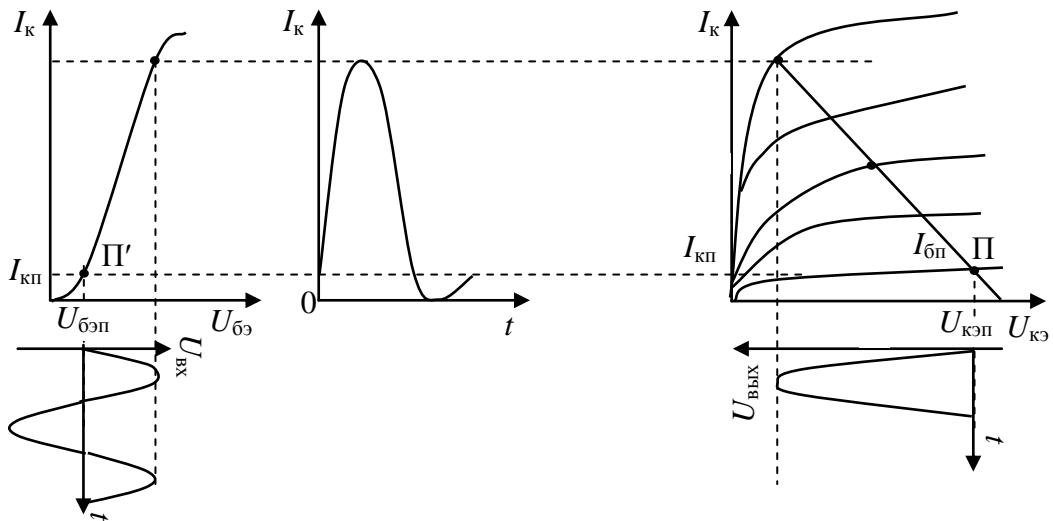


Рис. 9.3

Токи транзисторов представляют собой импульсы, следующие через половину периода входного сигнала. При нулевом входном напряжении транзисторы закрыты и от источника питания энергия не потребляется. Следует иметь в виду, что схеме транзисторов в режиме *B* присущи искажения типа «ступенька» (рис. 9.4 б). Они обусловлены малой крутизной характеристики $I_k = f(U_{be})$ на ее начальном участке, а также тем, что при малых входных напряжениях транзисторы практически закрыты. Для устранения таких искажений транзисторы двухтактного УМ должны быть немного «приоткрыты» в состоянии покоя, когда на входе отсут-

ствует сигнал. Такой режим работы транзисторов называется режимом *AB*.

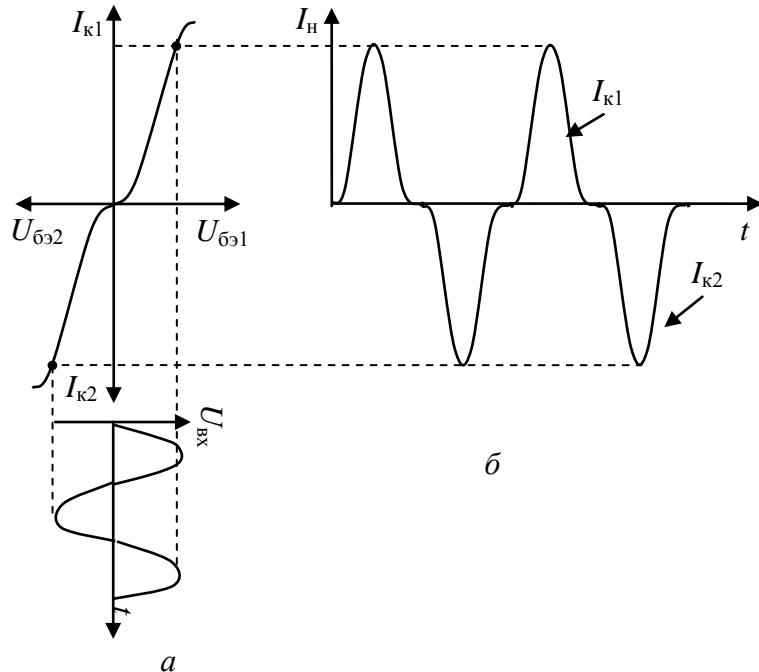


Рис. 9.4

Оценим максимальный кпд УМ при работе транзисторов в режиме *B*. В схемах двухтактного УМ при работе от одного источника постоянное напряжение в точке соединения эмиттеров транзисторов примерно равно половине напряжения источника питания. Максимальное значение амплитуды напряжения на нагрузке при этом может достигать величины

$$U_{\text{н макс}} = \frac{E_{\Pi}}{2} - U_{\text{кэ мин}}, \quad (9.2)$$

где $U_{\text{кэ мин}}$ – напряжение насыщения транзистора.

Пусть сопротивление нагрузки R_h подобрано так, что в нагрузке выделяется максимальная мощность

$$P_{\text{н макс}} = \frac{1}{2} I_{\text{н макс}} U_{\text{н макс}} = \frac{(E_{\Pi}/2 - U_{\text{кэ мин}})^2}{2R_h}. \quad (9.3)$$

Определим коэффициент использования напряжения источника питания как $\xi = \frac{U_{\text{н макс}}}{E_{\Pi}/2}$. В рассматриваемом случае он будет равен

$$\xi = \frac{2(E_{\pi} / 2 - U_{k\omega \text{ мин}})}{E_{\pi}}. \quad (9.4)$$

Тогда, используя равенства (9.3) и (9.4), можем записать

$$P_{\text{н макс}} = \frac{\xi^2 E_{\pi}^2}{8R_h}. \quad (9.5)$$

Потребляемая от источника питания усилителем мощность

$$P_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{E_{\pi}}{2} i_k dt = \frac{E_{\pi}}{T} \int_0^{T/2} I_{k \text{ макс}} \sin \omega t dt = \frac{E_{\pi} I_{k \text{ макс}}}{\pi}. \quad (9.6)$$

Тогда кпд усилителя определится как

$$\eta = \frac{P_{\text{н макс}}}{P_0} = \frac{\pi}{4} \frac{\xi U_{\text{н макс}}}{R_h I_{k \text{ макс}}} = \xi \frac{\pi}{4}. \quad (9.7)$$

Если положить, что $\xi = 1$, то максимальный кпд будет равен

$$\eta_{\text{макс}} = \frac{\pi}{4} \approx 0,78. \quad (9.8)$$

Так как $U_{k\omega \text{ мин}}$ в соотношении (9.4) не равно нулю, то обычно реальное значение кпд УМ в режиме В не превышает 0,7.

Лабораторное задание и методические указания

1. Собрать на монтажной плате стенда двухтактный УМ, принципиальная схема которого изображена на рис. 9.5. Значения величин сопротивления нагрузки R_h и емкости C взять согласно варианту задания из таблице. Переменный резистор $R2$ находится на стенде.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_h , Ом	9,1	10	11	12	13	15	8,2	10	11	12
C_k , мкФ	20	10	5	50	20	5	10	20	50	10
E_{π} , В	10	12	10	8	10	12	8	10	12	12

2. Проверить работоспособность собранной схемы. С этой целью подать с генератора на вход УМ гармонический сигнал частотой 1000 Гц и напряжением 5 мВ. Установить величину нагрузки $R'_h = R_h + R_{\text{доп}} = 30$ Ом. Подключить осциллограф к выходу УМ. Убедиться в наличии на выходе схемы усиленного сигнала. При отсутствии последнего на выхо-

де подобрать режим работы выходных транзисторов, изменяя величину резистора R_2 .

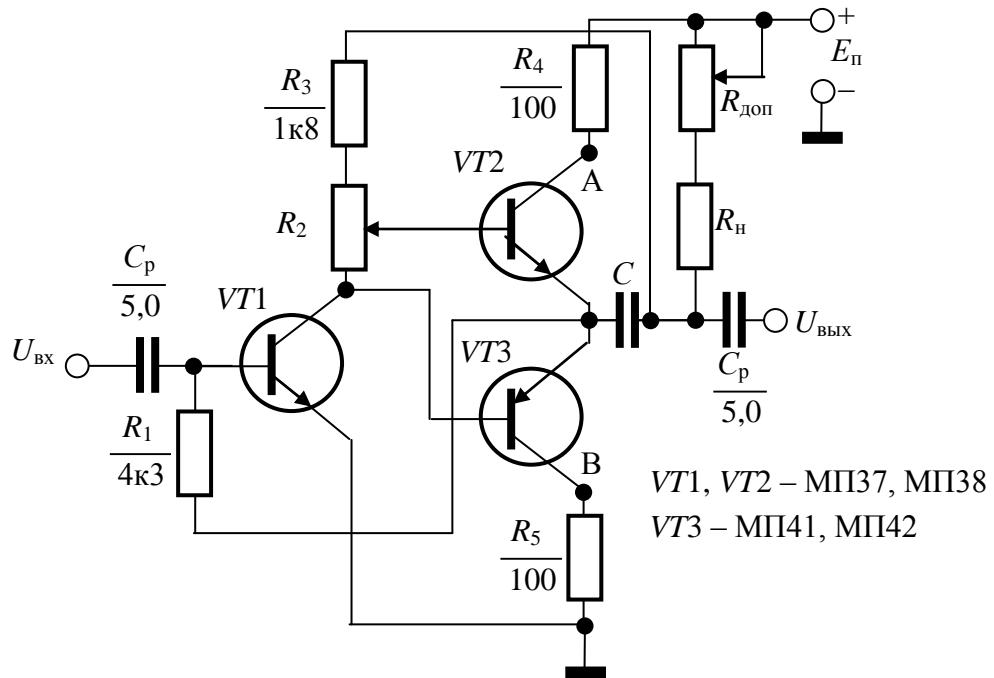


Рис. 9.5

Исследование работы УМ в режиме В

3. Установить в схеме двухтактного УМ режим *В* работы выходных транзисторов. Для этого перевести движок резистора R_2 в положение, когда сопротивление между ним и выводом, соединенным с коллектором транзистора $VT1$, станет равным нулю. На осциллографе должны наблюдаться искажения типа «ступенька».

4. Увеличить входной сигнал с генератора до появления на нагрузке искажений типа «отсечка» (ограничение сигнала сверху или снизу). Измерить напряжение сигнала, подаваемого с генератора на УМ, которое соответствует границе появления искажений типа «отсечка». В дальнейшем при исследовании работы УМ в режиме *В* подавать с генератора напряжение $U_{г1}$, несколько меньшее измеренного.

5. Установить на генераторе величину сигнала $U_{г1}$ и зарисовать форму сигнала на выходе схемы. При этом должны наблюдаться искажения типа «ступенька». Подключить поочередно осциллограф к резисторам R_4 и R_5 (контрольные точки А и В на рис. 9.5) и зарисовать осциллограммы напряжений, соответствующих временным изменениям токов, протекающих через транзисторы $VT2$, $VT3$.

6. Изменяя сопротивление нагрузки от R_h до $R_h + R_{\text{доп макс}}$, измерить амплитуду напряжения U_h на нагрузке. Рассчитать мощность, выделяемую на нагрузке в исследуемом режиме B , равную $P_h \approx U_h^2 / R_h$ и построить зависимость $P_{hB} = f(R_h)$. Определить оптимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{опт}}$, при котором в ней выделяется максимальная мощность.

Исследование УМ в режиме A

7. Обеспечить режим A работы выходных транзисторов в УМ. Для этого установить номинальное значение сопротивления $R'_h = 30 \Omega$ и изменяя величину резистора R_2 , устранить в выходном сигнале искажения типа «ступенька», переводя таким образом каскад в режим работы, соответствующий режиму A . Подключить поочередно осциллограф к резисторам R_4 и R_5 (контрольные точки А и В). Изменяя величину входного сигнала и величину резистора R_2 , добиться наличия в обеих точках гармонического сигнала. В этом случае желательно, чтобы сопротивление резистора R_2 было минимальным, а амплитуда входного сигнала максимальной. Проконтролировать, является ли выходной сигнала гармоническим.

8. Снять и построить графически амплитудную характеристику УМ $U_{\text{вых}} = \varphi_1(U_{\text{вх}})$ при частоте входного сигнала, равной 1000 Гц. Входное напряжение изменять от нуля до появления в выходном сигнале заметных нелинейных искажений. Определить по амплитудной характеристике динамический диапазон УМ и величину входного сигнала для середины линейного участка характеристики. Дальнейшие измерения при работе в режиме A проводить при входном напряжении, соответствующем середине линейного участка характеристики.

9. Снять и построить графически АЧХ УМ $K = \varphi_2(F)$. Частоту сигнала, подаваемого с генератора, изменять от 20 Гц до значения, соответствующего уменьшению амплитуды напряжения на нагрузке в $\sqrt{2}$ раз от своего максимального значения. По полученным данным определить полосу пропускания УМ.

Определение кпд УМ

10. Собрать схему, изображенную на рис. 9.6, введя дополнительно сопротивление R , с номинальным значением, выбранным из диапазона $20 \div 40 \Omega$.

11. Установить в схеме режим *B* при оптимальном сопротивлении нагрузки. Измерить падение напряжения U_{R_B} по постоянному току на резисторе R . Рассчитать кпд усилителя η_B в режиме *B* по формуле

$$\eta_B \approx \frac{P_h}{P_0} \approx \frac{U_{h\text{ опт}}^2 R}{E_\pi U_{R_B} R_{h\text{ опт}}}, \text{ где значения } R_{h\text{ опт}} \text{ и } U_{h\text{ опт}} \text{ взять согласно данным п. 6.}$$

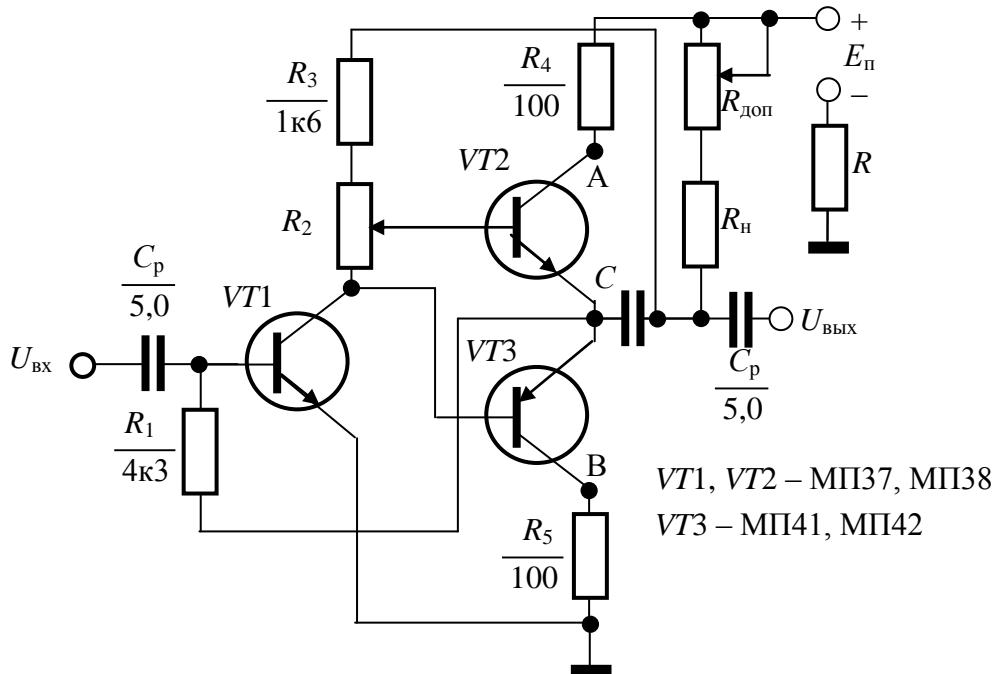


Рис. 9.6

12. Установить в схеме режим *A* при максимальном сопротивлении нагрузки. Измерить падение напряжения U_{R_A} (по постоянному току) на резисторе R . Рассчитать кпд усилителя η_A в режиме *A* по формуле

$$\eta_A \approx \frac{P_h}{P_o} \approx \frac{U_h^2 R}{E_\pi U_{R_A} R_h}, \text{ где } U_h \text{ – величина напряжения на выходе схемы при максимальном сопротивлении нагрузки.}$$

Контрольные вопросы

- Почему в бестрансформаторных двухтактных УМ транзисторы оконечного каскада должны работать в режиме *AB*?
- Почему возникают искажения типа «ступенька»?
- Почему возникают искажения типа «отсечка»?
- Как влияет режим работы оконечных транзисторов УМ на кпд усилителя?

Лабораторная работа № 10

АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Цель работы. Изучение работы амплитудных модуляторов и детекторов амплитудно-модулированных сигналов.

Модуляцией называется процесс воздействия колебаний низкой частоты на один из параметров (амплитуду, частоту или фазу) высокочастотного колебания. Низкочастотные колебания, которые являются сигналами, подлежащими передаче, называются управляющими, или модулирующими.

При модуляции методом непрерывных колебаний различают амплитудную, частотную и фазовую модуляции. В общем случае высокочастотный модулированный сигнал можно представить в виде

$$S(t) = A(t) \cos[\omega t(t) + \theta(t)], \quad (10.1)$$

где $A(t)$, $\omega(t)$, $\theta(t)$ – амплитуда, частота и начальная фаза высокочастотного колебания. Частоту $\omega(t)$ называют также несущей частотой. Если в выражении (10.1) меняется только амплитуда, то говорят об амплитудной модуляции (АМ) несущих высокочастотных колебаний, если фаза или частота – то о фазовой модуляции (ФМ) или частотной модуляции (ЧМ). ФМ и ЧМ являются разновидностями угловой модуляции.

Амплитудная модуляция сигналов

Для выяснения основных особенностей АМ рассмотрим модуляцию несущего гармонического колебания с частотой ω_0 , изменяющегося по закону

$$S_H(t) = U_{mH} \cos \omega_0 t, \quad (10.2)$$

простым гармоническим сигналом с частотой Ω (рис. 10.1, *a, б*)

$$S_C(t) = U_{mc} \cos \Omega t, \quad (10.3)$$

положив для простоты начальную фазу обоих сигналов равной 0. В этом случае амплитуду несущих модулированных колебаний $U_{mH} = U_{mH}(t)$ можно представить в виде

$$U_{mH}(t) = U_0 + \Delta U(t) = U_0 + k S_c(t), \quad (10.4)$$

где $U_0 = \text{const}$, а $\Delta U(t) = kS_c(t)$ – приращение амплитуды, прямо пропорциональное величине напряжения сигнала сообщения, изменяющегося в соответствии с формулой (10.3). Здесь k – коэффициент пропорциональности. Подставив соотношение (10.3) в выражение (10.4), получим

$$U_{mH} = U_0 + kU_{mc} \cos \Omega t = U_0 \left(1 + k \frac{U_{mc}}{U_0} \cos \Omega t \right). \quad (10.5)$$

Обозначив коэффициент kU_{mc}/U_0 при $\cos \Omega t$ через m , выражение (10.5) можно переписать в виде

$$U_{mH} = U_0 (1 + m \cos \Omega t). \quad (10.6)$$

Подставив выражение (10.6) в соотношение (10.2), получим

$$S_{AM}(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (10.7)$$

Выражение (10.7) показывает, что при АМ амплитуда высокочастотного колебания изменяется по закону модулирующего сигнала (рис. 10.1, *в*).

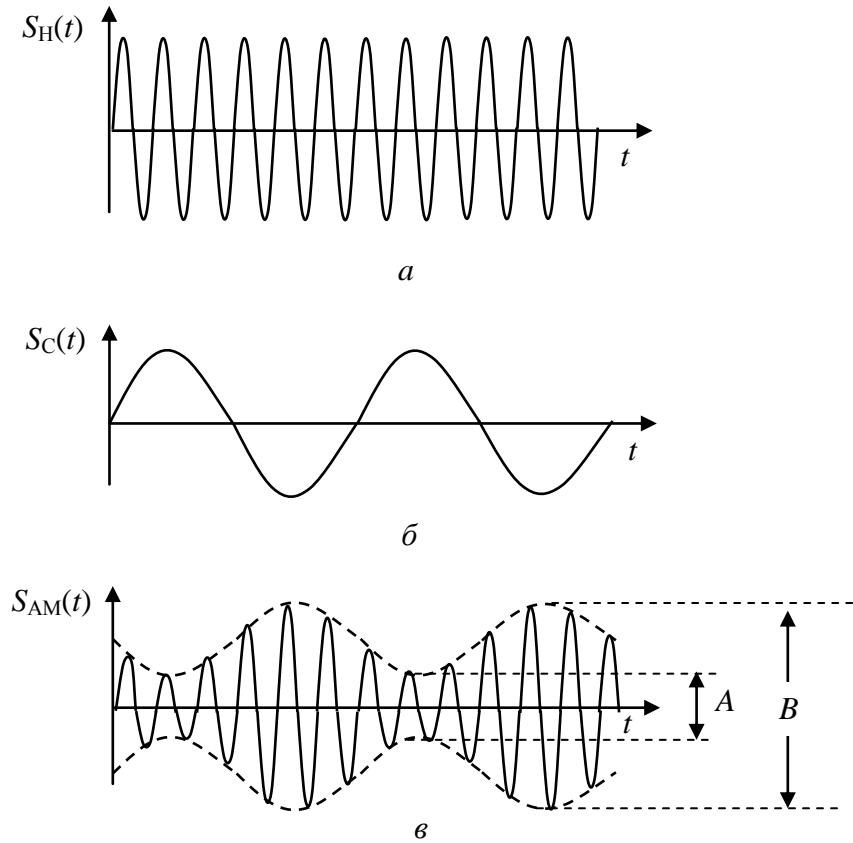


Рис. 10.1.

Величина m называется коэффициентом модуляции или глубиной модуляции. Учитывая, что $0 \leq \cos \Omega t \leq 1$, коэффициент m может быть

выражен через наибольшее и наименьшее значения амплитуды модулированных колебаний $U_{m\text{ н макс}}$ и $U_{m\text{ н мин}}$ следующим образом:

$$m = \frac{U_{m\text{ н макс}} - U_{m\text{ н мин}}}{U_{m\text{ н макс}} + U_{m\text{ н мин}}}.$$
 (10.8)

Измерение коэффициента глубины модуляции, изменяющегося в соответствии с выражением (10.8), удобно проводить с помощью осциллографа по двойной амплитуде A и B (рис. 10.1, в). Тогда

$$m = \frac{A - B}{A + B}, \quad 0 < m < 1 \quad \text{или} \quad m = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100 \text{ \%}.$$
 (10.9)

Характерная величина коэффициента глубины модуляции m на практике составляет в среднем $(30 \div 80) \text{ \%}$. Анализ амплитудно-модулированных сигналов (АМ сигналов) и наладку радиоприемной аппаратуры обычно проводят при величине $m = 30 \text{ \%}$.

АМ сигналы получают с использованием нелинейного элемента, которым может являться, в частности, транзистор. В этом случае применяют базовую или эмиттерную модуляцию. Проанализируем работу схемы базовой модуляции на биполярном транзисторе, представленную на рис. 10.2.

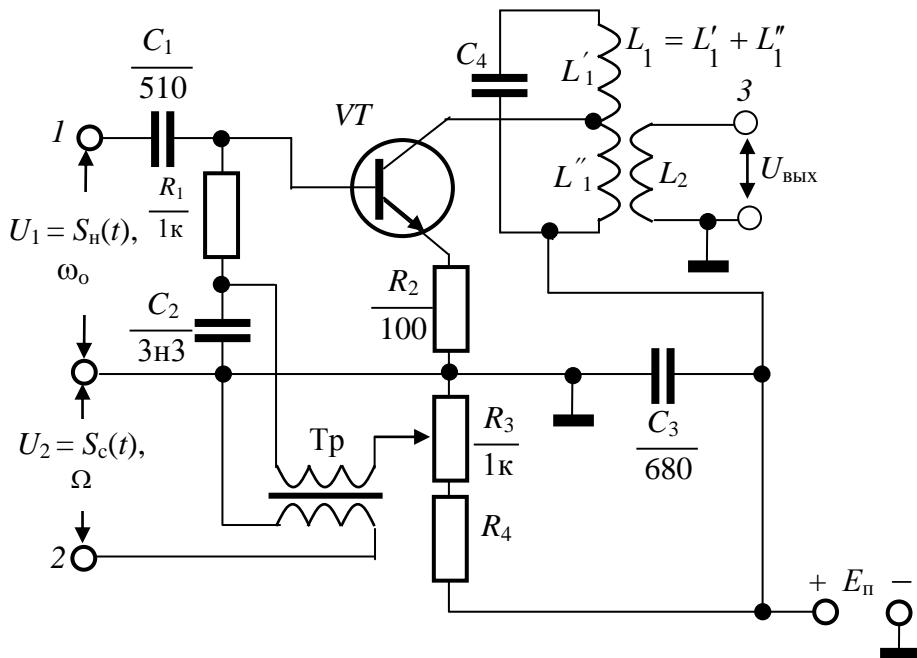


Рис. 10.2

В целом это схема нелинейного усилителя высокой частоты с резонансным контуром L_1, C_4 в коллекторной цепи. На базу транзистора через элементы связи и развязки (фильтры) подаются постоянное напряже-

ние смещения с потенциометра R_3 , напряжение несущей частоты $U_1 = S_H(t)$ от генератора высокочастотных сигналов, на частоту которого настроен резонансный контур L_1, C_4 , и через трансформатор Тр управляющее (модулирующее) напряжение $U_2 = S_C(t)$ низкой частоты, причем всегда справедливо неравенство $\omega_0 \ll \Omega$.

Обсудим назначение элементов схемы и порядок их номинальных значений. C_1 – разделительный конденсатор, предназначенный для передачи на базу транзистора VT без заметного ослабления высокочастотного напряжения U_1 . В то же время, эта емкость препятствует попаданию на низкоомный выход генератора высокой частоты низкочастотного управляющего напряжения U_2 , а также постоянного напряжения смещения $U_{б3}$, подаваемого на базу транзистора с помощью потенциометра R_3 . Конденсатор C_2 является элементом фильтра низких частот. В идеальном случае он должен обеспечивать короткое замыкание для напряжения несущей частоты ω_0 в точке соединения элементов R_1 и C_2 и иметь большое сопротивление для низкочастотного управляющего сигнала. Это возможно, если справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \ll R_1 \quad (10.10)$$

и

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} \ll \frac{1}{\Omega C_2}. \quad (10.11)$$

На практике обычно добиться справедливости этих соотношений не сложно.

Конденсатор C_3 является шунтирующим элементом по высокой частоте ω_0 и должен обеспечивать короткое замыкание для несущей частоты между клеммами источника питания $E_{п}$. Для низкочастотного управляющего сигнала аналогичную функцию выполняют электролитические конденсаторы блока питания.

Резистор R_2 служит для ограничения тока коллектора, а также для создания отрицательной обратной связи по постоянной и переменной составляющим коллекторного тока, что повышает температурную стабильность работы каскада и устраняет склонность последнего к самовозбуждению.

В рассматриваемой схеме для получения АМ сигнала используется нелинейная зависимость $i_k = f(U_{б3})$. На вход резонансного усилителя, собранного на транзисторе VT , одновременно подаются два переменных

напряжения: через разделительную емкость C_1 напряжение несущей частоты ω_0 и через трансформатор Тр напряжение модулирующего сигнала частотой Ω . Необходимое для нормальной работы в заданном режиме постоянное смещение на базу транзистора задается делителем напряжения R_3, R_4 . Переменное напряжение на входе усилителя представляет собой сумму двух гармонических напряжений

$$U_{\text{вх}} = U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t. \quad (10.12)$$

Для осуществления модуляции необходимо выбирать рабочую точку на нелинейном участке характеристики $i_k = f(U_{\text{бз}})$. Пусть, например, рабочий участок характеристики аппроксимируется полиномом второй степени

$$i_k = i_{k0} + aU_{\text{вх}} + bU_{\text{вх}}^2, \quad (10.13)$$

где a и b – некоторые постоянные коэффициенты. Подставив соотношение (10.12) в выражение (10.13), найдем спектральный состав коллекторного тока $i_k = i_{k0} + a(U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t) + b(U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t)^2 = i'_{k0} + + aU_0 \cos \omega_0 t + i_\Omega + i_{2\omega_0} + i_{2\Omega} + bU_0 U \cos(\omega_0 + \Omega)t + bU_0 U \cos(\omega_0 - \Omega)t$.

Так как резонансный контур, образованный емкостью C_4 и катушками $L'_1 + L''_1 = L_1$, настроен на частоту ω_0 , а его полоса пропускания равна $\Delta\omega = 2\Omega$, то резонанс токов в нем в основном обусловлен составляющими с частотами ω_0 , $(\omega_0 + \Omega)$, $(\omega_0 - \Omega)$. Тогда, обозначив комплексное сопротивление контура через Z , для $U_{\text{вых}}$ получим

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= aZU_0 \cos \omega_0 t + bZU_0 U \cos(\omega_0 + \Omega)t + bZU_0 U \cos(\omega_0 - \Omega)t = aZU_0 \times \\ &\times \left(1 + \frac{2bU}{a} \cos \Omega t\right) \cos \omega_0 t = U'_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \end{aligned}$$

Это амплитудно-модулированное напряжение с коэффициентом модуляции $m = 2bU/a$. При этом величина U должна быть такой, чтобы выполнялось соотношение $m = 2bU/a < 1$.

При выводе последней формулы предполагалась независимость комплексного сопротивления Z от частоты ω в полосе пропускания контура. На практике такая зависимость может иметь место, что приводит к некоторым частотнымискажениям и, как следствие, к уменьшению коэффициента модуляции на высоких частотах.

Для оптимального режима работы схемы, представленной на рис. 10.2, необходимо обеспечить выбор рабочей точки на середине линейного участка модуляционной характеристики (точка А на рис. 10.3, а), представляющей собой зависимость амплитуды первой гар-

моники i_{m1} коллекторного тока от величины смещения $U_{бэ}$ при $U_2 = 0$. Амплитуду сигнала сообщения при этом выбирают такой, чтобы величина смещения $U_{бэ}$ во время работы схемы не выходила за пределы линейного участка модуляционной характеристики.

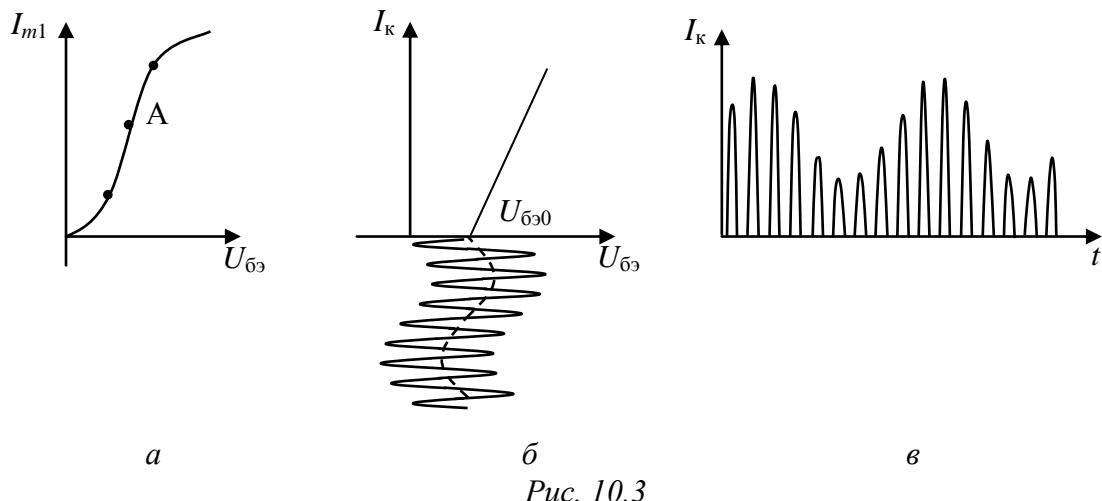


Рис. 10.3

Для получения высокого КПД этой схемы напряжения U_1 и U_2 берут достаточно большими и обеспечивают также незначительную величину тока покоя $i_{кп}$. Резонансный усилитель при этом работает в режиме с отсечкой тока, что позволяет характеристику $i_k = f(U_{бэ})$ представить в виде кусочно-линейной функции (рис. 10.3, б). Амплитуды соответствующих импульсов коллекторного тока, как видно из рис. 10.3, в, являются функцией модулирующего напряжения частотой Ω . Это ведет к изменению амплитуды первой гармоники, а, следовательно, и к изменению амплитуды напряжения на колебательном контуре.

Детектирование АМ сигналов

Детектирование – процесс «извлечения» низкочастотного информационного сигнала из высокочастотного радиосигнала. В процессе детектирования (демодуляции), являющимся нелинейной операцией, происходит преобразование спектра входного радиосигнала, в результате чего восстанавливается низкочастотный сигнал, который в неявном виде содержался в модулированном высокочастотном колебании. В зависимости от выбора рабочей точки нелинейного элемента и величины входного модулированного сигнала различают квадратичное и линейное детектирование.

Квадратичное детектирование применяется для детектирования сигналов малой амплитуды (до 1 В). Такие детекторы, как правило, строятся на транзисторах. При квадратичном детектировании используется начальный участок вольтамперной характеристики (ВАХ) биполярного транзистора или диода (рис. 10.4, *a*). Этот участок ВАХ можно аппроксимировать полиномом второй степени вида

$$i(t) = i(U_0) + aU(t) + bU^2(t), \quad (10.14)$$

где $U(t) = A(t)\cos\omega_0 t$ – мгновенное значение несущего колебания, начальная фаза которого для простоты предполагается равной 0. Подставляя в выражение (10.14) напряжение $U(t)$ в виде $U(t) = U_0(1+m\cos\Omega t)$, получим

$$\begin{aligned} i(t) = & i_{k0} + aA(t)\cos\omega_0 t + bA^2(t)\cos^2\omega_0 t = i'_{k0} + \\ & + i_{\omega_0} + i_{\omega_0 \pm \Omega} + i_\Omega + i_{2\Omega} + i_{2\omega_0} + i_{2\omega_0 \pm \Omega} + i_{2\omega_0 \pm 2\Omega}. \end{aligned} \quad (10.15)$$

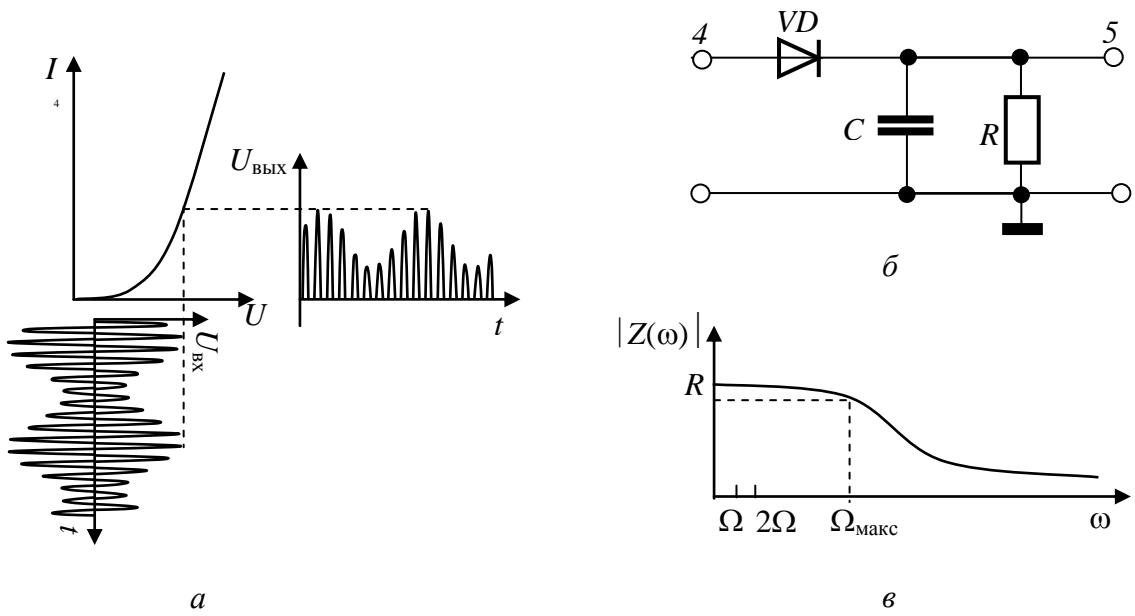


Рис. 10.4

Как следует из соотношения (10.15), спектр сигнала на выходе детектора содержит постоянную составляющую i'_{k0} , высокочастотную i_{ω_0} , две низкочастотные составляющие i_Ω , $i_{2\Omega}$ и т. д. Полезный сигнал содержится в низкочастотных составляющих, поэтому высокочастотные гармоники необходимо отфильтровать. Для этого используют простейшие

RC -фильтры нижних частот, как это показано на схеме диодного детектора (рис. 10.4, δ), зависимость модуля комплексного сопротивления которых от частоты имеет вид $|Z(\omega)| = R / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$ (рис. 10.4, ϵ).

Если параметры фильтра выбрать так, чтобы

$$T_{\omega_0} \ll RC = \tau_{\text{раз}} \ll T_\Omega, \quad (10.16)$$

где $T_{\omega_0} = 2\pi / \omega_0$ – период несущих колебаний, а $T_\Omega = 2\pi / \Omega$ – период модулирующих колебаний, то на выходе фильтра согласно выражению (10.15), будет выделен сигнал

$$U = U' + bU_0^2 m R \cos \Omega t + \frac{bU_0^2 m^2 R}{4} \cos 2\Omega t, \quad (10.17)$$

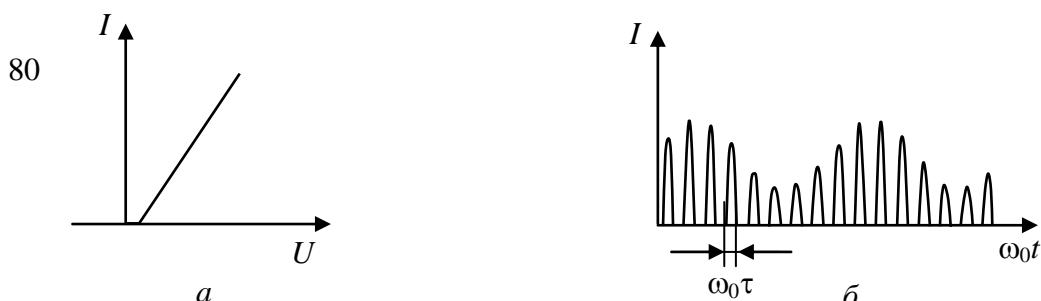
где U' – постоянная составляющая выходного напряжения. Из соотношения (10.17) следует, что полезный сигнал частоты Ω пропорционален квадрату амплитуды входного напряжения, поэтому такой режим детектирования называется квадратичным.

Присутствие в выражении (10.17) третьего слагаемого, которое полностью отфильтровать с помощью простейшего RC -фильтра практически невозможно, ведет к тому, что коэффициент нелинейных искажений для коэффициента модуляции $m = 100\%$ может достигать 25 %. Все это искаивает информационный сигнал и, как следствие, ухудшает качество принимаемого полезного сигнала. Другим недостатком рассмотренного режима детектирования является низкий коэффициент передачи напряжения.

В практических схемах чаще всего используется линейный режим детектирования (линейное детектирование), когда рабочая точка расположена на линейном участке ВАХ, что возможно при достаточно большой величине сигнала, поданного на вход детектора. В этом случае ВАХ может быть представлена в виде двух отрезков прямых линий (рис. 10.5, a).

Рассмотрим кратко работу диодного детектора (рис. 10.4, δ) в линейном режиме. Допустим, что на вход такого линейного детектора подается АМ сигнал достаточно большой амплитуды, а номинальные значения R и C выбраны так, что угол отсечки $\theta = \omega_0 \tau / 2$. Тогда на его выходе будут наблюдаться высокочастотные импульсы тока со сложным спектральным составом. Среднее значение выпрямленного тока будет равно

$$i_{\text{cp}} = \frac{I_m}{\pi} \int_0^\theta (\cos \omega_0 t - \cos \theta) d(\omega_0 t) = \frac{I_m}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (10.18)$$



Учитывая, что $(\sin \theta - \theta \cos \theta)$ – величина постоянная, а I_m зависит от Ω как $I_m = I_0 (1 - m \cos \Omega t)$, то выражение (10.18) можно переписать в виде

$$i_{cp} = \frac{I_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) + \frac{mI_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t = i_0 + i_\Omega. \quad (10.19)$$

Таким образом, для идеализированного низкочастотного фильтра, для которого $Z(\Omega) = R$, в полосе частот от 0 до Ω получим

$$U_\Omega = i_\Omega R = \frac{mI_0 R}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t = \frac{mU_0 R}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t, \quad (10.20)$$

где R_i – внутреннее сопротивление диода.

Из соотношения (10.20) следует, что напряжение на выходе детектора пропорционально величине U_0 в первой степени. Это означает отсутствие нелинейных искажений. Тогда коэффициент передачи напряжения линейного детектора будет равен

$$K_d = \frac{U_\Omega}{mU_0} = \frac{R}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (10.21)$$

Для реального фильтра с повышением частоты Ω $Z(\Omega)$ становится меньше R , и коэффициент передачи уменьшается.

Проанализируем влияние величины постоянной времени τ_{pa3} на качество работы детектора. ВАХ диода аппроксимируем прямой

(рис. 10.5, *a*). Предположим, что постоянная времени разряда $\tau_{\text{раз}}$ много меньше периода высокочастотных колебаний, т. е. $\tau_{\text{раз}} \ll T_{\omega_0}$. При этом $\tau_{\text{раз}}$ всегда много больше постоянной времени заряда $\tau_{\text{зар}} = R_i C$. В этом случае выходное напряжение, т. е. напряжение на конденсаторе C , будет повторять форму импульсов тока, протекающего через диод VD (рис. 10.5, *б*). Положим далее, что $\tau_{\text{раз}} \ll T_\Omega$. Тогда осциллограммы тока и напряжения на выходе диодного детектора будут иметь вид, подобный изображенному на рис. 10.5, *в*. В этом случае напряжение на выходе детектора не успевает следовать за низкочастотной составляющей, и появляются искажения. Чем больше глубина модуляции и чем выше частота сигнала Ω , тем сильнее эти искажения. Предположим, что выполняется соотношение (10.16), т. е. $T_{\omega_0} \ll RC \ll T_\Omega$. Этот случай наиболее желателен, так как при этом осциллограммы выходного напряжения и тока имеют вид, подобный представленному на рис. 10.5, *г*. При этом, чтобы искажения были минимальными, величины R и C выбираются с учетом того, что

$$T_{\omega_0} \leq RC \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\text{макс}}^2}}{2\pi F_{\text{макс}} m_{\text{макс}}}, \quad (10.22)$$

где $F_{\text{макс}} = \frac{\Omega_{\text{макс}}}{2\pi}$ и $m_{\text{макс}}$ – максимальные значения частоты модулирующего колебания и коэффициента модуляции.

Расчетное задание

1. Определить частоту несущей $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ в схеме модуляторного каскада (рис. 10.2), если $L_1 = L'_1 + L''_1 = 60$ мкГн, а величина конденсатора C_4 выбирается согласно варианту в таблице.
2. В схеме модуляторного каскада (рис. 10.2) рассчитать сопротивление R_4 делителя напряжения в цепи базы транзистора VT так, чтобы напряжение, подаваемое с потенциометра $R_3 = 1$ кОм, изменялось от 0 до 1 В при напряжении источника питания $E_{\text{п}} = 12$ В.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$C_4, \text{ нФ}$	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,0	2,4	2,7	3,0	3,3

3. Рассчитать, согласно формуле (10.22), для диодного детектора (рис. 10.4, б) величины R и C . Расчеты выполнить для трех значений модулирующей частоты F 5 кГц; 10 кГц и 15 кГц, а коэффициент m взять в пределах $0,6 \div 0,8$.

4. По величине R оценить входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ детектора (рис. 10.4, б), если считать, что $R_{\text{вх}} = R / 2$.

5. Зарисовать схемы модуляторного каскада (рис. 10.2) и диодного детектора (рис. 10.4, б). Указать на схемах номинальные значения элементов.

Лабораторное задание и методические указания

1. Согласно схемам рис. 7.2 и 7.4, б собрать на стенде модулятор и детектор. Установить напряжение источника питания $E_{\text{п}} = 12$ В. Проверить работоспособность схемы.

Модуляторный каскад

2. Определить экспериментально резонансную частоту f_0 модуляторного каскада.

Для этого подать от генератора высокой частоты (ГВЧ) на вход схемы (1, \perp) модулятора сигнал $U_{f0} \approx 1$ В, частота которого f_0 . Измерение U_{f0} выполнить с помощью осциллографа. Затем к выходу модулятора (клеммы 3, \perp) подключить осциллограф. Подбирая потенциометром R_3 смещение на базе транзистора, получить минимальные искажения в выходном сигнале. Изменяя частоту ГВЧ (в окрестности f_0), добиться максимума показаний осциллографа и определить фактическую резонансную частоту f'_0 . Сравнить расчетное и экспериментальное значения частот. Объяснить результат.

3. Получить на экране осциллографа осцилограммы амплитудно-модулированных сигналов с искажениями различных типов и с минимальными искажениями.

Для этого установить на ГВЧ частоту f'_0 и напряжение $U_{f0} \approx 1$ В, а на генераторе низкой частоты (ГНЧ) сигнал частоты $F = 400$ Гц или $F = 1000$ Гц, напряжение которого равно $U_F = 10$ мВ. Контроль U_{f0} и U_F выполнить осциллографом. Подать сигнал от ГВЧ на клеммы (1, \perp), а модулирующий (управляющий) сигнал от ГНЧ на клеммы (2, \perp) модуляторного каскада. Плавно изменяя величину U_{f0} и U_F , а также величину

напряжения смещения транзистора потенциометром R_3 , получить на экране осциллографа осцилограммы АМ сигнала с различными искажениями. По полученным в процессе настройки осцилограммам искаженного сигнала установить причины, вызывающие эти искажения. Зарисовать две-три осцилограммы АМ сигнала с искажениями и указать на них тип искажений.

Получить АМ сигнал с минимальными искажениями. Измерить для этого сигнала осциллографом напряжения U_{f_0} и U_F на ГВЧ и ГНЧ, а также соответствующую величину напряжения смещения $U_{бэ0}$. Величину $U_{бэ0}$ измерять цифровым вольтметром при отключенном ГНЧ. Зарисовать осцилограмму АМ сигнала с минимальными искажениями и определить для нее по формуле (10.9) коэффициент модуляции m . Величины A и B определяются по осцилограмме, согласно рис. 10.1, в.

4. Снять и построить графически статическую модуляционную характеристику каскада, представляющую собой зависимость напряжения несущей частоты f_0 на выходе модулятора (клетмы 3, \perp) от величины смещения $U_{бэ}$ при постоянном напряжении несущей частоты на входе модулятора (клетмы 1, \perp) $U_{f_0 \text{ вых}} = \psi(U_{бэ})$.

Для этого установить на ГВЧ, ГНЧ и в схеме модулятора режим, соответствующий минимальному искажению АМ-сигнала, согласно п. 3. Затем отключить ГНЧ от схемы модулятора. Изменяя потенциометром R_3 напряжение смещения на базе транзистора от 0 до 1 В при постоянном U_{f_0} на ГВЧ, получить зависимость $U_{f_0 \text{ вых}} = \psi(U_{бэ})$. Измерения $U_{f_0 \text{ вых}}$ провести осциллографом на клетках (3, \perp) схемы рис. 10.2, а $U_{бэ}$ – цифровым вольтметром. По результатам измерений построить график $U_{f_0 \text{ вых}} = \psi(U_{бэ})$ и на графике указать напряжения $U_{f_0 \text{ вых мин}}, U_{f_0 \text{ вых макс}}, U_{бэ \text{ мин}}, U_{бэ \text{ макс}}$, соответствующие нижней и верхней границам линейного участка, а также $U_{f_0 \text{ср}}$ и $U_{бэ \text{ср}}$ – его середине. Указать на графике точки, соответствующие величинам U_{f_0} и $U_{бэ0}$, полученным в п. 3.

5. Снять и построить графически амплитудную характеристику модуляторного каскада, представляющую собой зависимость коэффициента модуляции m от величины управляющего сигнала U_F $m = \psi(U_F)$ при фиксированном значении частоты и амплитуды несущей.

Для этого установить на ГВЧ и ГНЧ и в схеме модулятора режим, соответствующий минимальному искажению АМ сигнала согласно п. 3.

Изменяя напряжение U_F на ГНЧ от 0 до появления заметных нелинейных искажений в выходном сигнале (клеммы 3, \perp) определить по осциллограммам величину m . По результатам измерений построить график $m = \psi(U_F)$. На графике указать значения $U_{F\text{мин}}$ и $U_{F\text{макс}}$, соответствующие границам линейного участка.

6. Снять и построить графически амплитудно-частотную характеристику модуляторного каскада $m = \varphi(F)$, представляющую собой зависимость коэффициента модуляции m от частоты управляющего сигнала F при постоянных амплитудах несущей и модулирующей частот.

Для этого установить на ГВЧ и ГНЧ и в схеме модулятора режим, соответствующий минимальному искажению АМ сигнала, согласно п. 3. Изменяя частоту ГНЧ в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц при $U_F = \text{const}$, измерять по осциллограммам коэффициент модуляции m . Границы частотного диапазона определить по появлению заметных искажений на АМ сигнале. По результатам измерений построить график $m = \varphi(F)$. Частоту F откладывать в логарифмическом масштабе. Обратить внимание на то, что чем ближе эта зависимость к линии, параллельной оси частот, тем меньше частотные искажения.

Определить для построенной зависимости нижнюю F_n и верхнюю F_v граничные частоты, для чего на графике $m = \varphi(F)$ необходимо найти частоты, на которых m уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз от своего максимального значения.

Диодный детектор

7. Определить коэффициент передачи по напряжению детектора (схема рис. 10.4, б) $K_d = U_{F\text{вых}} / U_{F\text{огиб}}$, где $U_{F\text{вых}}$ – амплитуда напряжения на выходе детектора, а $U_{F\text{огиб}}$ – амплитуда напряжения огибающей высокочастотного сигнала.

Установить на ГВЧ, ГНЧ и в схеме модулятора режим, соответствующий минимальному искажению АМ-сигнала, согласно п. 3. Измерить по осциллограмме $U_{F\text{огиб}}$, согласно рис. 10.1, в. Соединить клеммы 3, \perp модулятора (рис. 10.2) со входом (клеммы 4, \perp) детектора (рис. 10.3), а сигнал с выхода детектора (клеммы 5, \perp) подать на осциллограф. Измерить осциллографом $U_{F\text{вых}}$. Вычислить коэффициент K_d .

8. Получить на выходе детектора сигнал для трех значений постоянной времени: а) $\tau_{\text{раз}} = RC$ (согласно расчету); б) $\tau_{\text{мин}} = RC_{\text{вх}}$ (емкость C отключается и остается только емкость схемы); в) $\tau_{\text{макс}} = 10RC$. Зарисовать и пояснить осциллограммы.

Контрольные вопросы

1. Объясните принцип работы и назначение всех элементов схем модулятора и детектора.
2. Что такое коэффициент модуляции и каковы методы его измерения?
3. Чем объясняется нелинейность статической модуляционной характеристики?
4. Чем отличается линейный режим детектирования от квадратичного?
5. Как зависит коэффициент передачи по напряжению детектора K_d от режима его работы?
6. Каким образом выбирается нагрузка детектора? Какими элементами схемы определяется входное сопротивление детектора?

Лабораторная работа № 11

ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ УРОВНЯ СИГНАЛОВ

Цель работы. Ознакомиться с методами расчета схем ограничения на диодах. Исследовать работу этих схем.

Ограничителем уровня сигналов (или просто ограничителем) называется устройство, в котором напряжение на выходе пропорционально входному напряжению только до определенного уровня, называемого порогом ограничения. При превышении входным напряжением данного уровня напряжение на выходе ограничителя остается постоянным. Ограничители служат для формирования и селекции импульсов, выравнивания их вершины и т. д. Они могут входить также в состав более сложных устройств.

Различают ограничители на диодах и транзисторах. В ограничителях на транзисторах, помимо ограничения амплитуды, возможно также и усиление сигнала по амплитуде. В данной работе будут изучаться только диодные ограничители.

Ограничители с последовательным включением диода

Простейшая схема такого ограничителя с нулевым порогом ограничения представлена на рис. 11.1, *а*.

Рассмотрим работу этой схемы при действии на ее входе гармонического сигнала $U_{\text{вх}}$ (рис. 11.1, *б*). Пусть в схеме $R_{VD \text{ пр}}$, $R_{VD \text{ обр}}$ – сопротив-

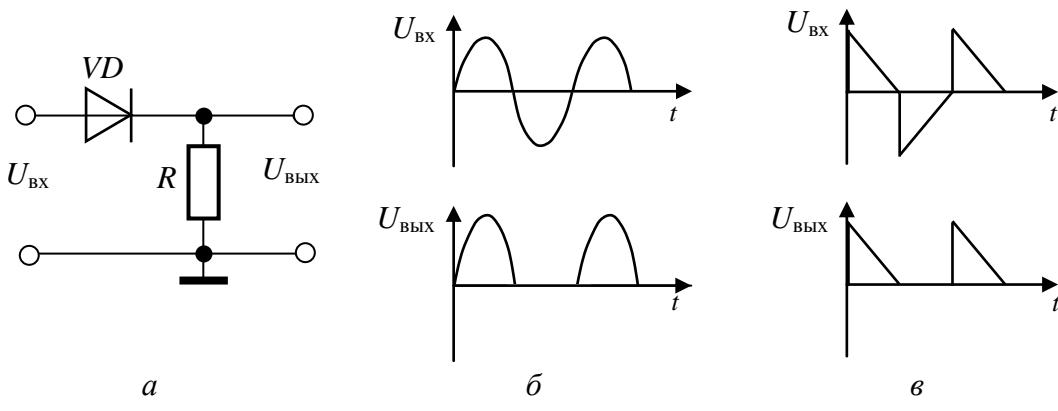


Рис. 11.1

ления диода VD соответственно в прямом и обратном направлениях, а R_h – сопротивление нагрузки.

При положительной полуволне входного напряжения диод VD открыт, и через него течет ток $i_{\text{пр}}$, который создает на сопротивлении R_h падение напряжения $U_{\text{вых}}$

$$U_{\text{вых}} = U_{R_h} = i_{\text{пр}} R_h = \frac{U_{\text{вх}} R_h}{R_{VD \text{ пр}} + R_h}. \quad (11.1)$$

Если $R_h \ll R_{VD \text{ пр}}$, то формула (11.1) принимает вид

$$U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}. \quad (11.2)$$

При отрицательной полуволне входного напряжения через диод VD течет ток $i_{\text{обр}} = U_{\text{вх}} / (R_{VD \text{ обр}} + R_h)$ и, следовательно,

$$U_{\text{вых}} = U_{R_h} = i_{\text{обр}} R_h = \frac{U_{\text{вх}} R_h}{R_{VD \text{ обр}} + R_h}. \quad (11.3)$$

Если $R_{VD \text{ обр}} \ll R_h$, то на основании выражения (11.3) можно записать

$$U_{\text{вых}} \approx 0. \quad (11.4)$$

Следовательно, для получения четкого ограничения, согласно формулам (11.1)–(11.4), сопротивление R_h следует выбирать так, чтобы выполнялось неравенство

$$R_{VD \text{ пр}} \ll R_h \ll R_{VD \text{ обр}}. \quad (11.5)$$

Схему, изображенную на рис. 11.1, *а*, называют схемой ограничения снизу или по минимуму с нулевым порогом ограничения.

Схему ограничения сверху или по максимуму с нулевым порогом можно получить, поменяв включение диода в схеме рис. 11.1, *а* на обратное. Схемы с ограничением на нулевом уровне используются для получения униполярных импульсов (рис. 11.1, *б*, *в*).

Порог ограничения входного сигнала можно изменить, если в схему ограничителя на нулевом уровне ввести источник постоянного напряжения E (его называют опорным). В таких схемах также необходимо выполнение условия (11.5).

На рис. 11.2, *а* приведена схема ограничения сверху (по максимуму) на положительном уровне с последовательным включением диода. В этой схеме уровень ограничения определяется величиной E .

В самом деле, относительно диода VD источник опорного напряжения E и входное напряжение $U_{\text{вх}}$ включены последовательно, поэтому разность потенциалов между электродами диода определяется алгебраической суммой двух напряжений $E + U_{\text{вх}}$. Если на вход ограничителя подается отрицательная полуволна напряжения (отрезок времени от $T/2$ до T (рис. 11.2, δ), то диод открыт. Если же на входе схемы находится положительная полуволна, то он открыт на отрезке времени от 0 до t_1 , т. е. пока выполняется неравенство $E > U_{\text{вх}}$. В момент времени t_1 диод закрывается и находится в закрытом состоянии до момента времени t_2 (рис. 11.2, δ), т. к. на этом отрезке $E \leq U_{\text{вх}}$.

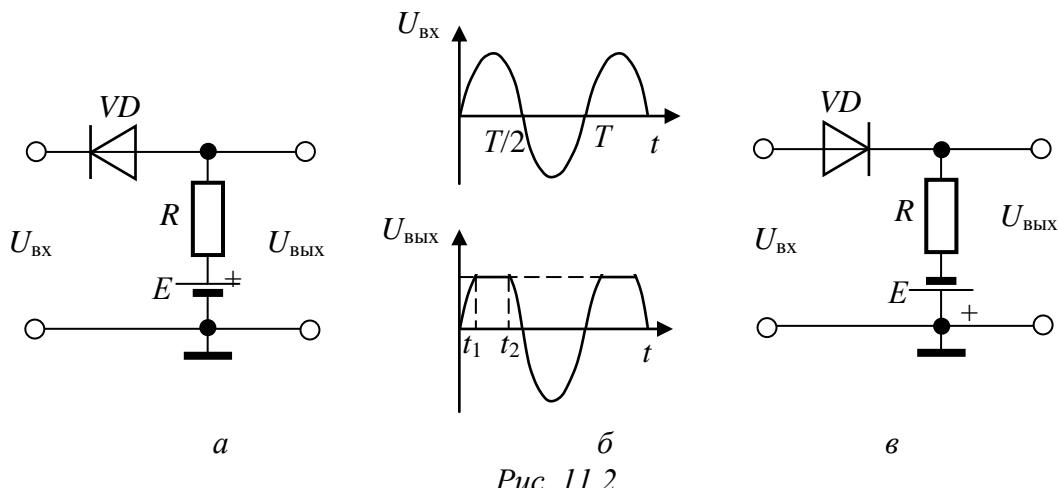


Рис. 11.2

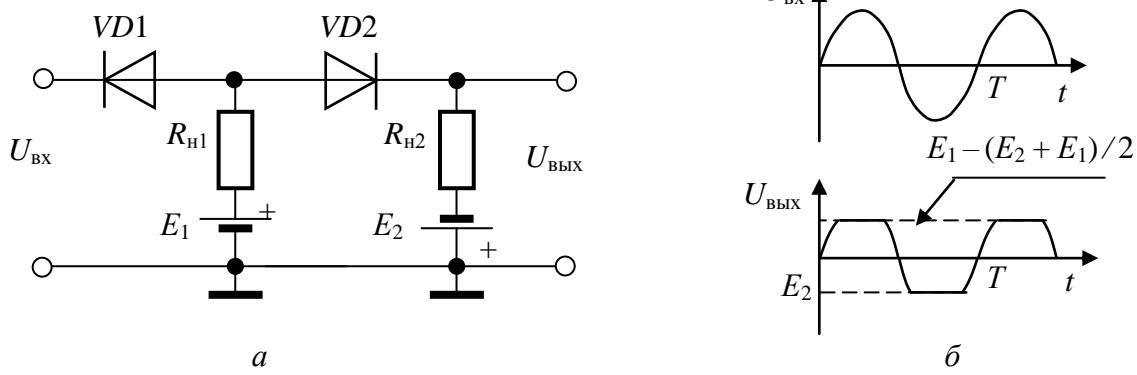


Рис. 11.3

Ограничение сигналов по минимуму и максимуму (двухстороннее ограничение) можно получить последовательным включением схем ограничения сверху (рис. 11.2, a) и снизу (рис. 11.2, c). Схема такого двухстороннего ограничителя приведена на рис. 11.3, a , а соответствую-

щие диаграммы входного и выходного напряжений на рис. 11.3, б. Варианты различных схем односторонних и двухсторонних ограничителей с последовательным и параллельным включением диодов показаны на рис. 11.10.

Для лучшего понимания рассмотрим работу ограничителей на конкретных примерах.

Пример 1. На схему ограничителя по минимуму на отрицательном уровне с последовательным включением диода (рис. 11.2, в) подается гармонический сигнал с амплитудой $U_m = 10$ В. Внутреннее сопротивление источника опорного напряжения R_i равно нулю, диод идеальный ($R_{VD\text{ пр}} = 0$, $R_{VD\text{ обр}} = \infty$). Нарисовать временную диаграмму выходного напряжения. Определить амплитуды выходных импульсов U_{m1} и U_{m2} , если величина опорного напряжения $E = 5$ В.

Решение. Форма выходного напряжения при $U_m = 10$ В приведена на рис. 11.4. Его параметры соответственно равны $U_{m1} = 10$ В, $U_{m2} = 5$ В.

Пример 2. В схеме двухстороннего ограничения с последовательным включением диодов (рис. 11.3, а) $E_1 = 7$ В, $E_2 = 3$ В, $R_{h1} = R_{h2} = 5,6$ кОм, $R_{VD\text{ пр}} = 0$, $R_{VD\text{ обр}} = \infty$. Внутреннее сопротивление источников напряжения R_i равно нулю. На вход схемы подан гармонический сигнал амплитудой $U_m = 10$ В. Нарисовать временную диаграмму выходного напряжения.

Решение. Нижний уровень ограничения определяется напряжением E_2 и равен 3 В, а верхний – потенциалом U отпирания диода $VD1$. Найдем потенциал отпирания диода $VD1$.

При $U_{\text{вх}} = 0$ диод $VD2$ открыт. Ток, текущий через него, равен $i = (E_1 + E_2)/(R_{h1} + R_{h2})$. Этот ток создает на резисторе R_{h1} падение напряжения $U_{R_{h1}} = iR_{h1} = R_{h1}(E_1 + E_2)/(R_{h1} + R_{h2})$. Тогда значение потен-

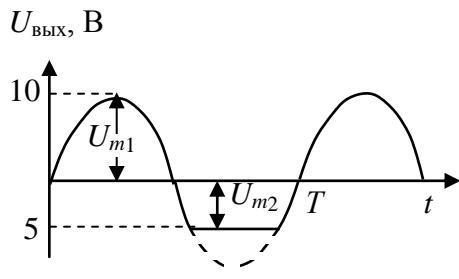


Рис. 11.4

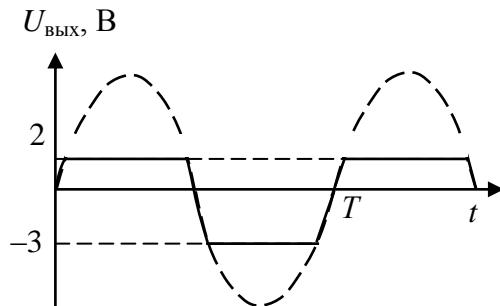


Рис. 11.5

циала отпирания диода $VD1$ будет равно $U = E_1 - (E_1 + E_2)/2 = 2$ В. Форма выходного напряжения показана на рис. 11.5.

Ограничители с параллельным включением диодов

Ограничение сигналов возможно также и в схемах с параллельным относительно нагрузки включением диода. Такая схема ограничения снизу на нулевом пороге приведена на рис. 11.6, *а*. Если в данной схеме выполняется условие

$$R_{VD\text{ пр}} \ll R_{\text{огр}} < R_h \ll R_{VD\text{ обр}}, \quad (11.6)$$

то при действии на ее входе гармонического сигнала на ее выходе будет сигнал, ограниченный снизу (рис. 11.6, *б*). В самом деле, если на вход схемы подается положительная полуволна, то диод VD будет закрыт. И, если для данной схемы выполняется условие (11.6), почти все входное напряжение передается на выход, т. е. $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$. Если же на входе схемы действует отрицательная полуволна, то диод VD открыт, а т. к. $R_{\text{огр}} \ll R_{VD\text{ пр}}$, то почти все входное напряжение падает на сопротивлении $R_{\text{огр}}$ и тогда $U_{\text{вых}} \approx 0$.

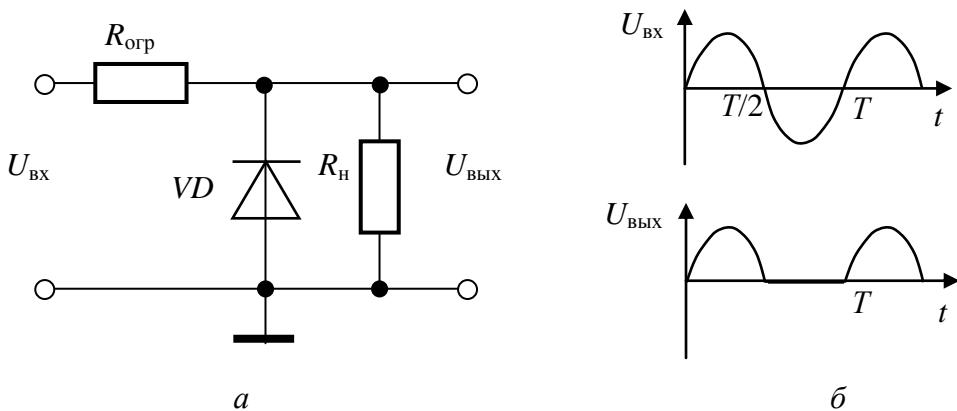


Рис. 11.6

В схемах ограничителей с параллельным включением диода изменение порога ограничения также достигается введением источника опорного напряжения E . На рис. 11.7, *а* приведена схема ограничения снизу. В этой схеме при положительной полуволне $U_{\text{вх}}$ диод VD закрыт, и выходное напряжение повторяет форму входного напряжения. При отрицательной полуволне диод VD открыт, если $U_{\text{вх}} < E$, а в случае $U_{\text{вх}} \geq E$ диод

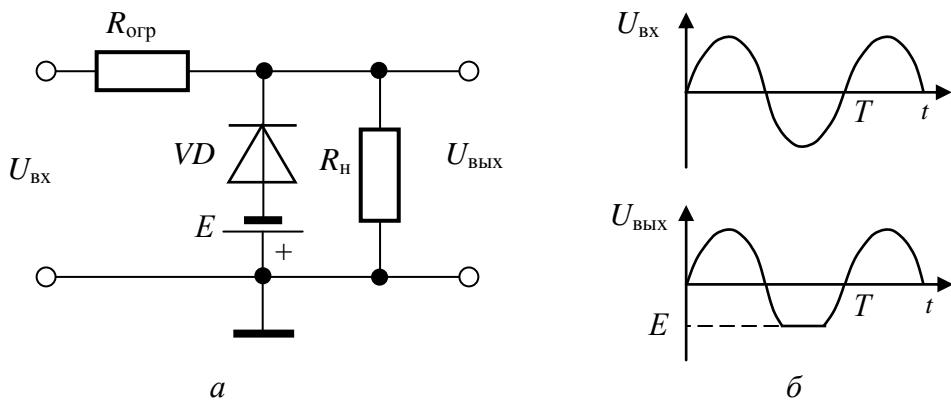


Рис. 11.7

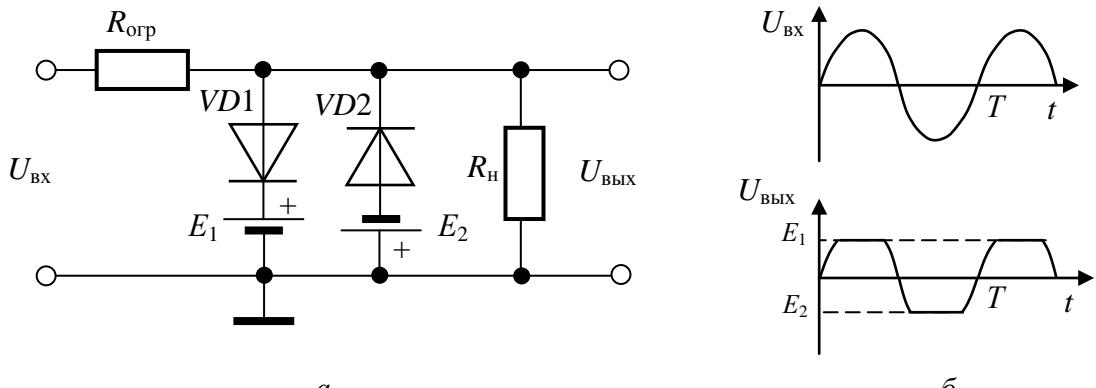


Рис. 11.8

открыт и наступает ограничение сигнала. Соответствующие диаграммы сигналов приведены на рис. 11.7, б.

Схема рис. 11.8, а является двухсторонним ограничителем с параллельным включением диодов. В этой схеме совмещены схемы ограничения сигнала сверху и снизу. Соответствующие диаграммы входного и выходного напряжений показаны на рис. 11.8, б.

П р и м е р 3. В схеме ограничителя по минимуму на отрицательном уровне (рис. 11.7 а) $E = 5$ В, $R_H = 10$ кОм, $R_{\text{огр}} = 1$ кОм. Внутреннее сопротивление источника опорного напряжения $R_i = 0$. Диод идеальный ($R_{VD \text{ пр}} = 0$, $R_{VD \text{ обр}} = \infty$). На входе ограничителя – гармоническое напряжение с амплитудой $U_m = 10$ В. Нарисовать временную диаграмму выходного напряжения и определить амплитуды положительного U_{m1} и отрицательного U_{m2} импульсов.

Ответ. Временная диаграмма импульсов представлена на рис. 11.9, а, где $U_{m1} = 10$ В, $U_{m2} = 5$ В.

П р и м ер 4. В схеме двухстороннего ограничителя (рис. 11.8, а) $E_1 = E_2 = 5$ В, $R_h = 10$ кОм, $R_{огр} = 1$ кОм, $R_i = 0$. Диоды идеальные ($R_{VD\text{ пр}} = 0$, $R_{VD\text{ обр}} = \infty$). На входе схемы – гармоническое напряжение с амплитудой $U_m = 12$ В. Нарисовать временные диаграммы выходного напряжения и определить амплитуды положительного U_{m1} и отрицательного U_{m2} импульсов.

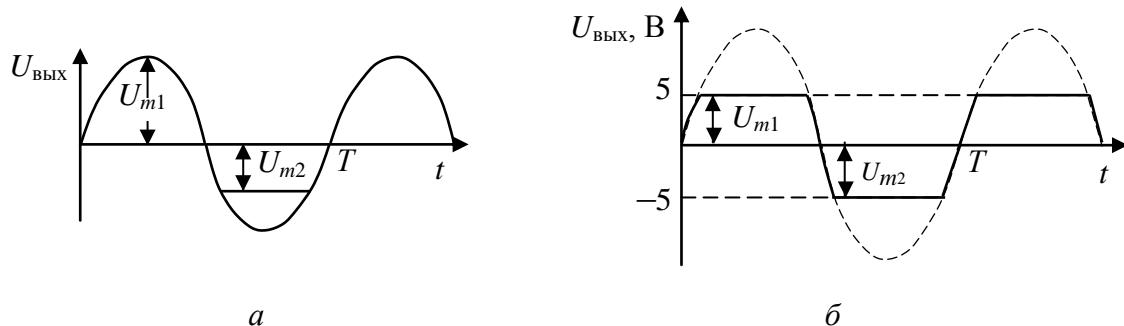


Рис. 11.9

Решение. Временная диаграмма выходных импульсов приведена на рис. 11.9, б. Амплитуды положительного и отрицательного импульсов равны $U_{m1} = U_{m2} = 5$ В.

Расчетное задание

1. Нарисовать схемы ограничителей на диодах (рис. 11.10) согласно заданному варианту (табл. 11.1). Выбрать и указать на схемах номиналы элементов, если $R_h = R_{h1} = R_{h2} = 10 \div 15$ кОм, $R_{огр} = 1 \div 1,5$ кОм. Величины E_1 , E_2 и амплитуда входного напряжения указаны согласно варианту в табл. 11.2

Таблица 11.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номера	1	2	3	4	1	3	3	4	1
схем	5	6	7	8	6	8	8	5	7
рис. 11.10	9	9	11	10	9	10	10	9	11
	11	10	12	12	12	11	12	11	12

Для каждой из схем зарисовать форму выходного напряжения и указать амплитуды импульсов, если на ее входе действует гармонический сигнал с частотой $f = 1000$ Гц. Прямое сопротивление диодов считать равным нулю, а обратное – бесконечно большим.

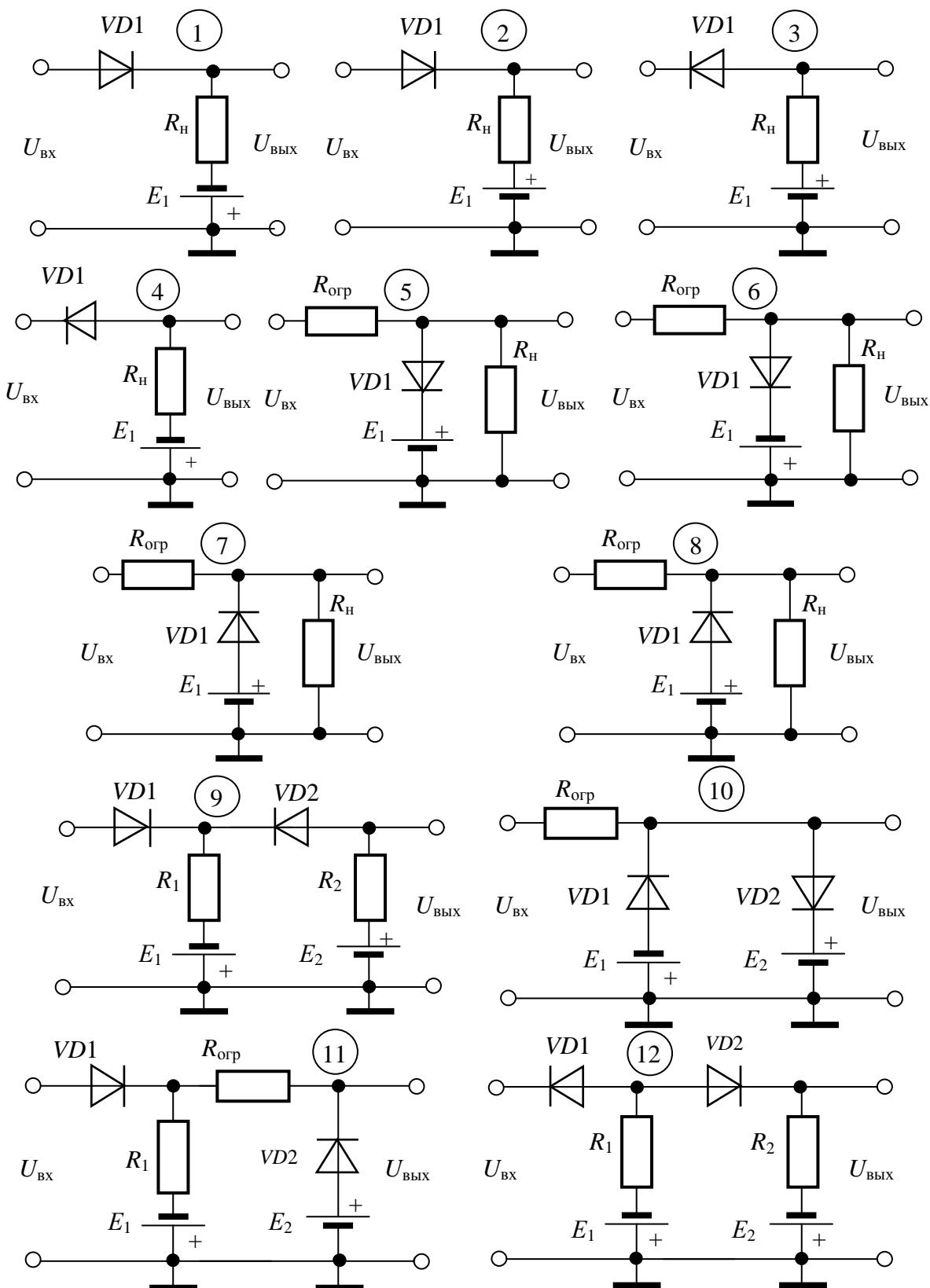


Рис. 11.10

Таблица 11.2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_m , В	10	10	10	8	8	8	8	8	8
E_1 , В	5	6	5	4	4	4	3	6	4
E_2 В	7	8	7	7	6	7	5	3	6

Лабораторное задание и методические указания

- Собрать на монтажном стенде поочередно каждую из схем ограничения, согласно заданному варианту расчетного задания.
- Собрать схему для исследования ограничителей. Для этого необходимо подключить к входу ограничителя генератор стандартных сигналов, а к его выходу – осциллограф. Подключить источник опорного напряжения к соответствующим точкам схемы ограничителя.
- Подать от ГНЧ на вход ограничителя гармонический сигнал частотой 1000 Гц и амплитудой U_m , согласно варианту. Определить с помощью осциллографа амплитуды U_{m1} и U_{m2} выходного сигнала. Измерения вести при открытом входе осциллографа.
- Полученные экспериментальные данные представить в виде соответствующих диаграмм.
- Провести сравнение результатов расчета и эксперимента и сделать соответствующие выводы.

Контрольные вопросы

- Чем отличаются схемы последовательного и параллельного ограничителей?
- Чем определяется выбор диодов и сопротивлений нагрузки в схемах диодных ограничителей?
- Как происходит ограничение входного сигнала в каждой из схем ограничения, представленных на рис. 11.10?
- Как влияют величины прямого и обратного сопротивлений диодов на форму выходного сигнала?

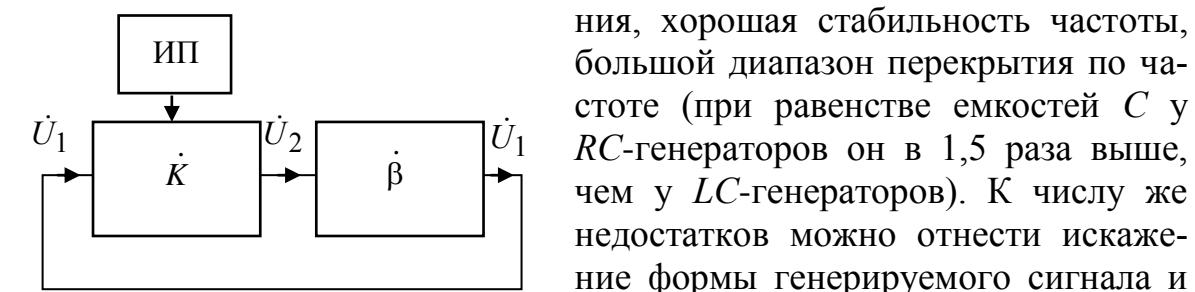
Лабораторная работа № 12

RC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ НИЗКИХ ЧАСТОТ. РЕГЕНЕРИРОВАННОЕ УСИЛЕНИЕ

Цель работы. Исследовать условия самовозбуждения и работу *RC*-автогенератора в стационарном режиме, работу автогенератора в недовозбужденном состоянии (регенерированное усиление) и явление захвата частоты в автогенераторах.

Автогенератор, или просто генератор, представляет собой преобразователь энергии источника постоянного тока в колебания заданной частоты и формы. Для получения гармонических низкочастотных колебаний широко применяются *RC*-генераторы, схемы которых включают в себя усилитель и цепь положительной обратной связи, состоящую из *RC*-элементов. К такому типу генераторов относятся генераторы с мостом Вина и генераторы с фазовращающей *RC*-цепью.

Достоинствами этих устройств являются простота схемного исполнения, хорошая стабильность частоты, большой диапазон перекрытия по частоте (при равенстве емкостей C у *RC*-генераторов он в 1,5 раза выше, чем у *LC*-генераторов). К числу же недостатков можно отнести искажение формы генерируемого сигнала и увеличение коэффициента гармоник при изменении режима работы усиливательных элементов, а также ограничение максимальной частоты генерации из-за паразитных емкостей схемы.



Rис. 12.1

Достоинствами этих устройств являются простота схемного исполнения, хорошая стабильность частоты, большой диапазон перекрытия по частоте (при равенстве емкостей C у *RC*-генераторов он в 1,5 раза выше, чем у *LC*-генераторов). К числу же недостатков можно отнести искажение формы генерируемого сигнала и увеличение коэффициента гармоник при изменении режима работы усиливательных элементов, а также ограничение максимальной частоты генерации из-за паразитных емкостей схемы.

Независимо от схемотехники автогенератор содержит усилитель, цепь положительной обратной связи и источник питания (рис. 12.1). Для того чтобы в такой системе существовали стационарные колебания, должно выполняться следующее соотношение:

$$\dot{U}_1 = \dot{\beta} \dot{U}_2 = \dot{\beta} \dot{K} \dot{U}_1, \quad (12.1)$$

из которого следует

$$\dot{\beta} \dot{K} = \beta e^{j(\phi_1 + \phi_2)} = 1, \quad (12.2)$$

где ϕ_1 и ϕ_2 – фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью обратной связи. Последнее условие соответствует равенствам

$$\beta K = 1 \text{ и } \varphi_2 + \varphi_1 = 2\pi n, \text{ где } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (12.3)$$

поэтому для работы генератора в стационарном режиме необходимо выполнение следующих условий: а) баланса фаз $\varphi_2 + \varphi_1 = 2\pi n$, т. е. наличия в схеме положительной обратной связи; б) баланса амплитуд $\beta = 1/K$, т. е. условия, когда коэффициент усиления имеет величину, достаточную для компенсации потерь в схеме ОС.

Условие баланса амплитуд дает возможность определить минимальный коэффициент усиления, при котором в схеме может возникнуть генерация. Он определяется выражением

$$K = 1/\beta. \quad (12.4)$$

Напряжение на входе усилителя, соответствующее равенству $K = 1/\beta$ (порог генерации), называют установившимся, или стационарным. Стационарное напряжение на выходе генератора $U_{\text{стаци}}$ можно найти из графика $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = \psi(U_{\text{вх}})$, положив $K = 1/\beta$ (рис. 12.2). Очевидно, что для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы $K > 1/\beta$.

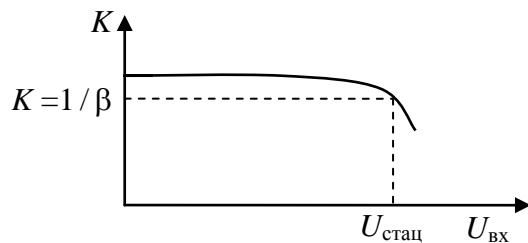


Рис. 12.2

Роль избирательного четырехполюсника на рис. 12.1 сводится к выделению из множества возможных частот одной конкретной частоты ω_0 , на которой выполняются условия балансов фаз и амплитуд. Поэтому рассматриваемые генераторы являются генераторами гармонических колебаний.

Генератор с мостом Вина

Схема моста Вина и его векторная диаграмма представлены на рис. 12.3. Коэффициент передачи ненагруженного моста Вина, согласно обозначениям рис. 12.1 и рис. 12.3, равен

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad (12.5)$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \text{ а } Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}. \quad (12.6)$$

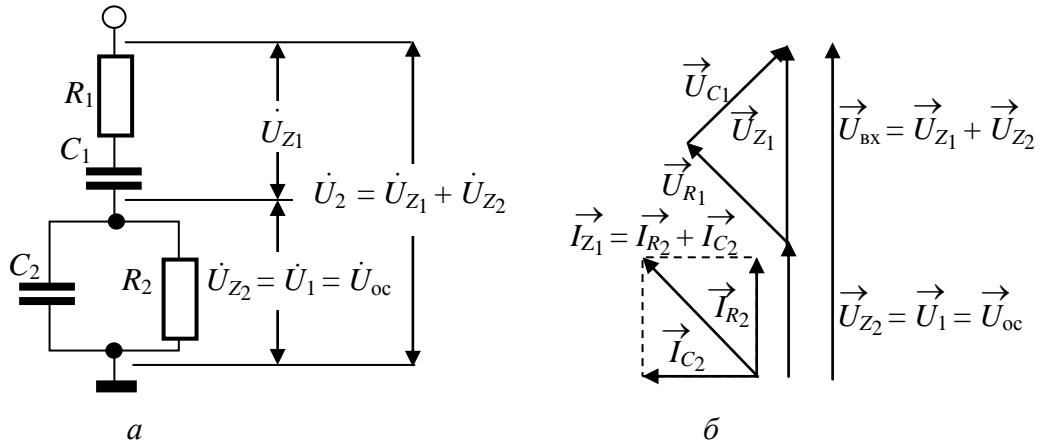


Рис. 12.3

С учетом формул (12.6), выражение (12.5) принимает вид

$$\dot{\beta} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}. \quad (12.7)$$

Модуль коэффициента обратной связи $\dot{\beta}$ формуле (12.7) равен

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)^2}}, \quad (12.8)$$

а сдвиг фаз между \dot{U}_2 и \dot{U}_1

$$\varphi = \arctg \frac{-\omega R_1 C_2 + \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}. \quad (12.9)$$

Графики $\beta = \beta(f)$ и $\varphi = \varphi(f)$ представлены на рис. 12.4. Известно, что усилительные каскады в зависимости от схемы включения усилительного элемента могут сдвигать фазу выходного напряжения относительно входного на π (схема с общим эмиттером) или не сдвигать ее (схема с общим коллектором). Значит, как следует из графика $\varphi = \varphi(f)$ на

рис. 12.4, δ , выполнение условия баланса фаз в генераторе с мостом Вина возможно на частоте, при которой $\varphi = 0$. Это означает, что генератор с мостом Вина должен содержать двухкаскадный усилитель с транзисторами,ключенными по схеме с общим эмиттером.

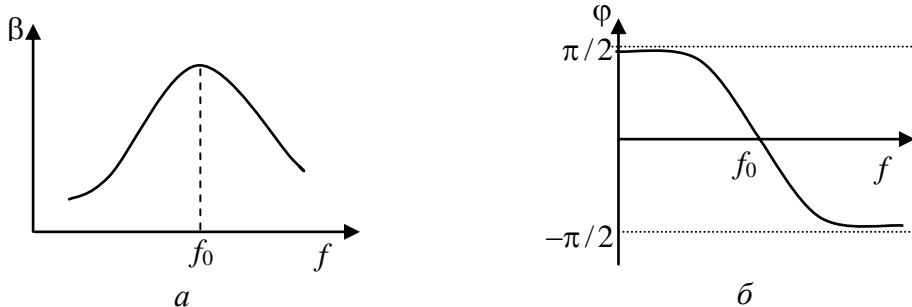


Рис. 12.4

Так как генерация в схеме с мостом Вина возможна для $\varphi = 0$, то, приравнивая числитель выражения (12.9) к нулю, получим

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (12.10)$$

В реальных схемах чаще всего выполняются условия

$$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C. \quad (12.11)$$

С учетом формулы (12.11), выражение (12.10) принимает вид

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ или } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (12.12)$$

Условие баланса амплитуд предполагает, что при положительной обратной связи $K \geq 1/\beta$ ($\Delta\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = 0$), первоначально возникшая какая-либо флюктуация напряжения на входе усилителя, проходя через него и цепь обратной связи, вновь попадает на его вход с амплитудой большей, чем первоначальная. Если бы усилитель имел линейную зависимость $K = \psi(U_{\text{вх}})$, то амплитуда нарастала бы бесконечно, но, поскольку зависимость $K = \psi(U_{\text{вх}})$ нелинейна, рост напряжения обратной связи ограничивается усилителем.

Выражение (12.8) для коэффициента β на частоте ω_0 имеет вид

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}. \quad (12.13)$$

Или, с учетом соотношений (12.11),

$$\beta = 1/3. \quad (12.14)$$

Следовательно, согласно выражению (12.4), генерация в схеме с мостом Вина возможна при значениях $K \geq 3$. Тогда для порога генерации получим

$$K_{\text{крит}} = \frac{1}{\beta_{\text{крит}}} = 3. \quad (12.15)$$

Поскольку в реальных схемах RC -генераторов могут иметь место различные процессы, приводящие к изменению коэффициента усиления K , например изменение напряжения источника питания или ухудшение усиительных свойств транзистора и т. д., то для устойчивой работы автогенератора коэффициент K выбирают выше критического $K > K_{\text{крит}}$. Однако это условие приводит к перегрузке каскадов и искажению формы гармонического сигнала. Для устранения таких искажений в схему генератора вводят цепь местной отрицательной обратной связи, обеспечивающую возбуждение генератора и дальнейшую его работу с незначительным превышением $K_{\text{крит}}$. Используемая при выполнении данной работы принципиальная схема генератора с мостом Вина, собранная на биполярных транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером, и содержащая два каскада усиления, приведена ниже на рис. 12.8.

Для анализа возможности возникновения генерации в схемах с положительной обратной связью используют критерий Найквиста, устанавливающий условия устойчивости данной системы. Критерий устойчивости Найквиста можно сформулировать следующим образом: если амплитудно-фазовая характеристика разомкнутого тракта (рис. 12.5) с ОС охватывает точку с координатами $(1, 0)$, то такая система является неустойчивой.

Анализ самовозбуждения рассмотренного выше RC -генератора с мостом Вина с помощью критерия Найквиста подтверждает полученные выше выражения: если $K > K_{\text{крит}} = 3$, то генерация возможна, а при $K < K_{\text{крит}} = 3$ генерация отсутствует. В последнем случае система представляет собой недовозбужденный генератор или регенерированный усилитель.

При подключении к автогенератору внешней гармонической ЭДС наблюдается явление захвата частоты. Это явление имеет место в полосе

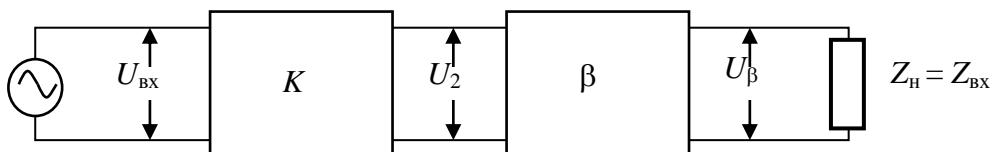


Рис. 12.5

частот, с шириной, пропорциональной отношению амплитуды внешней ЭДС к амплитуде автоколебаний.

RC-генератор с фазовращающей цепью

Фазовращающая цепь (ФВЦ) образуется последовательным включением нескольких RC -цепочек (на рис. 12.6 по 3 RC -цепочки). Сдвиг фазы, создаваемый одной RC -цепочкой, представляющей собой простейший фильтр верхних частот (рис. 12.6 *a*), определяется выражением $\varphi = \arctg(1/\omega RC) = \arctg(1/2\pi f RC)$. Максимальный сдвиг фазы в этом случае составляет 90° при $\omega = 0$ и с ростом ω уменьшается до нуля. Следовательно, для частот $\omega \neq 0$ одна RC -цепочка фильтра верхних частот дает сдвиг $\varphi < 90^\circ$, две RC -цепочки – $\varphi < 180^\circ$, а три RC -цепочки – $\varphi < 270^\circ$. Подобные рассуждения для простейшего фильтра нижних частот приводят к аналогичным результатам. Следовательно, для получения фазового сдвига в $\pm 180^\circ$ надо включать, как минимум, три RC -цепочки, каждая из которых будет поворачивать фазу на угол $\varphi = \pm 60^\circ$.

Найдем коэффициент передачи цепочки, изображенной на рис. 12.6, *b*, если положить для нее $C_1 = C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R_3 = R$. Очевидно, что

$$\begin{aligned} \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) i_1 - \frac{1}{j\omega C} i_2 &= U_{\text{вх}}, \\ -\frac{1}{j\omega C} i_1 + \left(R + \frac{2}{j\omega C} \right) i_2 - \frac{1}{j\omega C} i_3 &= 0, \\ -\frac{1}{j\omega C} i_2 + \left(R + \frac{2}{j\omega C} \right) i_3 &= 0. \end{aligned} \quad (12.16)$$

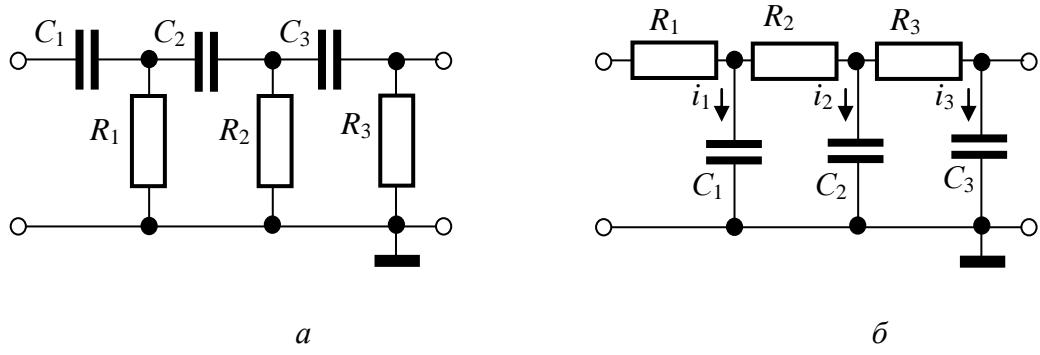


Рис. 12.6

Решение уравнения (12.16) относительно тока i_3 дает для него следующее значение:

$$i_3 = U_{\text{вх}} j \omega C \frac{1}{- [5(\omega RC)^2 - 1] + j [5(\omega RC)^2 - 1]}. \quad (12.17)$$

Напряжение на выходе этой цепи

$$U_{\text{вых}} = i_3 \frac{1}{j \omega RC}. \quad (12.18)$$

Тогда из соотношений (12.17), (12.18) следует, что

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{1}{- [5(\omega RC)^2 - 1] + j [(\omega RC)^3 - 6\omega RC]} = \\ &= \frac{[5(\omega RC)^2 - 1]}{- [5(\omega RC)^2 - 1] + j [(\omega RC)^3 - 6\omega RC]} - \\ &\quad - j \frac{(\omega RC)^3 - 6\omega RC}{[5(\omega RC)^2 - 1]^2 + [(\omega RC)^3 - 6\omega RC]^2}. \end{aligned} \quad (12.19)$$

Фазовый сдвиг, вносимый такой цепью на частоте генерации, равен 180° . При этом коэффициент обратной связи β на этой частоте должен быть действительной величиной. Приравнивая к нулю мнимую часть уравнения (12.19), получим для частоты генерации

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC} \text{ или } f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}. \quad (12.20)$$

Модуль коэффициента передачи $\dot{\beta}$, определяемый формулой (12.19), на частоте генерации ω_0 равен

$$\beta = \frac{1}{5(\omega RC)^2 - 1} = \frac{1}{29}. \quad (12.21)$$

Частотная и фазовая характеристики ФВЦ монотонны. На рис. 12.7, a, b представлены характеристики для цепи рис. 12.6, a , на рис. 12.7, c, φ – для цепи рис. 12.6, b . Используемая в работе принципиальная схема генератора с фазовращающей цепью приведена далее на рис. 12.12.

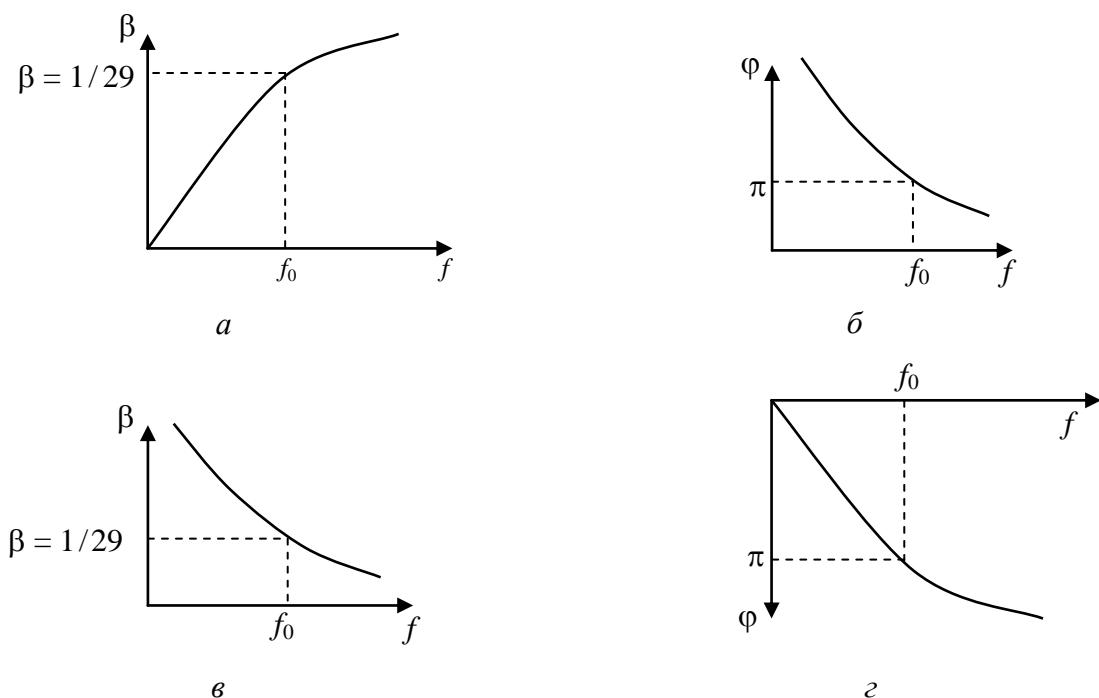


Рис. 12.7

Расчетное задание

1. Рассчитать для моста Вина в схеме рис. 12.8 величины R и C . Значения частоты генерации f_0 приведены согласно заданному варианту в табл. 12.1.

Таблица 12.1

Вариант		1	2	3	4	5	6	7	8	9
f_0 , кГц	МВ	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6
	ФВЦ	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0

2. Рассчитать и построить в полярных координатах амплитудно-фазовую характеристику (годограф Найквиста) разомкнутого тракта генератора с мостом Вина. Расчеты выполнить по выражениям (12.8) и (12.9) ($C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$), исключив ω . Для трех значений K : 2,8; 3,0; 3,2 построить годограф Найквиста.

3. Согласно заданному варианту рассчитать величины R и C для фазовращающей цепи.

4. Рассчитать элементы схемы усилителя для генератора с фазовращающей цепью (см. рис. 12.12).

Лабораторное задание и методические указания

RC-генератор с мостом Вина

1. Собрать на монтажной плате стенда схему *RC*-генератора с мостом Вина, согласно рис. 12.8, проверить ее работоспособность (наличие генерации). Элементы *R* и *C* моста Вина взять согласно выполненным расчетам.

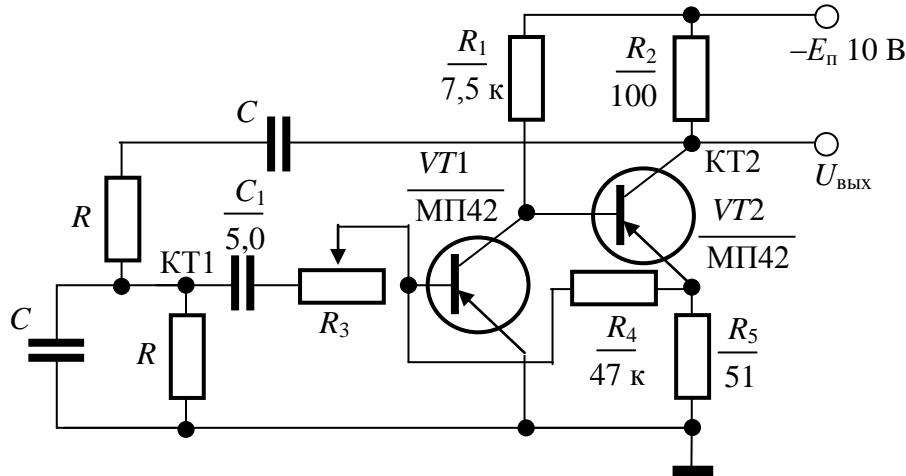


Рис. 12.8

После сборки схемы:

а) подключить к ней источник питания, установив напряжение $E_{\text{п}} = 10 \text{ В}$. Подключить осциллограф к коллектору транзистора VT_2 (КТ2, \perp) и, изменяя величину R_3 , наблюдать на экране осциллографа появление генерации;

б) если генерация отсутствует, то установить сопротивление R_3 на минимум и измерить постоянное напряжение $U_{\text{k}2}$ на коллекторе транзистора VT_2 (КТ2, \perp). Величина этого напряжения должна находиться в интервале от 6,5 до 8,5 В. Если это условие не выполняется, то подбором величины резистора R_5 добиться необходимого значения $U_{\text{k}2}$. Следует учитывать, что с увеличением R_5 напряжение $U_{\text{k}2}$ уменьшается, а с уменьшением $R_5 - U_{\text{k}2}$ увеличивается.

Изменяя сопротивление R_3 , добиться появления генерации, а затем установить R_3 в положение, соответствующее порогу генерации, т. е. когда на экране осциллографа будет наблюдаться гармонический сигнал с минимальными искажениями.

2. Определить частоту *RC*-генератора f'_0 методом фигур Лиссажу. Для этого на вход Y осциллографа подать сигнал с *RC*-генератора, а на вход X – сигнал с генератора низкой частоты. Добиться появления на

экране осциллографа эллипса или круга, что будет означать равенство частот обоих генераторов. Сравнить экспериментальное и расчетное значение f'_0 и f_0 .

3. Измерить осциллографом напряжение $U'_{\text{стаци}}$. Измерения провести для положения R_3 , которое соответствует порогу генерации. Осциллограф подключается к точкам КТ1, \perp схемы.

Усилитель

4. Снять и построить графически амплитудную характеристику $U_{\text{вых}} = \Psi_1(U_{\text{вх}})$ усилителя. Для этого:

а) отключить обратную связь в RC -генераторе (отпаять от входа усилителя мост Вина) и привести схему в соответствие с рис. 12.9;

б) установить на ГНЧ сигнал частоты f'_0 с амплитудой $U_{\text{вх}} = 100$ мВ и подобрать, изменяя значение R_3 , коэффициент усиления усилителя $K_1 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 3,3$.

Изменяя $U_{\text{вх}}$ до величины, при которой в выходном сигнале появляются заметные нелинейные искажения, снять зависимость $U_{\text{вых}} = \Psi_1(U_{\text{вх}})$. Данные занести в табл. 12.2.

5. Построить по данным табл. 12.2 график $K = \Psi(U_{\text{вх}})$ (аналогично рис. 12.2) и по нему определить значение $U_{\text{стаци}}$. Сравнить значения $U_{\text{стаци}}$ и $U'_{\text{стаци}}$ по данным п. 3.

Таблица 12.2

$U_{\text{вх}}, \text{мВ}$							
$U_{\text{вых}}, \text{мВ}$							
$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$							

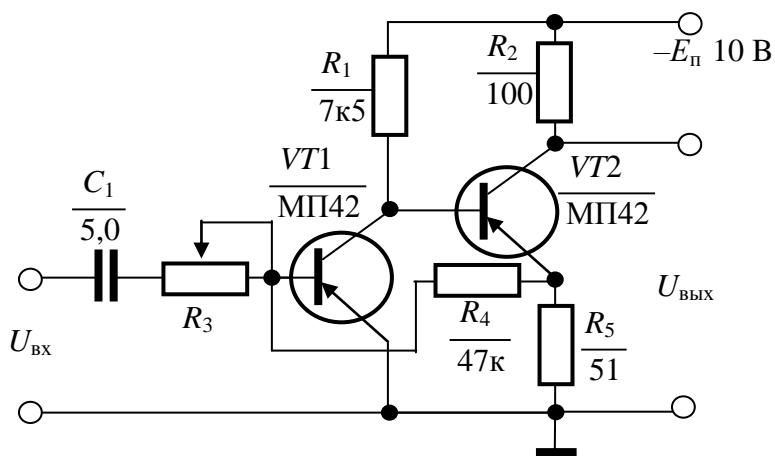


Рис. 12.9

Генератор с разомкнутым трактом

6. Собрать схему, согласно рис. 12.10, и снять АЧХ и ФЧХ разомкнутого тракта для двух значений коэффициента усиления усилителя: $K_1 = 3,3$ и $K_2 = 2,7$.

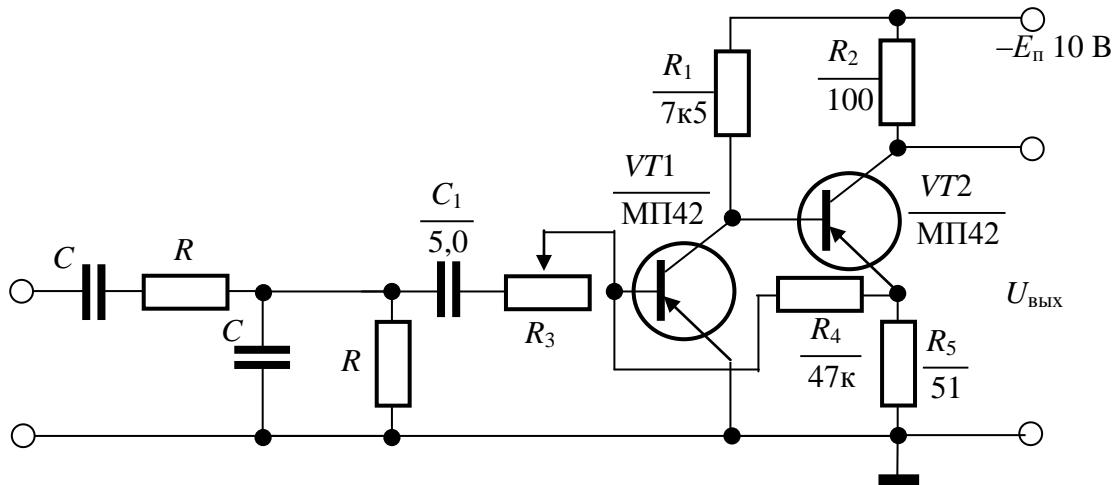


Рис. 12.10

Коэффициент усиления усилителя устанавливается как описано в п. 4 (б). АЧХ и ФЧХ разомкнутого тракта снимается в диапазоне частот 20 Гц \div 20 кГц. Величина напряжения, подаваемого с генератора, выбирается такой, чтобы на частоте f'_0 не было искажений в форме сигнала, снимаемого с коллектора транзистора $VT2$. Полученные данные свести в табл. 12.3, в которой угол φ – сдвиг фазы между входным и выходным напряжением.

Таблица 12.3

f , кГц							
$U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$, при $K_1 = 3,3$							
φ , град при $K_1 = 3,3$							
$U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$, при $K_2 = 2,7$							
φ , град при $K_2 = 2,7$							

7. По данным табл. 12.3 построить годограф Найквиста для двух значений $K_1 = 3,3$ и $K_2 = 2,7$.

Регенерированное усиление

8. Снять АЧХ регенерированного усилителя. Для этого следует в схеме, изображенной на рис. 12.9, установить коэффициент усиления $K = 2,7$ по методике, изложенной в п. 4 (б), а затем собрать схему по рис. 12.11.

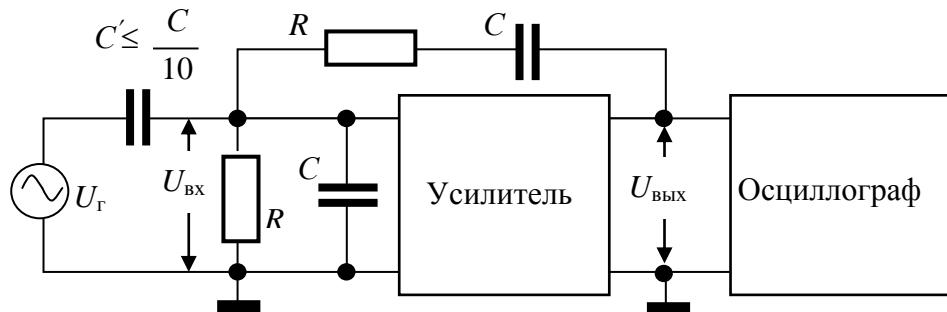


Рис. 12.11

Установить частоту ГНЧ $f = f'_0$ и величину напряжения $U_{\text{вх}}$, близкую к $U'_{\text{стаци}}$ ($U_{\text{вх}} < U'_{\text{стаци}}$). Изменяя частоту ГНЧ ($U_{\text{вх}} = \text{const}$) в обе стороны от f'_0 , определить частоты, для которых $U_{\text{вых}} / U_{\text{вых макс}}$ принимает значения, указанные в табл. 12.4. Выполнить аналогичные измерения для $K = 2,0$. Данные занести в табл. 12.4.

Таблица 12.4

$U_{\text{вых}} / U_{\text{вых макс}}$	0,2	0,5	0,7	1,0	0,7	0,5	0,2
f , при $K = 2,7$							
f , при $K = 2,0$							

По полученным данным построить, согласно табл. 12.4, АЧХ регенерированного усилителя. Объяснить особенности полученной АЧХ.

Захват частоты в автогенераторе

9. Определить полосу захвата частоты RC -генератором с мостом Вина как функцию напряжения ГНЧ. Для этого в схеме рис. 12.11: а) установить на ГНЧ частоту $f = f'_0$; б) добиться начала генерации RC -генератора (положение R_3 соответствует порогу генерации); в) установить на ГНЧ $U_{\text{вх}} = 40$ мВ и, изменяя частоту вблизи f'_0 , определить частоты $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$, соответствующие границам полосы захвата. Границные частоты $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ определяются по прекращению биений, которые фиксируются осциллографом.

10. Повторить измерения, согласно п. 9, установив при этом на ГНЧ $U_{\text{вх}} = 70$ мВ, а затем $U_{\text{вх}} = 100$ мВ.

RC -генератор с фазовращающей цепью

11. Собрать, согласно расчетам, схему RC -генератора с фазовращающей цепью (рис. 12.12) и проверить ее работоспособность.

12. Определить частоту генерации RC -генератора с фазоврашающей цепью и сравнить ее с расчетной.

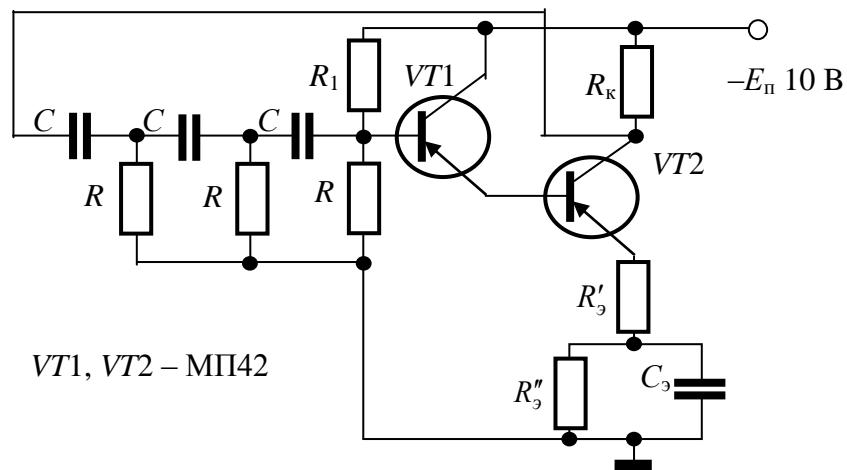


Рис. 12.12

Контрольные вопросы

1. Сформулируйте условия самовозбуждения генератора.
2. Какими параметрами схемы определяется частота генерации RC -генератора?
3. Каково назначение моста Вина?
4. Как обеспечивается гармоническая форма генерируемых колебаний в RC -генераторах?
5. Сформулируйте критерий устойчивости Найквиста.
6. Объясните явление регенерации.
7. Объясните явление захвата частоты в автогенераторах.

Лабораторная работа № 13

МУЛЬТИВИБРАТОР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Цель работы. Изучить работу мультивибратора с коллекторно-базовыми связями в автоколебательном режиме, рассчитать и исследовать схему симметричного и несимметричного мультивибраторов.

Мультивибратор является генератором релаксационного типа. В таких устройствах происходит чередование медленных и быстрых процессов. Колебания, генерируемые мультивибратором, имеют сложную форму, чаще всего близкую к прямоугольной. Спектр частот таких колебаний очень широкий, что и определило название мультивибратора как генератора множества колебаний.

В радиоэлектронных устройствах мультивибраторы выполняют функции задающих генераторов, делителей частоты следования импульсов, расширителей импульсов и т. д. Широкий диапазон применения мультивибраторов определил разновидности их схем.

Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (рис. 13.1) представляет собой два усилителя, собранных по схеме с общим эмиттером и охваченных цепью глубокой положительной обратной связи: выход усилителя на транзисторе $VT1$ через цепочку C_1R_{62} подключен к входу каскада на транзисторе $VT2$, а выход усилителя на транзисторе $VT2$ через цепочку C_2R_{61} – ко входу каскада на транзисторе $VT1$.

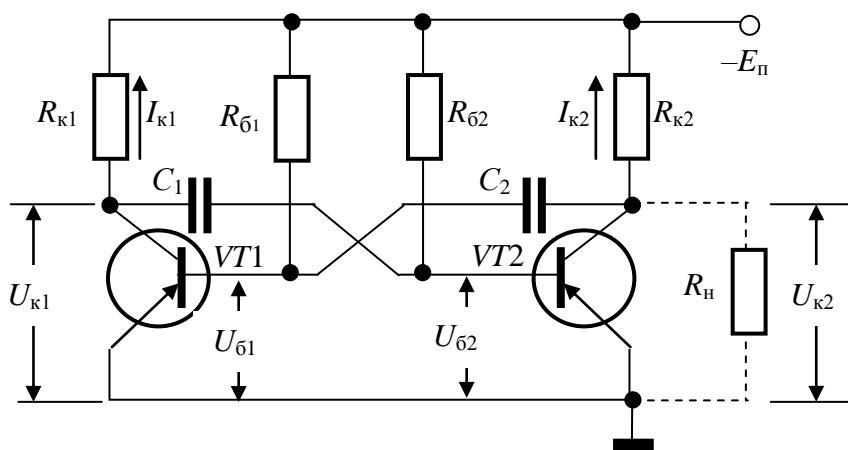


Рис. 13.1

Как известно, для существования стационарных колебаний в генераторе необходимо выполнение условий баланса фаз и баланса амплитуд. В данной схеме баланс фаз обеспечивается тем, что в каждом из двух усилителей напряжение на выходе сдвинуто по отношению к входному на 180° , и в итоге полный сдвиг фаз по всей цепи обратной связи составляет 360° . Баланс амплитуд обеспечивается необходимыми коэффициентами усиления по напряжению каждого из усилителей. Обратная связь включается при работе каскадов в активном режиме в момент переключения и отключается, когда в схеме начинают протекать медленные процессы заряда и перезаряда конденсаторов. В симметричном мультивибраторе соблюдаются следующие соотношения между элементами: $R_{k1} = R_{k2} = R_k$, $R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $C_1 = C_2 = C$, а транзисторы по параметрам должны быть идентичны.

Процесс самовозбуждения мультивибратора, т. е. возникновения в нем колебаний, можно пояснить следующим образом. Предположим, что после включения схемы оба транзистора открыты и через них текут равные по величине и направлению коллекторные токи i_{k1} и i_{k2} . Но это состояние неустойчиво. В самом деле, пусть вследствие какой-либо флуктуации произойдет увеличение тока i_{k1} . Это увеличение i_{k1} вызывает рост падения напряжения на резисторе R_{k1} и снижение по абсолютной величине напряжения U_{k1} на некоторое малое значение ΔU_{k1} (рис. 13.1). Этот перепад напряжений ΔU_{k1} через цепочку обратной связи C_1R_{b2} передается на базу транзистора $VT2$ и вызывает уменьшение тока в нем, что в свою очередь приводит к росту по абсолютной величине напряжения U_{k2} на величину ΔU_{k2} . А этот перепад напряжений через цепочку C_2R_{b1} передается на базу транзистора $VT1$ и вызывает дальнейшее увеличение тока в нем. За счет усилительных свойств каскадов такие скачки напряжений лавинообразно нарастают, и транзистор $VT1$ в течение очень короткого периода времени оказывается открытым, а $VT2$ – закрытым. Обычно параметры схемы выбирают так, что открывшийся транзистор находится в режиме насыщения. При этом положительная обратная связь обрывается и лавинообразный процесс прекращается. Потенциалы всех электродов открытого транзистора приблизительно одинаковы и близки к нулю, поэтому в данном случае принято говорить о том, что «транзистор стягивается в точку».

Медленные процессы в схеме мультивибратора удобно рассматривать с помощью временных диаграмм, представленных на рис. 13.2, и цепей зарядки и перезарядки емкостей – на рис. 13.3.

Рассмотрим процессы, протекающие в симметричном мультивибраторе, начиная с некоторого момента времени $t = t_0$ (рис. 13.2). Пусть в этот момент очередной лавинообразный процесс закончился, и транзистор $VT1$ закрывается, а $VT2$ открывается. Потенциал коллектора $VT1$ относительно эмиттера быстро нарастает по абсолютной величине и $U_{k1\ VT1} \rightarrow E$, а потенциал коллектора $U_{k1\ VT2} \rightarrow 0$. С момента $t > t_0$ конденсатор C_1 заряжается по цепи (рис. 13.3, a): $+E_{\pi} \rightarrow$ эмиттер-база открытого транзистора $VT2 \rightarrow C_1 \rightarrow R_{k1} \rightarrow -E_{\pi}$. Длительность этого процесса определяется постоянной времени $\tau_3 = C_1 R_{k1}$, которая определяет задний фронт коллекторного импульса (рис. 13.2, участок ab'). На участке cd идет перезарядка C_2 по цепи $+E_{\pi} \rightarrow$ эмиттер-коллектор открытого транзистора $VT2 \rightarrow C_2 \rightarrow R_{61} \rightarrow -E_{\pi}$ (рис. 13.3, b).

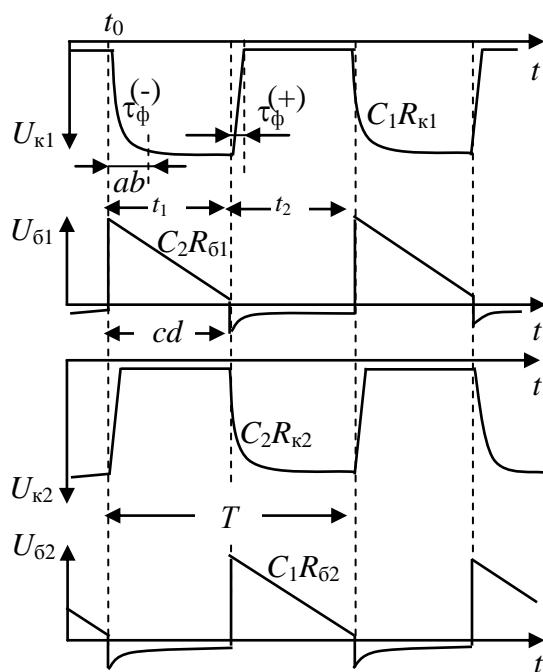


Рис. 13.2

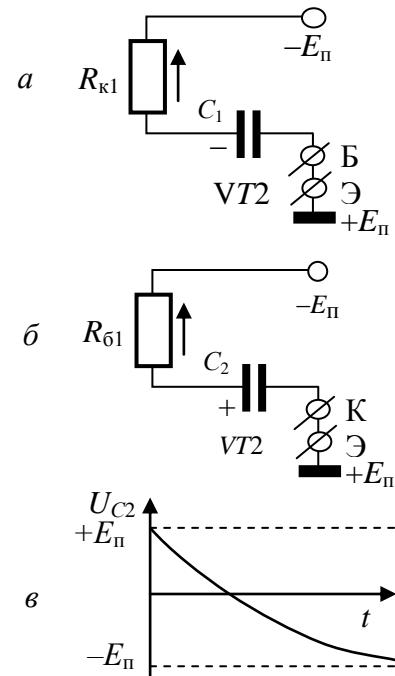


Рис. 13.3

Если бы цепь, изображенная на рис. 13.3, b , в схеме «была изолирована», то перезарядка C_2 произошла бы полностью, и знак заряда на его обкладках стал бы обратным начальному (рис. 13.3, v). Но в схеме мультивибратора U_{C2} определяет потенциал базы U_{61} , и на отрезке времени от t_0 до $(t_0 + T/2)$ напряжение U_{C2} удерживает $VT1$ в закрытом состоянии. К моменту $t = (t_0 + T/2)$ напряжение U_{C2} становится близким к нулю, и транзистор

$VT1$ открывается. В схеме вновь возникает лавинообразный процесс, описанный выше, после окончания которого в плече схемы на $VT2$ возникнут процессы, аналогичные протекавшим на отрезке $(t_0 + T/2)$ в плече схемы на $VT1$.

В общем случае полный цикл автоколебательного процесса в мультивибраторе состоит из двух полупериодов колебаний t_1 и t_2 . В симметричном мультивибраторе длительности полупериодов t_1 и t_2 одинаковы, а весь период колебаний T можно определить по формуле

$$T \approx CR_6 \ln 2 \approx 1,4CR_6. \quad (13.1)$$

Расчет симметричного мультивибратора

При расчете мультивибратора обычно считаются заданными амплитуда выходных импульсов U_m , период колебаний T или длительность полупериодов t_1 и t_2 для несимметричного мультивибратора, длительность положительного $\tau_{\phi}^{(+)}$ и отрицательного $\tau_{\phi}^{(-)}$ фронтов импульсов коллекторного напряжения. В этом случае можно рекомендовать следующий порядок расчета схемы.

1. Определяем напряжение источника питания в зависимости от необходимой амплитуды U_m выходных импульсов

$$E_n = (1,1 \div 1,2)U_m, \quad (13.2)$$

т. к. $U_m \approx E_n - I_{k0 \text{ макс}}^* R_k$. Здесь $I_{k0 \text{ макс}}^*$ – обратный ток коллекторного перехода при максимальной температуре.

2. Выбираем тип транзистора, согласно следующим условиям:

а) для обеспечения надежности работы схемы допустимое напряжение коллектор–база должно быть $U_{kb \text{ доп}} \geq 2E_n$;

б) частотные свойства транзистора должны обеспечивать получение заданной длительности положительного фронта импульса $\tau_{\phi}^{(+)}$ (рис. 13.2)

$$\tau_{\phi}^{(+)} \approx \frac{0,3 \div 0,5}{2\pi f_{rp}}, \quad (13.3)$$

а также максимальной частоты следования $f_{\text{макс}}$ генерируемых импульсов

$$f_{\text{макс}} \leq f_{\text{гр}}, \quad (13.4)$$

где $f_{\text{гр}}$ – граничная частота усиления транзистора.

3. Рассчитываем величину сопротивления R_k , учитывая, что:

а) минимальная величина R_k ограничена неравенством

$$R_k \text{ мин} \geq E_n / I_{k \text{ доп}}; \quad (13.5)$$

б) для обеспечения амплитуды выходного импульса необходимо, чтобы

$$R_k \leq U_m / I_{k0 \text{ макс}}^*; \quad (13.6)$$

в) для исключения влияния нагрузки R_h на работу схемы должно быть выполнено условие

$$R_k \leq (0,1 \div 0,2) R_h. \quad (13.7)$$

Если R_h мало, то для согласования выхода мультивибратора с нагрузкой следует использовать эмиттерный повторитель. В зависимости от мощности транзистора величину сопротивления R_k выбирают в диапазоне от 300 Ом до 3 кОм.

4. Величину сопротивлений R_6 выбираем из соотношения

$$R_6 \approx 10R_k. \quad (13.8)$$

5. Для симметричного мультивибратора времязадающая емкость C рассчитывается по формуле

$$C = \frac{T}{1,4R_6}. \quad (13.9)$$

При этом минимальная величина емкости C должна удовлетворять неравенству

$$C > C_{\text{мин}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{гр}} R_k}. \quad (13.10)$$

6. Длительность положительного фронта импульса коллекторного напряжения определяем по формуле (13.3).

7. Рассчитываем длительность отрицательного фронта импульса, которая определяется постоянной времени заряда емкости

$$\tau_{\phi}^{(-)} \approx 2,3CR_k. \quad (13.11)$$

Расчетное задание

1. Рассчитать по формулам (13.1)–(13.11) симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми связями, если длительность положительного фронта импульса $\tau_{\phi}^{(+)} \leq 1$ мкс. Данные для величин U_m , T и R_h взять согласно варианту в табл. 13.1. Справочные данные транзисторов приведены в прил. 5.

Таблица 13.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_m , В	6	7	8	9	10	6	7	8	9
T , мкс	100	125	150	175	200	225	250	300	325
R_h , кОм	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	5,6	9,1	10

2. Нарисовать схему симметричного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями и указать на ней все номинальные значения элементов.

Лабораторное задание и методические указания

1. Собрать на монтажном стенде схему симметричного мультивибратора, согласно выполненному расчету, и проверить ее работоспособность.

2. Зарисовать осцилограммы коллекторных и базовых импульсов обоих транзисторов мультивибратора. При снятии осцилограмм напряжений следует пользоваться внешней синхронизацией и открытым входом осциллографа, предварительно определив на экране осциллографа положение оси времени (нулевого уровня).

3. Определить амплитуду коллекторных импульсов U_m , длительность периода T и полупериода колебаний t_i , длительность положительного $\tau_{\phi}^{(+)}$ и отрицательного фронта $\tau_{\phi}^{(-)}$ коллекторных импульсов мультивибратора.

Полученные величины указать на соответствующих осцилограммах.

При определении $\tau_{\phi}^{(+)}$ и $\tau_{\phi}^{(-)}$ развертка осциллографа должна быть такой, чтобы большую часть его экрана занимали исследуемые участки импульса.

4. Исследовать зависимость длительности полупериодов колебаний t_1 , t_2 и частоты их следования f' от величины сопротивления R_b для несиммет-

ричного мультивибратора. Несимметричный мультивибратор можно получить, подключив вместо сопротивления одного из плеч R_b резисторы других номиналов, в качестве которых могут быть выбраны следующие: $R_b/3$, $R_b/2$, $2R_b$, $3R_b$, где R_b – рассчитанное ранее номинальное значение. Данные измерений занести в табл. 13.2.

Таблица 13.2

R_b , кОм				
t_1 , мкс				
t_2 , мкс				
f' , кГц				

Контрольные вопросы

1. Как выполняются условия баланса фаз и баланса амплитуд в мультивибраторе?
2. Какие процессы называются быстрыми, как они протекают в мультивибраторе? Чем определяется их длительность?
3. Какие процессы называются медленными, как они протекают в мультивибраторе? Чем определяется их длительность?
4. Какие параметры схемы определяют форму генерируемых колебаний? Как получить импульсы максимально прямоугольной формы?
5. Чем определяется длительность положительного и отрицательного фронтов коллекторного импульса?

Лабораторная работа № 14

ЖДУЩИЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Цель работы. Изучение основных принципов работы ждущего мультивибратора с эмиттерной связью и экспериментальное определение его параметров и характеристик.

Схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью и временные диаграммы изменения напряжения в схеме показаны соответственно на рис. 14.1. и 14.2.

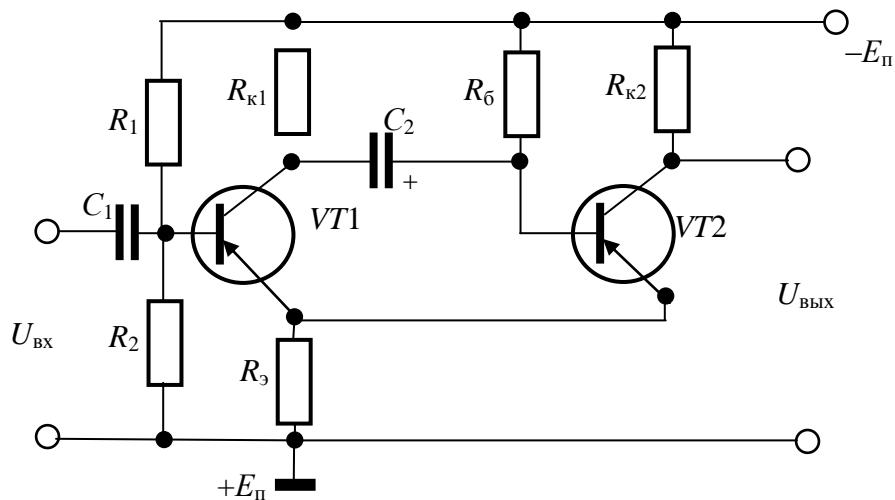


Рис. 14.1

В исходном состоянии транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт и находится в насыщении. Данное состояние транзисторов обеспечивается выбором элементов схемы R_1 , R_2 и R_6 . Транзистор VT_1 заперт, так как напряжение на резисторе R_6 больше, чем напряжение, подаваемое на его базу с делителя $R_1 - R_2$. Конденсатор C_2 заряжен до напряжения $U_C \approx U_{K1} - U_{\Theta 1}$.

При отпирании транзистора VT_1 входным импульсом отрицательной полярности положительный перепад напряжения с его коллектора передается на базу транзистора VT_2 . В результате этого транзистор VT_2 подзапирается и его ток эмиттера уменьшается, что в свою очередь приводит к тому, что напряжение между базой и эмиттером VT_1 становится более отрицательным и он еще больше отпирается. Данный процесс приводит к полному запиранию транзистора VT_2 и переходом транзистора VT_1 в состояние насыщения.

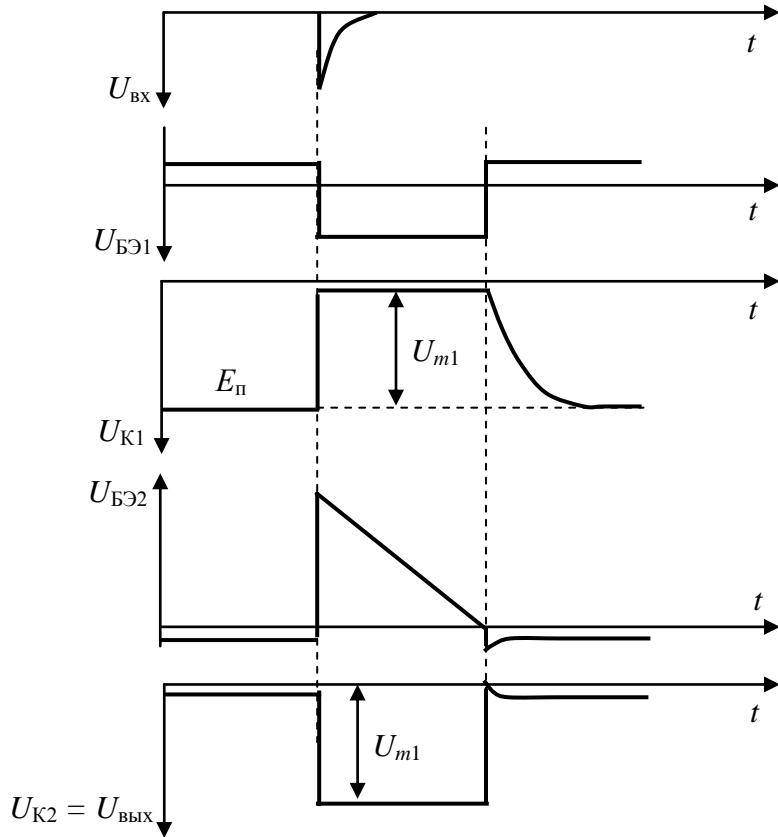


Рис.14.2.

С отпиранием $VT1$ начинается перезарядка конденсатора C_2 по цепи: $+E_{\text{II}} \rightarrow R_5 \rightarrow$ эмиттер, коллектор открытого транзистора $VT1 \rightarrow C_2 \rightarrow R_6 \rightarrow -E_{\text{II}}$. В соответствии с полярностью напряжения конденсатор C_2 удерживает транзистор $VT2$ в запертом состоянии до тех пор, пока напряжение на нем не окажется близким к нулю и $VT2$ откроется. Возникает регенеративный процесс обратного опрокидывания, завершающийся запиранием транзистора $VT1$ и насыщением $VT2$. Далее идет восстановление исходного устойчивого состояния: зарядка конденсатора C_2 и установление первоначальных значений напряжения на электродах транзисторов.

Длительность выходного импульса, снимаемого с коллектора транзистора $VT2$, зависит от постоянной времени перезарядки конденсатора C_2 , которая равна

$$\tau_p \approx C_2 R_6. \quad (14.1)$$

Возврат схемы в исходное (устойчивое) состояние определяется цепью зарядки конденсатора C_2 : $+E_n \rightarrow R_3 \rightarrow$ эмиттер, база транзистора $VT2 \rightarrow C_2 \rightarrow R_{k1} \rightarrow -E_n$. Постоянная времени данного процесса находится по формуле

$$\tau_3 \approx C_2(R_{k1} + R_3). \quad (14.2)$$

Для нормальной работы ждущего мультивибратора необходимо, чтобы период следования запускающих импульсов был больше длительности генерируемого импульса на время восстановления, которое равно $3\tau_3$. Из сказанного выше можем записать неравенство

$$T > t_u + 3\tau_3. \quad (14.3)$$

Расчет ждущего мультивибратора с эмиттерной связью

Исходными данными при расчете элементов схемы ждущего мультивибратора являются частота следования запускающих импульсов f_3 , амплитуда U_m и длительность t_u выходного импульса.

Расчет каскада производим в следующем порядке:

1. Задаем величину напряжения источника питания

$$E_n \geq (1,1 \div 1,2)U_m. \quad (14.4)$$

2. Рассчитываем сопротивление резистора R_{k2}

$$R_{k2} = \frac{U_m}{I_{kh}}, \quad (14.5)$$

где I_{kh} – ток насыщения транзистора $VT2$.

3. Сопротивление резистора R_{k1} находится из выражения

$$R_{k1} = (2 \div 6)R_{k2}, \quad (14.6)$$

выполнение которого необходимо для поддержания исходного состояния ждущего мультивибратора (транзистор $VT1$ заперт, а $VT2$ – открыт).

4. Рассчитываем сопротивление резистора R_3

$$R_3 = \frac{E_n}{I_{kh}} - R_{k2}. \quad (14.7)$$

5. Определяем сопротивление резистора R_6

$$R_6 = \frac{h_{21}R_{k2}}{S} , \quad (14.8)$$

где h_{21} – среднее значение коэффициента усиления по току транзистора $VT2$, а S – коэффициент насыщения, который берем равным двум.

6. Рассчитываем сопротивления делителя (резисторы R_1 и R_2) в цепи базы транзистора $VT1$. Сопротивление резистора R_2 обычно задается в пределах $R_2 = (5 \div 10) \text{ кОм}$, тогда R_1 находится по формуле

$$R_1 = \frac{E_n - U_{B\bar{E}1}}{U_{B\bar{E}1}} R_2 , \quad (14.9)$$

где величина напряжения $U_{B\bar{E}1} = (0,75 \div 1) \text{ В}$.

7. Емкость конденсатора C_2 находим, используя выражение (14.1)

$$C_2 = \frac{t_u}{2,3R_6 \lg \frac{2R_{k1}R_{k2} + R_3(R_{k1} + R_{k2})}{R_{k2}(R_3 + R_{k1})}} . \quad (14.10)$$

8. Рассчитываем время восстановления исходного состояния схемы

$$t_B = 3C_2(R_{k1} + R_3) . \quad (14.11)$$

Расчетное задание

1. Рассчитать по формулам (14.4)–(14.11) ждущий мультивибратор с эмиттерной связью на биполярном транзисторе МП-26, согласно варианту, заданному в таблице. Величину тока насыщения I_{kh} взять в пределах $20 \div 40 \text{ мА}$.

Таблица 14.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$f_3, \text{ кГц}$	0,8	1	1,3	1,5	2	2,5	3	4	2
$U_m, \text{ В}$	5	6	7	8	5	8	7	6	5
$t_u, \text{ мкс}$									

2. Рассчитать элементы дифференцирующей цепи C_{Δ} и R_{Δ} , задавшись постоянной времени $\tau = C_{\Delta} R_{\Delta} = 0,1 \frac{1}{4\pi f_3}$.

Лабораторное задание и методические указания

1. Собрать на лабораторном стенде ждущий мультивибратор по схеме рис. 14.3 согласно выполненному расчету.

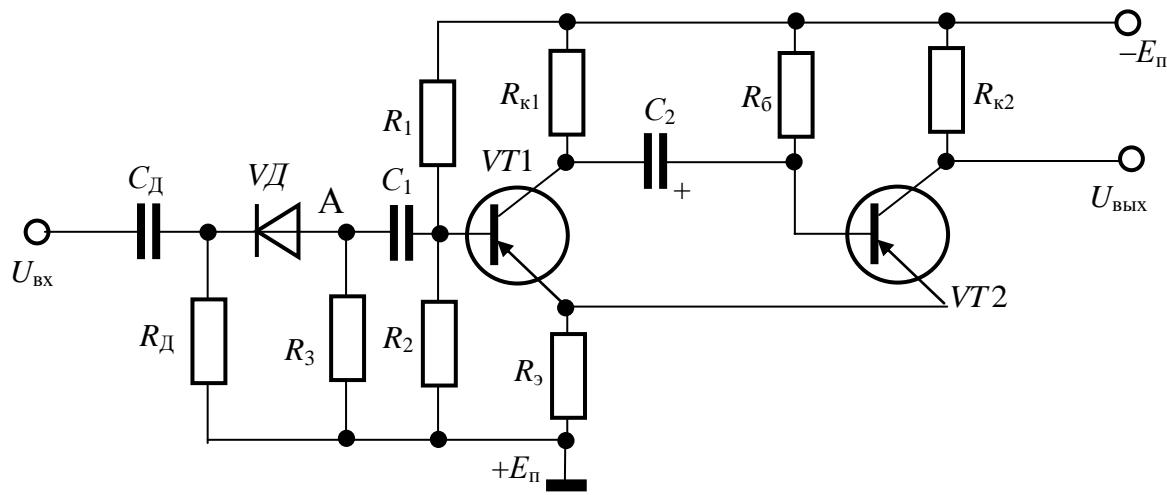


Рис. 14.3

Номинальное значение емкости конденсатора $C_1 = 5,0 \text{ мкФ}$. Номинальное значение резистора R_3 взять в пределах $300 \text{ Ом} \div 1,5 \text{ кОм}$.

2. Подать на вход исследуемой схемы с генератора импульсы прямоугольной формы с частотой согласно индивидуального задания и амплитудой $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$. Снять, зарисовать и оцифровать осцилограммы изменения напряжений $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{б1}}$, $U_{\text{к1}}$, $U_{\text{б2}}$, $U_{\text{к2}} = U_{\text{вых}}$, а также в контрольной точке А. Все полученные осцилограммы для наглядности разместить одна под другой.

3. Уменьшать входное напряжение, подаваемое с генератора, до тех пор, пока не произойдет срыв в работе ждущего мультивибратора. Измерить величину данного напряжения ($U_{\text{вх мин}}$).

4. При значении входного напряжения, заданного в п. 2, увеличивать частоту следования импульсов, подаваемых с генератора, до возникновения

срыва в работе ждущего мультивибратора. Зафиксировать значение данной частоты $f_{\text{вх макс.}}$.

5. Измерить длительности переднего и заднего фронтов выходных импульсов ждущего мультивибратора.

Контрольные вопросы

1. Какими элементами обеспечивается исходное состояние схемы, когда транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ находится в насыщении?
2. Чем определяется длительность выходного импульса?
3. Чем определяется период запускающих импульсов?

УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ПРОТОКОЛА К РАБОТЕ

Отчет должен содержать:

1. Фамилию, имя, отчество студента, номер группы.
2. Название работы.
3. Цель исследования.
4. Исходные данные и методику расчета исследуемых схем (здесь же приводятся необходимые графические зависимости).
5. Рассчитанные схемы с указанием номиналов элементов по стандарту.
6. Название выполняемого пункта задания.
7. Блок-схему исследования (генераторы, вольтметры, осциллограф, исследуемую схему и т. п. с электрическими связями между ними) с необходимыми пояснениями.
8. Таблицы рассчитанных и экспериментальных зависимостей в виде удобном для анализа.
9. Графические зависимости рассчитанных и экспериментальных данных с нанесенными точками и выполненные на одном рисунке для каждого случая.
10. Оцифрованные осциллограммы.
11. Выводы и оценку полученных результатов.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Электронный осциллограф

Электронный осциллограф (ЭО) – измерительный прибор широкого назначения, предназначенный для визуального наблюдения, а также измерения амплитудных и временных параметров непрерывных и импульсных сигналов. Исследуемый процесс чаще всего отображается на экране осциллографа в декартовой системе координат, в виде функциональной зависимости напряжения от времени $U=f(t)$. При этом ось абсцисс является осью времени, а по оси ординат откладывается напряжение.

По назначению и принципу действия ЭО можно разделить на универсальные, стробоскопические, скоростные, запоминающие и специальные. По числу одновременно наблюдаемых сигналов ЭО могут быть одно-, двух- и многолучевыми. Любой осциллограф состоит из электроннолучевой трубы (ЭЛТ), каналов управления лучом (каналов X и Y), измерительных устройств и блока питания (рис. п1.1, *a*). По каналу Y поступает исследуемое входное напряжение U_y , а по каналу X – напряжение развертки, вызывающее отклонение луча. Одновременное действие этих двух напряжений обуславливает появление на экране ЭЛТ изображения исследуемой зависимости $U=f(t)$. Кроме того, по каналу Z может подаваться напряжение для управления яркостью электронного луча. В двух- и многолучевых осциллографах имеются дополнительные каналы вертикального отклонения по числу лучей с общим управлением по развертке.

К основным техническим данным ЭО относятся полоса пропускания каналов X и Y , чувствительность или обратная ей величина – коэффициент отклонения, входное сопротивление и входная емкость. К техническим данным относятся: чувствительность, разрешающая способность, граничная частота и световые свойства экрана.

Измерение фазового сдвига с помощью осциллографа. С помощью осциллографа можно приблизенно измерять фазовый сдвиг между двумя синусоидальными сигналами. Для этого используется метод линейной развертки и метод эллипса.

Метод линейной развертки. Для проведения фазовых измерений этим методом необходим двухлучевой осциллограф. Подавая сигналы U_{y1} и U_{y2} , сдвиг фаз, между которыми необходимо измерить, на входах Y_1 и Y_2 выбирают частоту развертки такой, чтобы обеспечить удобное измерение отрезков ab и ac по шкале экрана осциллографа (рис. П.1.1). При этом обычно ам-

плитуды сигналов подбираются одинаковыми. Тогда фазовый сдвиг ϕ в градусах определяется с помощью соотношения

$$\phi^\circ = \frac{ab}{ac} 360^\circ. \quad (\text{П1.1})$$

Метод эллипса. Существует несколько разновидностей этого метода. Остановимся на одном из них.

При подаче на входы X и Y (при отключенной развертке) двух напряжений U_x и U_y , сдвинутых друг относительно друга на некоторый угол ϕ , на экране осциллографа появляется фигура Лиссажу в виде ориентированного определенным образом эллипса. Если центр эллипса совмещен с условным началом координат экрана, то фазовый сдвиг ϕ можно определить по формуле

$$\phi = \arcsin \frac{A}{B}, \quad (\text{П1.2})$$

где A и B – измеряемые отрезки, показанные на рис. П1.2. Для удобства определения их длин коэффициенты усиления усилителей X и Y подбирают таким образом, чтобы эллипс вписался в квадрат.

Следует отметить, что рассмотренный метод эллипса позволяет лишь приближенно (с погрешностью 5÷10 %) оценить величину фазового сдвига без определения его знака. Основными причинами погрешности метода являются неточность в определении длин измеряемых отрезков, деформация эллипса из-за негармоничности исследуемых напряжений, неидентичность фазовых характеристик каналов X и Y .

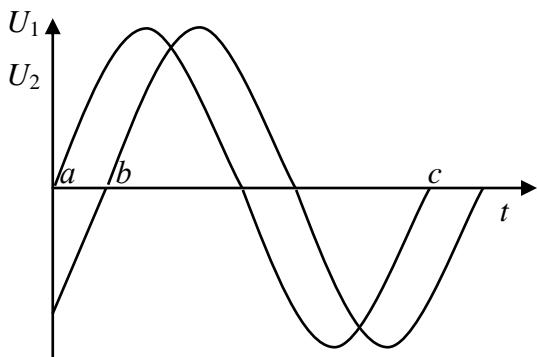


Рис. П1.1

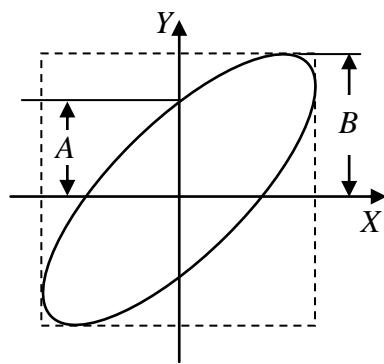


Рис. П1.2

Измерительные генераторы

Измерительные генераторы (ИГ) являются источниками стабильных сигналов, параметры которых могут устанавливаться с необходимой точностью. ИГ могут применяться при разработке и настройке различной радиоэлектронной и измерительной аппаратуры, а также всевозможных устройств автоматики и вычислительной техники. Генераторы этого типа характеризуются рядом параметров: формой генерируемых сигналов, диапазоном их частот, величиной получаемого на выходе напряжения, а также выходной мощностью. По форме сигнала и диапазону генерируемых частот ИГ различаются следующим образом. ИГ вида Г3 и Г4рабатывают сигналы синусоидальной формы, причем для генераторов подгруппы Г3 – эти сигналы низкочастотные, а для генераторов подгруппы Г4 – высокочастотные. ИГ подгруппы Г5 представляют собой генераторы импульсов прямоугольной формы, а Г6 – специальной формы.

Низкочастотные генераторы сигналов. К низкочастотным генераторам сигналов (НЧ генераторам) относят ИГ, формирующие сигналы синусоидальной формы и перекрывающие диапазоны инфразвуковых (до 20 Гц), звуковых ($20 \div 20\,000$) Гц и ультразвуковых ($20 \div 200\,000$) Гц частот. Амплитуда выходного сигнала таких генераторов на фиксированной нагрузке может изменяться от нескольких долей мВ до 100 В и выше, а его максимальная выходная мощность – от 1 мВт до 10 мВт.

ИГ высокой частоты. Диапазон частот, генерируемых ИГ высокой частоты (ВЧ), находится в пределах от 30 кГц до 300 МГц. Диапазон изменения выходных напряжений – от 1 мкВ до 1 В. В ВЧ генераторах существует возможность амплитудной или (и) частотной модуляции сигнала. В зависимости от вида модуляции различают ИГ с амплитудной синусоидальной модуляцией (АМ), частотной синусоидальной модуляцией (ЧМ), импульсной модуляцией или амплитудной манипуляцией (ИМ), частотной манипуляцией и фазовой манипуляцией. Высокочастотные ИГ находят применение для настройки трактов радиоприемной аппаратуры, при измерении некоторых характеристик радиоустройств и т. д. ВЧ генераторы, у которых частота и напряжение выходного сигнала могут устанавливаться с высокой точностью, называются генераторами стандартных сигналов (ГСС).

Цифровые вольтметры

Цифровые вольтметры (ЦВ) – универсальные измерительные приборы, предназначенные для измерения постоянных и переменных токов и

напряжений, электрического сопротивления, а также некоторых других физических величин. От аналоговых измерительных приборов их отличает наличие аналого-цифрового преобразователя, АЦП-устройства, осуществляющего квантование по уровню входного сигнала и кодирование, а также устройства цифрового отсчета. По способу преобразования аналогового сигнала все ЦВ могут быть разбиты на следующие типы: вольтметры с времязимпульсным преобразованием, вольтметры с кодоимпульсным преобразованием (поразрядным кодированием) и вольтметры с частотно-импульсным преобразованием (интегрирующие). По структурной схеме АЦП различают ЦВ прямого и уравновешивающего преобразования.

Приложение 2

Лабораторный стенд

Лабораторный стенд предназначен для монтажа, наладки и исследования схем лабораторных работ по основам радиоэлектроники.

Для наглядности и удобства в работе передняя панель стенда разделена на блоки (прямоугольники), а в настоящем описании каждому блоку присвоена римская цифра (рис. П.2.1).

I. ВКЛЮЧЕНИЕ СЕТИ. Блок содержит световой индикатор включения и тумблер «ВКЛ».

II. ФОРМИРОВАТЕЛЬ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ преобразует гармонический сигнал низкой частоты в сигнал прямоугольной формы.

Гармонический сигнал подается от генератора низкочастотных сигналов на клеммы «ВХОД ~» формирователя, а сигнал прямоугольной формы снимается с клемм «ВЫХОД П». Частота следования прямоугольных импульсов определяется частотой сигнала низкочастотного генератора, длительность импульса изменяется величиной напряжения генератора. Величина напряжения, подаваемого от генератора низкочастотных сигналов на формирователь, лежит в пределах $0,3 \div 10$ В.

Напряжение питания на формирователь подается через тумблер «ВКЛ». Включение формирователя контролируется световым индикатором, расположенным справа от тумблера «ВКЛ».

III. РАЗЪЕМ служит для установки специальных схем на стенд и для подачи на них питания.

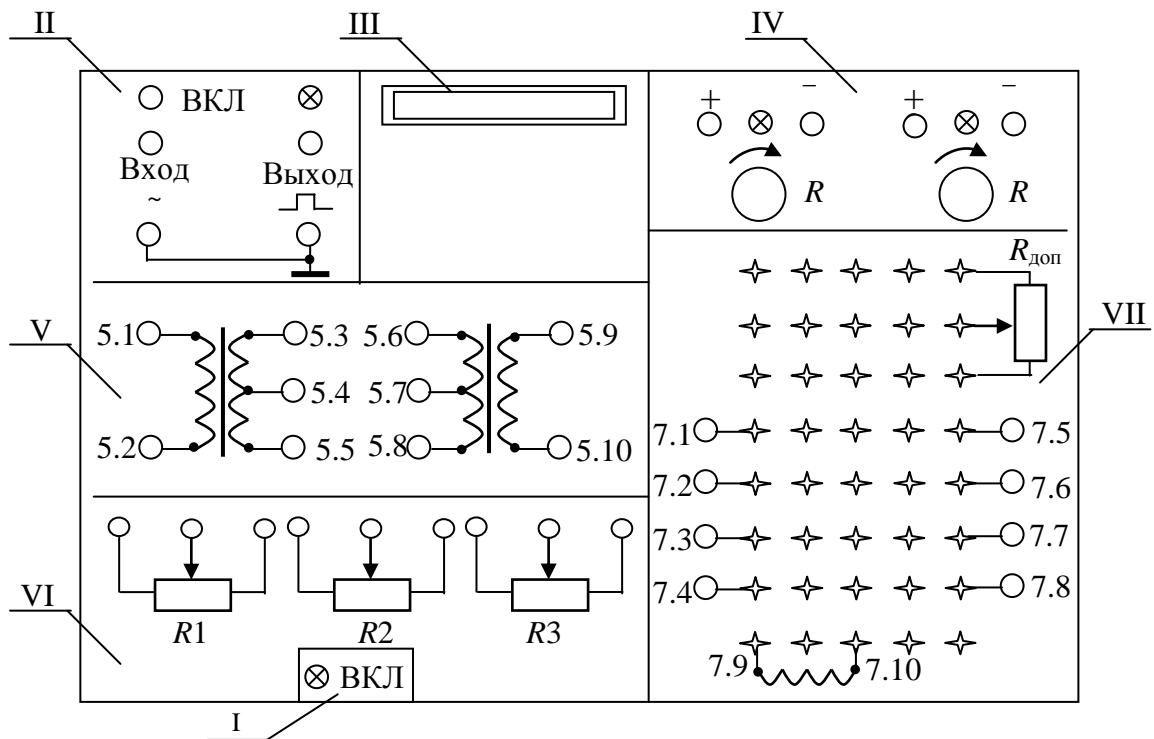


Рис. П.2.1.

Такие схемы применяются в работах по определению параметров радиоэлементов и вольтамперных характеристик диодов, в которых и дается соответствующее описание.

IV. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ. Блок содержит два регулируемых источника постоянного напряжения $0 \div 12$ В. Источники независимы, т. е. между ними отсутствует гальваническая связь. Постоянное напряжение снимается с выходных клемм «+», «-». Величина напряжения регулируется потенциометрами R , расположенными под клеммами.

Между клеммами каждого источника находится световой индикатор, указывающий наличие напряжения на соответствующих клеммах. Источники питания включаются тумблером «ВКЛ», расположенным в блоке I.

V. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ. В блоке находятся два низкочастотных трансформатора с выводами обмоток на соответствующие клеммы $5.1 \div 5.10$.

VI. ПЕРЕМЕННЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ $R1 = 330$ Ом, $R2 = 1$ кОм, $R3 = 22$ кОм с выводами на переднюю панель.

VII. МОНТАЖНАЯ ПЛАТА. На монтажной плате предусмотрены четыре (с запасом) клеммы $7.1 \div 7.4$ как входные для исследуемых схем и четыре $7.5 \div 7.8$ – как выходные.

В качестве земляных (общих) клемм следует использовать по две нижние справа 7.3, 7.4 и слева 7.7, 7.8. Клеммы 7.3, 7.4, 7.7, 7.8 и нижний ряд монтажных лепестков присоединены к общей шине.

Клеммы 7.1, 7.2, 7.5, 7.6 соединены с ближними монтажными лепестками. В левом углу платы (снизу) находятся два монтажных лепестка 7.9 и 7.10, к которым припаяна индуктивность L .

Остальные (не нумерованные) монтажные лепестки свободны и по необходимости используются при монтаже схем. Вверху справа расположена переменный резистор $R_{\text{доп}}$, выводы которого припаяны к трем ближайшим лепесткам.

Приложение 3

Ряды номинальных значений сопротивлений и допустимых отклонений от номинала непроволочных постоянных резисторов (Ом, кОм, МОм) и емкостей постоянных конденсаторов (пФ, нФ) массового производства

$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		

Примечание. Номинальная величина сопротивления получается путем умножения какого-либо числа из ряда чисел с соответствующим отклонением по точности на 10^n , где n – целое число.

Все непроволочные резисторы массового производства выпускаются на номинальную мощность 0,125; 0,25; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0 Вт.

Параметры низкочастотных маломощных биполярных транзисторов

Тип транз. Параметр	МП 25А	МП 26А	МП 35	МП 36	МП 37	МП 37А	МП 38	МП 38А	МП 39	МП 40	МП 40А	МП 41	МП 41А	МП 42	МП 42А	МП 42Б
I_{k0}^* , мкА при $T=20\text{ }^{\circ}\text{C}$	5	5	30	30	30	30	30	30	15	15	15	15	15	25	25	25
при $T=60\text{ }^{\circ}\text{C}$	75	75	400	400	400	400	400	400	250	250	250	250	250	250	250	250
I_{k0} , мкА	—	—	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	25	25	25
h_{21} мин	20	20	13	15	15	15	25	45	12	20	20	30	50	20	30	45
h_{21} макс	50	50	125	45	30	30	55	100		40	40	60	100	35	50	100
I_k , мА	2,5	1,5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	10	10	10
f_{h21B} , МГц	0,5	0,5	0,5	1,0	1,0	1,0	2,0	2,0	0,5	1	1	1	1	1	1	1
I_k макс, мА	300	400	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	25	25	25
I_k доп, мА	—	—	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150
$U_{k\beta}$ макс, В	40	60	15	15	15	30	15	15	15	15	30	15	15	15	15	15
U_{kb} макс, В	40	70	15	15	15	30	15	15	15	15	30	15	15	15	15	15
P_k макс, мВт	200	200	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	200	200	200
C_k , пКФ	20	15	60	60	60	60	60	60	50	50	50	50	50	—	—	—

Примечание. Структура всех транзисторов – $p-n-p$ типа. Их параметры определялись при режиме измерений:

$U_k = 20$ В и $I_0 = 2,5$ мА для транзисторов МП25А, МП26А;

$U_k = 5$ В и $I_0 = 1$ мА для транзисторов МП39, МП40, МП40А, МП41, МП41А;

$U_k = 1$ В и $I_0 = 10$ мА для транзисторов МП42 МП42А, МП42Б.

Приложение 4

Система моделирования электронных схем Electronics Workbench

1. Структура окна и система меню Electronics Workbench.

Рабочее окно программы Electronics Workbench (EWB), индицируемая на экране монитора, показана на рис. П.4.1. Оно содержит поле ме-

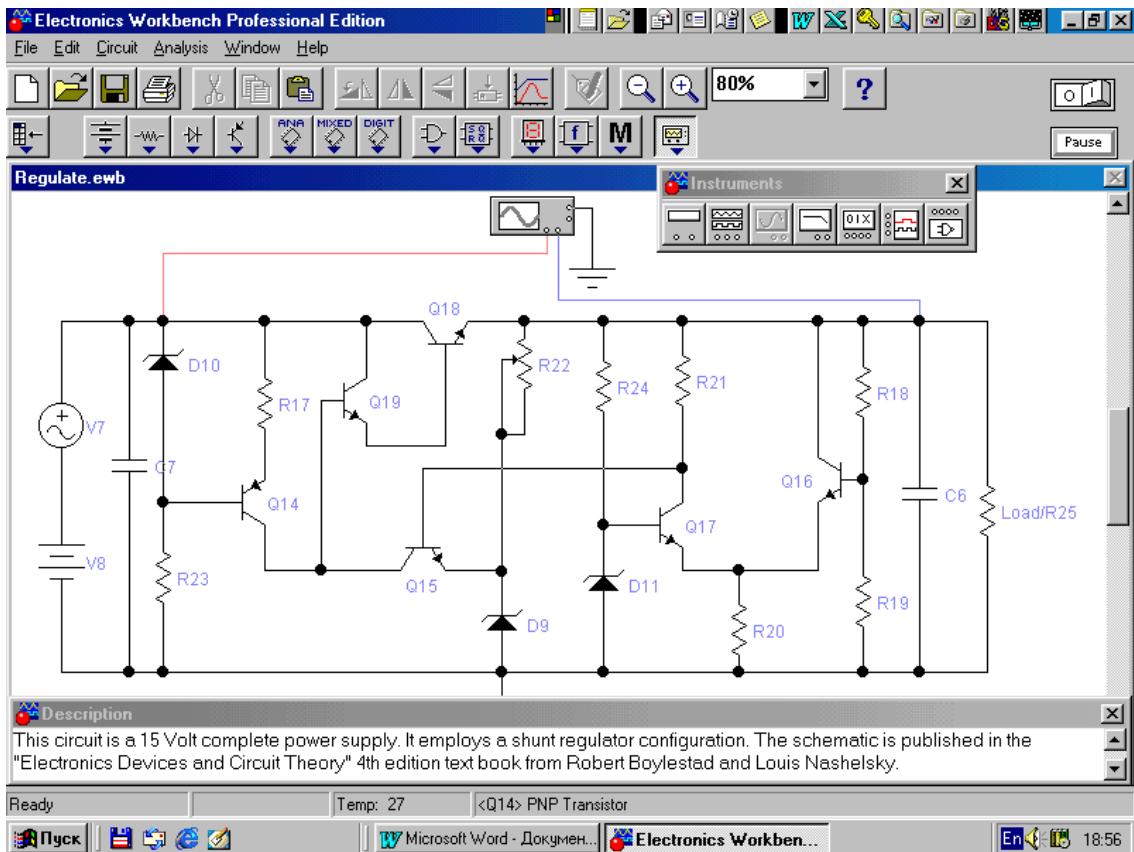


Рис. П.4.1. Окно программы EWB 5.12

нию (File, Edit, Circuit, Analysis, Window, Help и линейку соответствующих инструментов меню), линейку свернутых библиотек компонентов и линейку контрольно-измерительных приборов, показанную в развернутом виде в правой части окна (Instruments). В рабочем поле программы располагается моделируемая схема с подключенными к ней иконками контрольно-измерительных приборов и краткое описание схемы (description). Все кнопки снабжены подсвечиваемыми подсказками их назначения.

1. Меню File. Меню File предназначено для загрузки и записи файлов, получения твердой копии выбранных для печати составных частей

схемы, а также для импорта-экспорта файлов в форматах других систем моделирования и программ разработки печатных плат.

– 1.1. Первые четыре команды этого меню: **New** (Ctrl + N), **Open...** (Ctrl + O), **Save** (Ctrl + S), **Save As...** – типичные для Windows команды работы с файлами. Для этих команд имеются кнопки (иконки) со стандартным изображением. Схемные файлы программы EWB имеют расширение (*.ewb).

– 1.2. **Revert to Saved...** – стирание всех изменений, внесенных в текущем сеансе редактирования, и восстановление схемы в первоначальном виде.

– 1.3. **Import...** (from SPICE) – импорт текстовых файлов описания схемы и задания на моделирование в формате SPICE (с расширением .cir) и автоматическое построение схемы по ее текстовому описанию.

– 1.4. **Export...** (to SPICE) – составление текстового описания схемы и задания на моделирование в формате SPICE.

– 1.5. **Print...** (CTRL + P) – выбор данных для вывода на принтер:
Schematic – схемы (опция включена по умолчанию);
Description – описания к схеме;
Part list – перечня выводимых на принтер документов;
Model list – списка имеющихся в схеме компонентов;
Subcircuits – подсхем (частей схемы, являющихся законченными функциональными узлами и обозначаемых прямоугольниками с названием внутри);
Instruments – списка приборов.

В этом же подменю можно выбрать опции печати (кнопка Setup) и отправить материал на принтер (кнопка Print). Предусмотрена также возможность изменения масштаба выводимых на принтер данных в пределах от 20 до 500 %.

– 1.6. **Print Setup...** – настройка принтера.
– 1.7. **Exit** (ALT + F4) – выход из программы.
– 1.8. **Install...** – установка дополнительных программ с гибких дисков.

2. Меню Edit. Меню Edit позволяет выполнять команды редактирования схем и копирования экрана.

– 2.1. **Cut** (CTRL + X) – стирание (вырезание) выделенной части схемы с сохранением ее в буфере обмена (Clipboard). Выделение одного компонента производится щелчком мыши на изображении (значке) компонента. Для выделения части схемы или нескольких компонентов необходимо поставить курсор мыши в левый угол воображаемого прямоугольника, охватывающего выделяемую часть, нажать левую кнопку

мыши и, не отпуская ее, протянуть курсор по диагонали этого прямоугольника, контуры которого появляются уже в начале движения мыши, и затем отпустить кнопку. Выделенные компоненты окрашиваются в красный цвет.

– 2.2. **Copy** (CTRL + C) – копирование выделенной части схемы в буфер обмена.

– 2.3. **Paste** (CTRL + V) – вставка содержимого буфера обмена на рабочее поле программы. Поскольку в EWB нет возможности помещать импортируемое изображение схемы или ее фрагмента в точно указанное место, то непосредственно после вставки, когда изображение еще является отмеченным (выделено красным) и может оказаться наложенным на создаваемую схему, его можно переместить в нужное место клавишами курсора или ухватившись мышью за один из отмеченных компонентов. Таким же образом перемещаются и предварительно выделенные фрагменты уже имеющейся на рабочем поле схемы.

– 2.4. **Delete** (Del) – стирание выделенной части схемы.

– 2.5. **Select All** (CTRL + A) – выделение всей схемы.

– 2.6. **Copy as Bitmap** (не имеет клавиатурного дублирования, т. е. комбинации CTRL + ?) – команда превращает курсор мыши в крестик, которым по правилу прямоугольника можно выделить нужную часть экрана. После отпускания левой кнопки мыши выделенная часть копируется в буфер обмена и его содержимое может быть импортировано в любое приложение Windows. Копирование всего экрана производится нажатием клавиши Print Screen; копирование активной в данный момент части экрана, например диалогового окна – комбинацией Alt + Print Screen. Перечисленные команды очень удобны при подготовке отчетов по моделированию, например при оформлении лабораторных работ.

– 2.7. **Show Clipboard** – показать содержимое буфера обмена.

3. Меню Circuit. Меню Circuit используется при подготовке схем, а также для задания параметров моделирования.

– 3.1. **Rotate** (CTRL + R) – вращение выделенного компонента; большинство компонентов поворачиваются против часовой стрелки на 90° при каждом выполнении команды. Для измерительных приборов (амперметр, вольтметр и др.) меняются местами клеммы подключения.

– 3.2. **Flip Horizontal** – зеркальное отображение компонента по горизонтали.

– 3.3. **Flip Vertical** – то же, но по вертикали.

Все эти 3 команды Rotate, Flip Horizontal и Flip Vertical могут быть выполнены также нажатием кнопок .

– 3.4. **Component Properties** – свойства компонента. Команда выполняется также после двойного щелчка по компоненту или нажатия

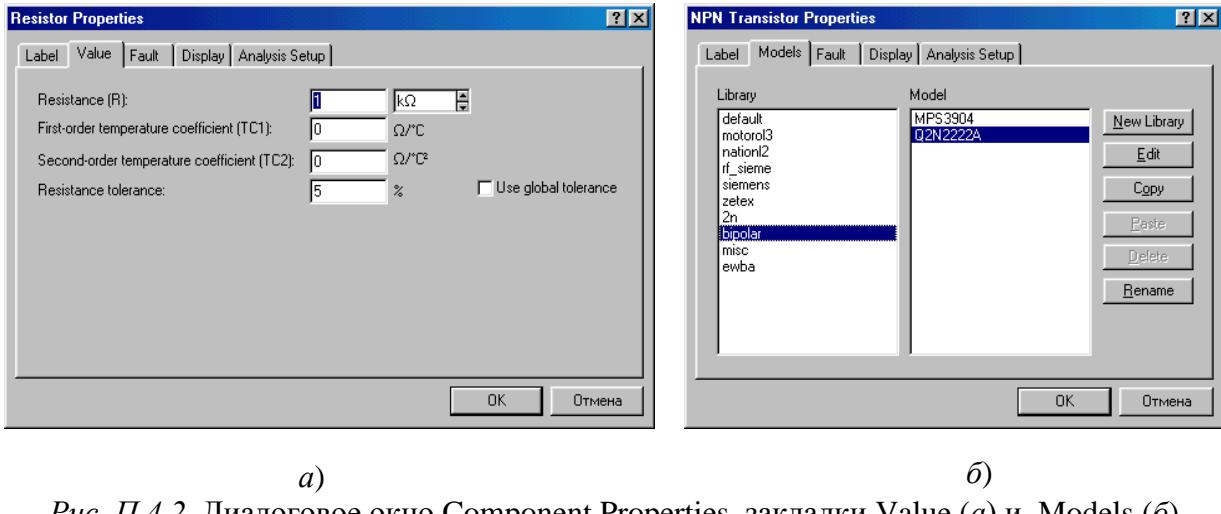


Рис. П.4.2. Диалоговое окно Component Properties, закладки Value (а) и Models (б)

кнопки . При выполнении команды открывается диалоговое окно (рис. П.4.2, а для пассивных и рис. П.4.2, б для активных компонент) из нескольких закладок. Закладка *Label* представляет собой диалоговое окно для ввода обозначения компонента:

- *Label...* (CTRL + L) – ввод позиционного обозначения (назначаемого составителем схемы) выделенного компонента (например, R1 – для резистора, C5 – для конденсатора и т. д.) При необходимости сдвига обозначения вправо можно слева ввести необходимое число пробелов (не более 14 символов в строке);
- *Reference ID...* – позиционное обозначение, назначаемое программой.

При включении опций Show Reference ID и Show Label в меню Circuit/Schematic Options обозначения компонентов на экране получаются двойными (через черту /) в числителе – назначенные составителем, а в знаменателе – присвоенные программой.

– При выборе закладки *Value* задаются номинальное значение параметра компонента с помощью диалогового окна (см. рис. П.4.2, а). Эта команда выполняется также двойным щелчком по компоненту. Номинальное значение параметра вводится с клавиатуры, после чего нажатием курсором мыши на кнопки вверх-вниз выбирается множитель, кратный 1000. Например, для конденсатора задается его емкость в пикофарадах (пФ),nanoфарадах (нФ), микро-

фарадах (мкФ) или миллифарадах (мФ). Для резистора задается номинальное сопротивление, значения линейного (TC1) и квадратичного (TC2) температурных коэффициентов сопротивления.

– При выборе закладки *Fault* (CTRL+F) приводятся условия при моделировании неисправности выделенного компонента путем введения:

Leakage – сопротивления утечки;

Short – короткого замыкания;

Open – обрыва;

None – неисправность отсутствует (включено по умолчанию).

Также представлен набор выводов компонента с опцией на каждый вывод, что позволяет выборочно имитировать ту или иную неисправность. Например, если требуется имитировать нарушение контакта вывода 1 резистора, то в этом случае включаются опции 1 и Open (открыто – обрыв). Введение таких дефектов в схему позволяет отрабатывать учащимися навыки поиска и локализации неисправностей.

– При выборе закладки *Display* задается характер вывода на экран обозначений компонента; при выборе опции *Use Schematic options global setting* используется установки, принятые для всей схемы, в противном случае используются индивидуальная настройка вывода на экран позиционного обозначения и номинального значения для каждого компонента.

– Диалоговое окно при выборе закладки *Analysis Setup* позволяет установить температуру для каждого компонента индивидуально или использовать ее номинальное значение, принятое для всей схемы (*Use global temperature*).

– Для активных компонентов меню команды **Component Properties** содержит подменю *Models* (рис. П.4.2, б), с помощью которого выбирается тип библиотечного компонента, редактируются его параметры, создается новая библиотека и выполняются другие команды.

– 3.5. **Create Subcircuit...** (CTRL + B) – преобразование предварительно выделенной части схемы в подсхему. Выделяемая часть схемы должна быть расположена таким образом, чтобы в выделенную область не попали не относящиеся к ней проводники и компоненты. В результате выполнения команды вызывается диалоговое окно *Subcircuit* (рис. П.4.3), в строке *Name* которого вводится имя подсхемы, после чего возможны следующие варианты:

Copy from Circuit – подсхема копируется с указанным названием в библиотеку без внесения изменений в исходную схему;

Move from Circuit – выделенная часть вырезается из общей схемы и в виде подсхемы с присвоенным ей именем копируется в библиотеку Custom;

Replace in Circuit – выделенная часть заменяется в исходной схеме подсхемой с присвоенным ей именем с одновременным копированием в библиотеку Custom.

– 3.6. **Zoom In** (CTRL/Shift +) – команда увеличения масштаба схемы в диапазоне 50...200 %.

– 3.7. **Zoom Out** (CTRL/Shift –) – команда уменьшения масштаба схемы. Эти команды могут быть выполнены также с помощью мнемонических средств со стандартным обозначением  .

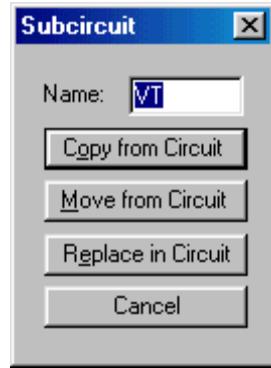


Рис. П.4.3. Создание подсхемы

– 3.8. **Schematic Options** – команда выбора эле-

ментов оформления схемы в соответствии с меню, диалоговое окно которой (рис. П.4.4) состоит из ряда закладок. Закладка *Grid* содержит две опции: *Show Grid* – показывать сетку для удобства рисования схемы (по умолчанию эта опция выключена, остальные включены); опция активна только при включенной второй опции *Use Grid* – использовать сетку. Закладка *Show/Hide* (см. рис. П.4.4) имеет следующие опции:

Show labels – показывать позиционные обозначения компонентов назначенные составителем схемы, например C1, C2 для конденсаторов;

Рис. П.4.4. Окно команды Schematic Options, закладки Show/Hide

Show Reference ID – показывать позиционные обозначения компонентов, назначенные программой;

Show models – показывать наименование моделей компонентов, например типов транзисторов;

Show values – показывать номиналы компонентов, например сопротивления резисторов;

Show Nodes – показывать нумерацию нод – всех точек соединения компонентов;

Autohide part bins – по умолчанию не показывать состав библиотеки компонентов, используемой в данной схеме;

Keep parts bin positions – сохранять положение используемой библиотеки компонентов на экране при оформлении схемы. Обычно выбор новой библиотеки компонентов приводит к выключению предыдущей. Для сохранения на экране сразу нескольких библиотек их необходимо разнести по экрану, при этом их положение при выборе новой библиотеки останется неизменным.

При выборе закладки **Fonts** можно установить тип (*Font name*) и размер (*Font size*) шрифта раздельно для обозначения компонента (кнопка *Set label font*) и номинального значения его параметра (кнопка *Set value font*).

Окно команды *Schematic Options* при выборе закладки **Wiring** содержит опции, связанные с прокладкой проводников на схеме и организацией их взаимных соединений (*Routing options*), удалением проводников (*Rewiring options*) и соединений (*Auto-delete connectors* – автоматическое удаление неиспользуемых соединений, например, дублирующих друг друга). При выборе закладки **Printing** можно установить масштаб выводимой на принтер информации.

4. Меню Window. Меню Window содержит следующие команды:

– 4.1. **Arrange** (CTRL + W) – упорядочение информации в рабочем окне EWB путем перезаписи экрана, при этом исправляются искажения изображений компонентов и соединительных проводников;

– 4.2. **Circuit** – вывод схемы на передний план;

– 4.3. **Description** (CTRL + D) – вывод на передний план описания схемы (если оно имеется) или окна-ярлыка для его подготовки (только на английском языке).

5. Меню Help. Меню Help построено стандартным для Windows способом. Оно содержит краткие сведения по всем рассмотренным выше командам, библиотечным компонентам и измерительным приборам, а также сведения о самой программе. Отметим, что для получения справки по библиотечному компоненту его необходимо отметить на схеме щелчком мыши (он вы светится красным цветом) и затем нажать клавишу F1.

6. Меню Analysis.

– 6.1. **Activate** (CTRL + G) – запуск моделирования.

– 6.2. **Stop** (CTRL + T) – остановка моделирования. Эти две команды могут быть выполнены также нажатием кнопки  , расположенной в правом верхнем углу экрана.

- 6.3. **Pause** (F9) – прерывание моделирования.
- 6.4. **Analysis Options** (CTRL + Y) – набор команд для установки параметров моделирования.

Процесс моделирования в программе EWB выполняется путем замены компонентов их моделями (чаще всего моделями PSpice), и составляется система линейных, нелинейных или дифференциальных уравнений.

- 6.5. **Fourier...** – проведение Фурье-анализа (спектрального анализа) периодических сигналов. При выборе этой команды параметры моделирования задаются с помощью диалогового окна (рис. П.4.5), в котором опции имеют следующие назначения:

Output node – номер контрольной точки (ноды), в которой анализируется спектр сигнала (для выбора на схеме такой точки необходимо включить опцию *Show nodes* в меню *Circuit/Schematic Options...*);

Fundamental frequency – основная частота колебания (частота первой гармоники, которую необходимо точно задать для правильного вычисления спектра);

Number harmonic – число анализируемых гармоник;

Vertical scale – масштаб по оси *Y* (линейный, логарифмический, в децибелах);

Advanced – набор опций этого блока предназначен для определения более тонкой структуры анализируемого сигнала путем введения дополнительных выборок (по умолчанию выключены);

Number of points per harmonic – количество отсчетов (выборок) на одну гармонику;

Sampling frequency – частота следования выборок;

Display phase – вывод на экран распределения фаз всех гармонических составляющих в виде непрерывной функции (по умолчанию выводится график только амплитуд гармоник);

Output as line graph – вывод на экран распределения амплитуд всех гармонических составляющих в виде непрерывной функции (по умолчанию – в виде линейчатого спектра).

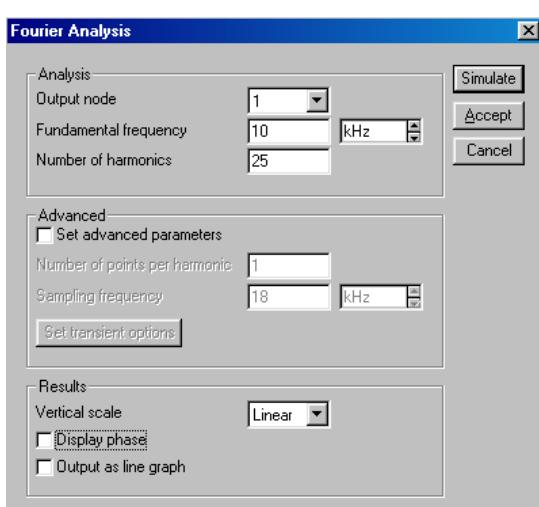


Рис. П.4.5. Окно установки режима Фурье-анализа при исследовании активного ФВЧ

2. Технология подготовки схем

Прежде чем создавать чертеж принципиальной схемы средствами программы EWB, необходимо на листе бумаги подготовить ее эскиз с примерным расположением компонентов и с учетом возможности оформления отдельных фрагментов в виде подсхем. Целесообразно также ознакомиться с библиотекой уже созданных схем для выбора аналога (прототипа) или использования имеющихся решений в качестве подсхем.

В общем случае процесс создания схемы начинается с размещения на рабочем поле EWB компонентов из библиотек программы в соответствии с подготовленным эскизом.

Двенадцать разделов библиотеки поочередно могут быть вызваны



с помощью меню Window или с помо-

щью иконок, расположенных над рабочим полем. Каталог выбранной библиотеки обычно располагается под линейкой иконок разделов библиотеки, но может быть установлен в любое место перетаскиванием стандартным способом – за шапку заголовка. Для открытия каталога нужной библиотеки необходимо подвести курсор мыши к соответствующей иконке и нажать один раз ее левую кнопку, после чего раскрывается каталог выбранного раздела. Необходимый для создания схемы значок (символ) компонента переносится из каталога на рабочее поле программы движением мыши при нажатой левой кнопке, после чего кнопка отпускается (для фиксирования символа) и производится двойной щелчок по значку компонента. В раскрывающемся диалоговом окне устанавливаются требуемые параметры (сопротивление резистора, тип транзистора и т. д.) и выбор подтверждается нажатием кнопки OK, а при отказе – клавиши Отмена. На этом этапе необходимо предусмотреть место для размещения контрольных точек и иконок контрольно-измерительных приборов.

Для изменения номинала компонента необходимо два раза щелкнуть мышью по символу его графического изображения в каталоге и выбрать в раскрывающемся после этого окне закладку Component Properties, после чего внести изменения в окне установки параметров компонента.

После размещения компонентов производится соединение их выводов проводниками. При этом необходимо учитывать, что к выводу компонента можно подключить только один проводник. Для выполнения подключения курсор мыши подводится к выводу компонента и после появления на нем черной точки нажимается левая кнопка, появляющийся

при этом проводник протягивается к выводу другого компонента до появления на нем такой же черной точки, после чего кнопка мыши отпускается, и соединение готово. При необходимости подключения к этим выводам других проводников в разделе библиотеки Basic выбирается точка (символ соединения) и переносится на ранее установленный проводник. Чтобы точка почернела (первоначально она имеет красный цвет), необходимо щелкнуть мышью по свободному месту рабочего поля. Если эта точка действительно имеет электрическое соединение с проводником, то она полностью окрашивается черным цветом. Если на ней виден след от пересекающего проводника, то электрического соединения нет и точку необходимо установить заново. После удачной установки к точке соединения можно подключить еще два проводника. Если соединение нужно разорвать, необходимо подвести курсор к проводнику и щелчком выделить его (при этом линия проводника утолщается), а затем переместить курсор к одному из выводов компонентов или точке соединения и при появлении черной точки нажать левую кнопку, после чего отвести проводник на свободное место рабочего поля (или соединить с другим компонентом), отпустить кнопку. Если необходимо подключить вывод к имеющемуся на схеме проводнику, то проводник от вывода компонента курсором подводится к указанному проводнику и после появления точки соединения кнопка мыши отпускается. Следует отметить, что прокладка соединительных проводников производится автоматически.

Точка соединения может быть использована не только для подключения проводников, но и для введения надписей (например, указания величины тока в проводнике, его функционального назначения и т. п.). Для этого необходимо дважды щелкнуть по точке и в раскрывшемся окне Connector Properties в окошке Label ввести необходимую запись (не более 20 символов), причем запись можно смешать вправо путем введения слева нужного количества пробелов.

Если необходимо переместить отдельный сегмент проводника, к нему подводят курсор, нажимается левая кнопка и после появления в вертикальной или горизонтальной плоскости двойного курсора производятся нужные перемещения.

Подключение к схеме контрольно-измерительных приборов производится аналогично. Причем для таких приборов, как осциллограф или логический анализатор, соединения целесообразно проводить цветными проводниками, поскольку их цвет определяет цвет соответствующей осциллограммы. Цветные проводники целесообразны не только для обозначения проводников одинакового функционального назначения, но и

для проводников, находящихся в разных частях схемы (например, проводники шины данных до и после буферного элемента).

3. БИБЛИОТЕКА КОМПОНЕНТОВ EWB 5.12

Библиотека компонентов программы EWB 5.12 содержит следующие разделы.

3.1. **Favorites** – в этом разделе библиотеки размещаются подсхемы, которые имеются в создаваемой схеме (в исходном состоянии раздел пуст). Заполнение раздела моделями компонентов или подсхем осуществляется программой автоматически одновременно с загрузкой схемного файла и очищается после окончания работы с ним.

3.2. **Sources** – источники сигналов (меню для выбора компонентов показано на рис. П.4.6). Перечислим по порядку вызываемые компоненты, указывая при необходимости в скобках устанавливаемый параметр:

- заземление (метка);
- батарея (напряжение);
- источник постоянного тока (ток);
- источник гармонического напряжения (эффективное значение напряжения, частота, фаза);
- источник гармонического тока (эффективное значение тока, частота, фаза);
- управляемый напряжением источник напряжения;
- управляемый напряжением источник тока;
- управляемый током источник напряжения;
- управляемый током источник тока;
- источник напряжения питания +5 В для цифровых схем (Vcc);
- источник напряжения питания +15 В для аналоговых схем (Vdd);
- генератор синхросигнала (частота, коэффициент заполнения, амплитуда сигнала);
- генератор амплитудно-модулированного сигнала (амплитуда и частота несущей, индекс и частота модуляции);
- генератор частотно-модулированного сигнала (амплитуда и частота несущей, индекс и частота модуляции);
- управляемый напряжением генератор гармонического сигнала (изменяется частота);

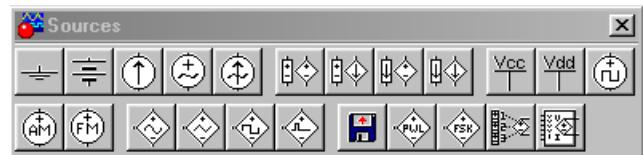


Рис. П.4.6. Меню раздела Sources

- управляемый напряжением генератор пилообразного сигнала (изменяется частота);
- управляемый напряжением генератор меандра (изменяется частота);
- управляемый генератор импульсов (с широтно-импульсной модуляцией)
- кусочно-линейный источник напряжения с формой, задаваемой таблично из внешнего файла;
- управляемый напряжением генератор кусочно-линейного сигнала;
- управляемый напряжением генератор частотно-манипулированного сигнала;
- управляемый напряжением (с тремя портами) полиномиальный источник напряжения;
- нелинейно-зависимый источник напряжения.

3.3. Basic – раздел пассивных компонентов и коммутационных устройств (рис. П.4.7):

- точка соединения;
- резистор (сопротивление);
- конденсатор (емкость);
- катушка (индуктивность);
- трансформатор с возможностью редактирования: коэффициента трансформации (Primary-to-secondary turns ratio n); индуктивности рассеяния (Leakage inductance L_e , Гн); индуктивности первичной обмотки (Magnetizing inductance L_m , Гн); сопротивления первичной обмотки (Primary winding resistance R_p , Ом); сопротивления вторичной обмотки (Secondary winding resistance R_s , Ом);
- реле (ток срабатывания);
- переключатель, управляемый нажатием задаваемой клавиши клавиатуры (по умолчанию – клавиша пробела);
- переключатель, автоматически срабатывающий через заданное время на включение и выключение (время включения и выключения, с);
- выключатели, срабатывающие в заданном диапазоне входных напряжений или токов (напряжение или ток включения и выключения);
- источник произвольного постоянного напряжения и последовательно включенный резистор (напряжение, сопротивление);
- потенциометр, параметры задаются с помощью диалогового окна, в котором параметр Key определяет символ клавиши клавиатуры (по умолчанию – R), нажатием которой сопротивление уменьшается на



Рис. П.4.7. Меню раздела Basic

заданную величину в % (параметр Increment, подвижный контакт двигается влево) или увеличивается на такую же величину нажатием комбинации клавиш Shift + R (подвижный контакт двигается вправо); второй параметр — номинальное значение сопротивления, третий — начальная установка сопротивления в % (по умолчанию — 50 %);

- сборка из восьми независимых резисторов одинакового номинала (сопротивление);
- управляемый напряжением аналоговый ключ;
- полярный (электролитический) конденсатор (емкость);
- конденсатор переменной емкости (аналогично потенциометру);
- катушка переменной индуктивности (аналогично потенциометру);
- индуктивность без сердечника;
- индуктивность с магнитным сердечником;
- нелинейный трансформатор.

3.4. Diodes – раздел диоды (рис. П.4.8):

- полупроводниковый диод (тип);
- стабилитрон (тип);
- светодиод (тип);
- выпрямительный мост (тип);
- диод Шокли (тип);
- тиристор или динистор (тип);
- симметричный динистор или диак (тип);
- симметричный триистор или триак (тип).



Рис. П.4.8. Меню раздела Diodes

3.5. Transistors – раздел транзисторы (рис. П.4.9) содержит следующие типы биполярных и полевых транзисторов:

- биполярные $n-p-n$ и $p-n-p$ транзисторы соответственно (тип);
- полевые транзисторы, а управляющим $p-n$ -переходом с n и p каналами соответственно (тип);
- полевые МОП-транзисторы со встроенным каналом (Depletion MOSFETs), n -канальные и p -канальные, с разделенными или соединенными выводами подложки и истока (тип);
- полевые МОП-транзисторы с индуцированным каналом (Enhancement MOSFETs), n -канальные и p -канальные, с раздельными или соединенными выводами подложки и истока (тип);



Рис. П.4.9. Меню раздела Transistors

- p -канальный и n -канальный арсенид-галлиевые полевые транзисторы. В качестве их математических моделей используются модель Куртиса, модель Рэйтеона и TriQuint модель.

3.6. Analog ICs – семейство аналоговых микросхем (рис.П.4.10) содержит трех-, пяти-, семи- и девятыи-выводные операционные усилители. К ним еще добавлены две схемы: компаратор напряжения и микросхема для систем фазовой автоподстройки частоты, состоящая из фазового детектора, фильтра низких частот и управляемого напряжением генератора.

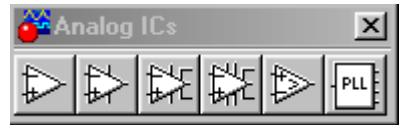


Рис.П.4.10. Меню раздела Analog

3.7. Mixed ICs – раздел микросхем смешанного типа (рис.П.4.11), в который входят:

- 8-разрядный АЦП;
- два типа 8-разрядных ЦАП (с внешними ICs опорными источниками тока I или напряжения V);
- моностабильный мультивибратор;
- популярная микросхема многофункционального таймера 555, отечественный аналог – КР1006ВИ1.

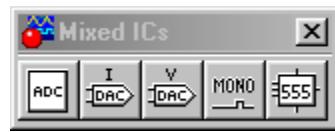


Рис. П.4.11. Меню раздела Mixed

3.8. Digital ICs – раздел цифровых микросхем (рис. П.4.12), в котором собраны модели ИМС серий SN74 и CD4000 (отечественные ИМС серий 155 и 176 соответственно). Для конкретных ИМС вместо символов xx ставятся соответствующие номера.



Рис. П.4.12. Меню раздела Digital ICs

3.9. Logic Gates – раздел логических цифровых микросхем (рис. П.4.13). Он состоит из моделей базовых логических элементов и моделей цифровых ИМС ТТЛ- и КМОП- серий:

- двухвходовый логический элемент И (AND);
- двухвходовый логический элемент ИЛИ (OR);
- инвертор или логический элемент НЕ;

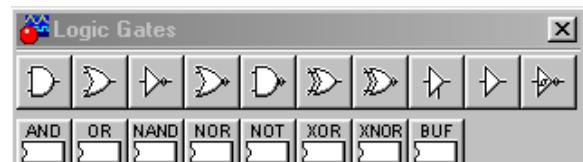


Рис. П.4.13. Меню раздела Logic Gates

- двухходовый логический элемент ИЛИ с инверсией (ИЛИ-НЕ NOR);
- двухходовый логический элемент И с инверсией (И-НЕ NAND);
- двухходовый логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (XOR);
- двухходовый логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ с инверсией (XNOR);
- тристабильный буфер – элемент с тремя состояниями;
- буфер (BUF);
- элемент НЕ на базе триггера Шмитта.

В нижней строке меню размещены иконки базовых логических элементов с большим числом входов.

3.10. DIGITAL – цифровые микросхемы (рис. П.4.14). В этом разделе собраны:

- полусумматор Half-adder (тип);
- полный сумматор Full-adder (тип);
- RS-триггер (тип);
- JK-триггеры с прямым или инверсным тактовым входом и входами предустановки (тип);
- D-триггер (тип);
- D-триггер и с инверсным тактовым входом (тип).

Во второй строке меню собраны серийные микросхемы мультиплексоров, демультиплексоров; декодеров, арифметических устройств, счетчиков, сдвиговых регистров и триггеров.

3.11. Indicators – в разделе индикаторные устройства (рис. П.4.15) содержатся элементы:

- вольтметр (внутреннее сопротивление, режим измерения постоянного или переменного тока);
- амперметр (внутреннее сопротивление, режим измерения постоянного или переменного тока);
- лампа накаливания (напряжение, мощность);
- светоиндикатор (цвет свечения);
- семисегментный индикатор (тип);

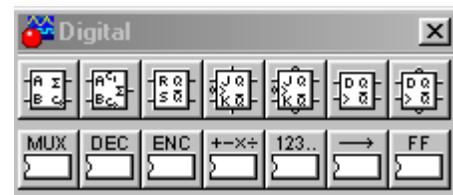


Рис. П.4.14. Меню раздела DIGITAL



Рис. П.4.15. Меню раздела Indicators

- семисегментный индикатор с дешифратором (тип). У семисегментных индикаторов редактируемые параметры такие же, как и в группе Mixed Ics;
- звуковой индикатор (зуммер) (частота звукового сигнала, напряжение и ток срабатывания);
- линейка из десяти независимых светодиодов (напряжение, nominalnyy и minimalnyy tok);
- линейка из десяти светодиодов со встроенным декодером (minimalnoe и maximalnoe напряжение).

3.12. Controls – раздел аналоговых вычислительных устройств (рис. П.4.16) содержит:

- дифференциатор напряжения входного сигнала по времени;
- интегратор напряжения входного сигнала по времени;
- масштабирующее звено;
- формирователь передаточных функций;
- аналоговый умножитель (коэффициент передачи);
- аналоговое устройство деления (коэффициент передачи);
- трехходовой сумматор;
- неуправляемый ограничитель напряжения;
- управляемый напряжением ограничитель напряжения;
- ограничитель тока;
- блок с гистерезисной характеристикой;
- ограничитель скорости нарастания выходного напряжения.



Рис. П.4.16. Меню раздела Controls

3.13. Miscellaneous – раздел компонент смешанного типа (рис. П.4.17), в который включены:

- предохранитель (ток);
- запись получаемых при моделировании данных в файл в ASCII формате;
- набор макромоделей (подсхем) в формате SPICE;
- линия передачи с потерями;
- линия передачи без потерь;
- кварцевый резонатор;
- коллекторный электродвигатель постоянного тока;



Рис. П.4.17. Меню раздела Miscellaneous

- электровакуумный триод;
- фильтры-накопители на переключаемых индуктивностях;
- блок для нанесения на схему текстовых пояснений;
- титульная рамка.

При создании схем в EWB 5.12 удобно пользоваться динамическим (рис. П.4.18) меню, которое вызывается нажатием правой кнопки мыши. Меню содержит знакомые нам команды **Help**, **Paste**, **Zoom In**, **Zoom Out**, **Schematic Options**, а также новую команду **Add <название компонента>**. Эта команда позволяет добавлять на рабочее поле компоненты, не обращаясь к каталогу соответствующей библиотеки. Количество команд **Add <название>** в списке меню определяется количеством типов компонент (конденсаторов, резисторов, значка заземления и т.д.), уже имеющихся на рабочем поле. Если при создании схемы использована, например, линейная модель ОУ с измененными значениями параметров, то при очередной загрузке файла с этой схемой вызывается меню с сообщением о нестандартном использовании модели.

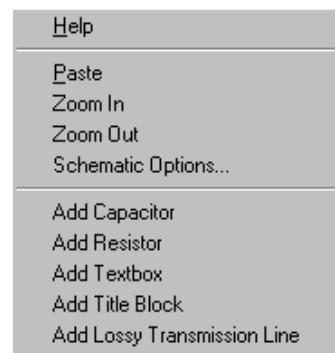


Рис. П.4.18. Динамическое меню

4. КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ EWB 5-12

Меню контрольно-измерительных приборов (рис. П.4.19) находится в конце линейки разделов библиотеки компонент EWB 5-12 и содержит:

- цифровой мультиметр;
- функциональный генератор;
- двухканальный осциллограф;
- измеритель амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик;
- генератор слов (кодовый генератор);
- 8-канальный логический анализатор и логический преобразователь.

Общий порядок работы с приборами такой: иконка прибора курсором переносится на рабочее поле и подключается проводниками к исследуемой схеме. Для приведения прибора в рабочее (развернутое) состояние необходимо дважды щелкнуть курсором по его иконке. Рассмотрим каждый прибор подробно.



Рис. П.4.19. Меню Instruments

4.1. Мультиметр (Multimeter)

На лицевой панели мультиметра (рис. П.4.20, *a*) расположен дис-

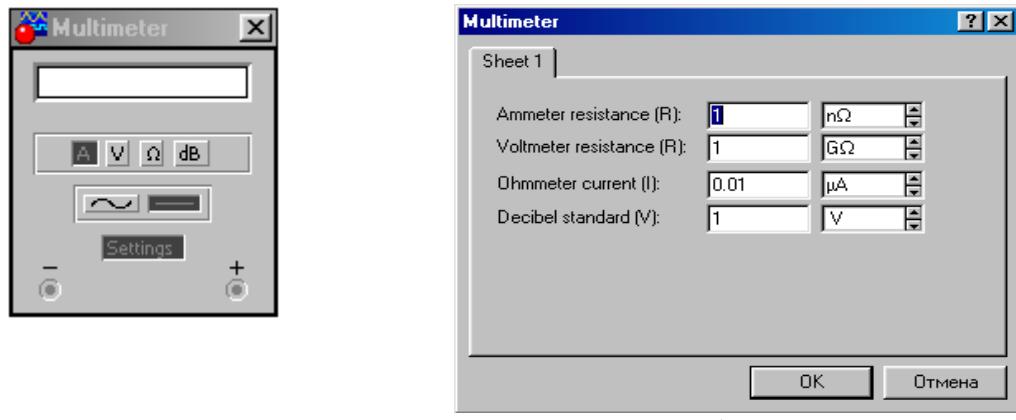


Рис. П.4.20. Лицевая панель мультиметра (*a*) и окно для установки его режимов (*б*)

плей для отображения результатов измерения, клеммы для подключения к схеме и кнопки управления:

- выбор режима измерения тока, напряжения, сопротивления и ослабления (затухания);
- выбор режима измерения переменного или постоянного тока;
- режим установки параметров мультиметра.

После нажатия на последнюю кнопку открывается диалоговое окно (рис.П.4.20.*б*), на котором обозначены:

Ammeter resistance – внутреннее сопротивление амперметра;

Voltmeter resistance – входное сопротивление вольтметра;

Ohmmeter current – ток через контролируемый объект;

Decibel standard – установка эталонного напряжения V1 при измерении ослабления или усиления в децибелах (по умолчанию V1 = 1 В).

При этом для коэффициента передачи используется формула: $K[\text{дБ}] = 20\log(V2/V1)$, где V2 – напряжение в контролируемой точке.

Отметим, что мультиметр измеряет эффективное (действующее) значение переменного тока.

4.2. Функциональный генератор (Function Generator)

Лицевая панель генератора показана на рис. П.4.21. Управление генератором осуществляется верхней панелью и четырьмя командами. Верхняя панель позволяет осуществить выбор формы выходного сигнала: гармоническая или синусоидальная (выбрана по умолчанию), пило-

образная и прямоугольная. Команды позволяют выполнить следующие операции:

Frequency – установка частоты выходного сигнала;

Duty cycle – установка коэффициента заполнения в %: для импульсных сигналов это отношение длительности импульса к периоду повторения – величина, обратная скважности, для треугольных сигналов – соотношение между длительностями переднего и заднего фронтов;

Amplitude – установка амплитуды выходного сигнала; Offset – установка смещения (постоянной составляющей) выходного сигнала;

Нижние клеммы блока Common являются выходными зажимами; при заземлении клеммы СОМ (общий) на клеммах "–" и "+" получаем парофазный сигнал.

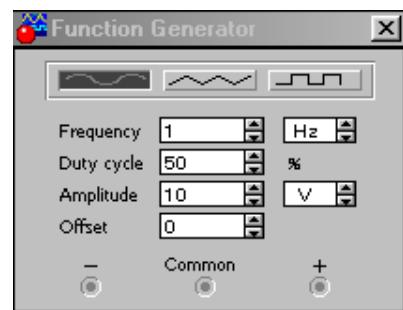


Рис. П.4.21. Лицевая панель функционального генератора

4.3. Осциллограф (Oscilloscope)

Лицевая панель осциллографа показана на рис. П.4.22. Осциллограф имеет два канала (Channel) А и В с раздельной регулировкой чувствительности в диапазоне от 10 мкВ/дел (μ V/Div) до 5 кВ/дел (kV/Div) и регулировкой смещения по вертикали (Y POS). Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок AC 0 DC. Режим AC предназначен

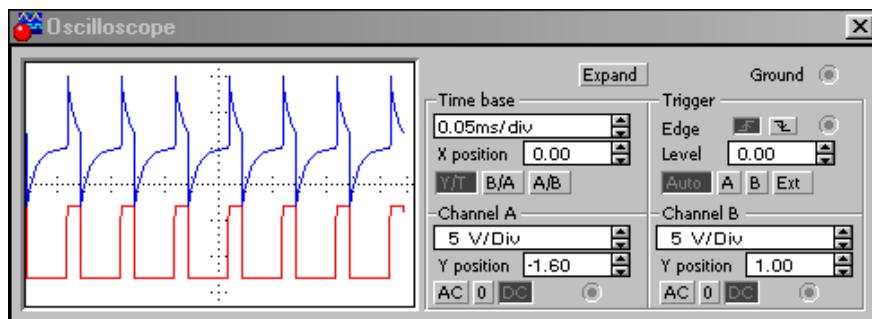


Рис. П.4.22. Лицевая панель осциллографа

для наблюдения только сигналов переменного тока (его еще называют режимом закрытого входа, поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую). В режиме 0 входной зажим замыкается на землю. В режиме DC (включен по умолчанию) можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока. Этот режим

еще называют режимом открытого входа. С правой стороны от кнопок DC обоих каналов расположены входные разъемы.

Режим развертки выбирается кнопками Y/T, B/A, A/B:

в режиме **Y/T** (обычный режим, включен по умолчанию) реализуется режим развертки – по вертикали напряжение сигнала, по горизонтали – время;

в режиме **B/A** – по вертикали – сигнал канала B, по горизонтали – сигнал канала A;

в режиме **A/B** – по вертикали – сигнал канала A, по горизонтали – сигнал канала B.

В режиме **Y/T** длительность развертки (Time base) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т. е. по оси X (X position). В этом режиме предусмотрен и ждущий режим (Trigger) с запуска:

развертки (Edge) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием соответствующих кнопок команды Edge в блоке Trigger) при регулируемом уровне (Level) запуска; а также в режиме Auto (от канала A или B), от канала A, от канала B или от внешнего источника (Ext), подключаемого к зажиму в блоке управления Trigger. Названные режимы запуска развертки выбираются соответствующими кнопками, расположенными в блоке Trigger под командой Level.

Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы Ground в правом верхнем углу прибора.

При нажатии на кнопку Expand лицевая панель осциллографа существенно меняется (см. рис.П.4.23):

- увеличивается размер экрана;
- появляется возможность перемещения изображения по горизонтали;
- сканирования изображения с помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены цифрами 1 и 2) могут быть установлены курсором в любое место экрана осциллографа.

Как видно из рис. П.4.23, в этом режиме в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями). Это позволяет легко находить частоту анализируемых периодических сигналов, определяя длительность одного периода. Фон экрана можно инвертировать (белый/черный) нажатием кнопки Reverse и записывать данные в файл нажатием кнопки Save.

Возврат к исходному состоянию осциллографа производится нажатием кнопки Reduce.

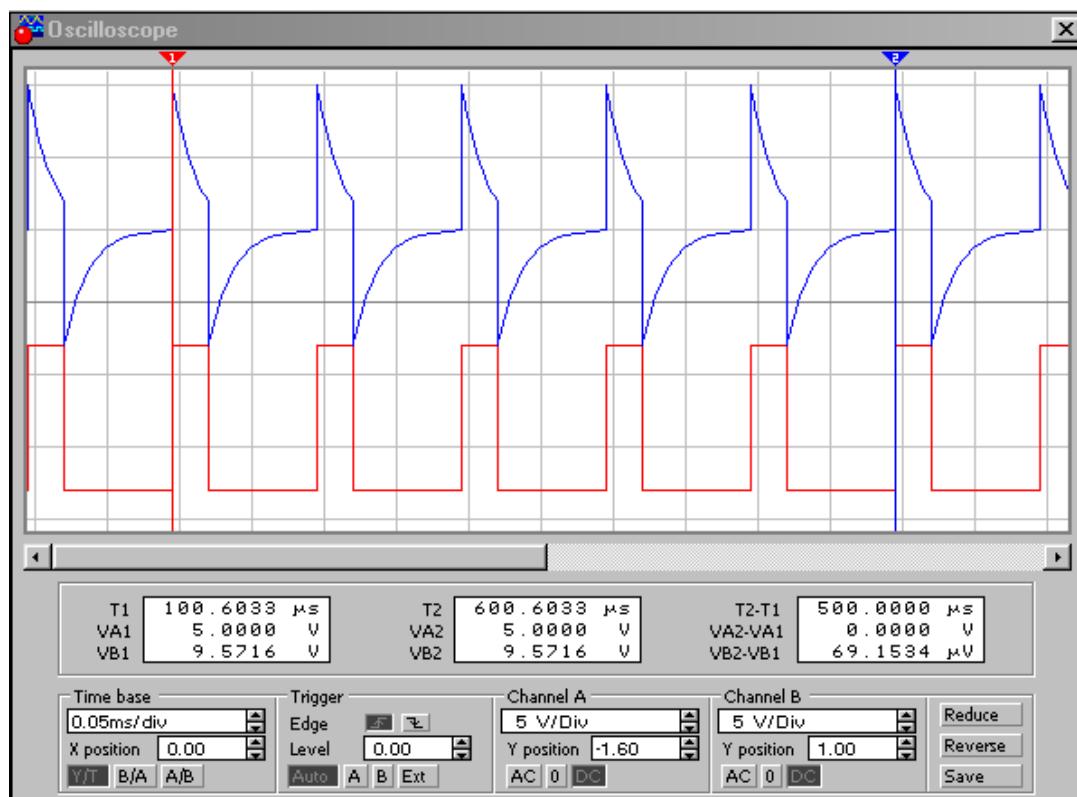


Рис. П.4.23. Лицевая панель осциллографа в режиме Expand

4.4. Измеритель АЧХ и ФЧХ (Bode Plotter)

Измеритель предназначен для анализа амплитудно-частотных (при нажатой кнопке **Magnitude**, включена по умолчанию) и фазо-частотных (при нажатой кнопке **Phase**) характеристик при логарифмической (кнопка **Log** включена по умолчанию) или линейной (кнопка **Lin**) шкале по осям Y (Vertical) и X (Horizontal). Настройка измерителя заключается в выборе пределов измерения коэффициента передачи и вариации частоты с помощью кнопок в окошках F – максимальное и I – минимальное значение. Значение частоты и соответствующее ей значение коэффициент передачи или фазы индицируются в окошках в правом нижнем углу измерителя. Значения указанных величин в отдельных точках АЧХ или ФЧХ можно получить с помощью вертикальной визирной линейки, находящейся в исходном состоянии в начале координат и перемещаемой по графику мышью или кнопками ← и →. Результаты измерения можно записать также в текстовый файл. Для этого необходимо нажать кнопку **Save** и в диалоговом окне указать имя файла (по умолчанию предлагает-

ся имя схемного файла). В полученном таким образом текстовом файле с расширением .bod АЧХ и ФЧХ представляются в табличном виде.

Подключение прибора к исследуемой схеме осуществляется с помощью зажимов In (вход) и Out (выход). Левые клеммы зажимов подключаются соответственно к входу и выходу исследуемого устройства, а правые – к общей шине. К входу устройства необходимо подключить функциональный генератор или другой источник переменного напряжения, при этом каких-либо настроек в этих источниках сигналов не требуется.

ЛИТЕРАТУРА

- Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. М., 1988.*
- Борздов, В. М. Основы радиоэлектроники: курс лекций / В. М. Борздов. Минск, 2003.*
- Борздов, В. М. Методические указания к лабораторным работам по курсу «Основы радиоэлектроники» / В. М. Борздов, Г. М. Новик, А. Н. Сетун. Минск, 1988–1991. Ч. 1 – 4.*
- Борздов, В. М.. Основы радиоэлектроники: лабораторный практикум / В. М. Борздов, Г. М. Новик, А. Н. Сетун. Минск, 2002.*
- Браммер, Ю. А. Импульсная техника / Ю. А. Браммер, И. М. Пашук. М., 1976.*
- Булычев, А. Л. Электронные приборы / А. Л. Булычев, П. М. Лямин, Е. С. Тулинов. Минск, 1999.*
- Быстров, Ю. А. Электронные цепи и устройства / Ю. А. Быстров, И. Г. Мироненко. М., 1989.*
- Ворсин, Н. Н. Основы радиоэлектроники / Н. Н. Ворсин, М. Н. Ляшко. Минск, 1992.*
- Гершензон, Е. М. Радиотехника / Е. М. Гершензон, Г. Д. Полянина, Н. В. Соина. М., 1986.*
- Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. М., 1971.*
- Гусев, В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. М., 1991.*
- Джонс, М. Х. Электроника – практический курс / М. Х. Джонс. М., 1999.*
- Ефимчик, М. К. Основы радиоэлектроники / М. К. Ефимчик, С. С. Шушкевич. Минск, 1981.*
- Изьюрова, Г. И. Расчет электронных схем / Г. И. Изьюрова [и др.]. М., 1987.*
- Каяцкас, А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. М., 1988.*
- Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук. М., 1999.*
- Кучумов, А. И. Электроника и схемотехника / А. И. Кучумов. М., 2005.*
- Лабораторный практикум по курсу «Радиотехнические цепи и сигналы» / под ред. Б. Л. Кащеева. М., 1976.*
- Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. М., 1990.*
- Матханов, П. Н. Основы анализа электрических цепей / П. Н. Матханов. М., 1986.*
- Мирский, Г. Я. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. М., 1986.*
- Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники / В. И. Нефедов. М., 2000.*
- Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. М., 1992.*
- Остапенко, Г. С. Усилительные устройства / Г. С. Остапенко. М., 1989.*
- Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / под ред. Н. Н. Горюнова. М., 1976.*
- Ушаков, В. Н. Основы радиоэлектроники и радиотехнические устройства / В. Н. Ушаков. М., 1976.*

Учебное издание

Борзов Владимир Михайлович
Жевняк Олег Григорьевич
Сетун Александр Николаевич

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

для студентов факультета радиофизики и электроники

Редактор *Н. Ф. Акулич*
Технический редактор *Т. К. Раманович*
Корректор *А. Г. Терехова*

Подписано в печать Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура таймс.
Печать офсетная. Усл. печ. л. Усл.-изд. л. Тираж экз. Зак.

Налоговая льгота – Общегосударственный классификатор Республики Беларусь ОКРБ 007–98, ч.1; 22.11.20.600.

Белорусский государственный университет
Лицензия ЛВ № 315 от 14.07.98.
220030, Минск, проспект Франциска Скорины, 4.

Отпечатано с оригинал-макета заказчика
Республиканское унитарное предприятие
«Издательский центр Белорусского государственного университета».
Лицензия ЛП № 461 от 14.08.2001.
220030, Минск, ул. Красноармейская, 6.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	3
<i>Лабораторная работа № 1.</i>	
Изучение измерительных приборов. Измерение параметров напряжений прямоугольной формы	5
<i>Лабораторная работа № 2.</i>	Спектры периодических сигналов.....
<i>Лабораторная работа № 3.</i>	13
<i>Лабораторная работа № 4.</i>	Электрические <i>RC</i> -фильтры
<i>Лабораторная работа № 5.</i>	21
<i>Лабораторная работа № 6.</i>	Дифференцирующие и интегрирующие <i>RC</i> -цепи
<i>Лабораторная работа № 7.</i>	25
<i>Лабораторная работа № 8.</i>	Колебательные контура.....
<i>Лабораторная работа № 9.</i>	34
<i>Лабораторная работа № 10.</i>	Усилитель напряжения низкой частоты ..
<i>Лабораторная работа № 11.</i>	43
<i>Лабораторная работа № 12.</i>	Усилитель напряжения низкой частоты с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению
<i>Лабораторная работа № 13.</i>	57
<i>Лабораторная работа № 14.</i>	Двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности низкой частоты
Указания по оформлению протокола к работе	65
Приложения	73
Литература	87
	96
	109
	116
	122
	123
	152