

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЕЛЕЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. И. А. БУНИНА»

А.А. Зайцев, И.Н. Зайцева,
Э.И. Исакович, Н.А. Фортунова

Методические указания
к выполнению лабораторных работ по курсу
**«РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
И СИГНАЛЫ»**

Елец – 2016

УДК 621.396.933

ББК 32.84

3 12

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Елецкого государственного университета имени И.А. Бунина
от 29. 01. 2016 г., протокол № 1

Рецензенты:

Радин С.Ю., кандидат технических наук, доцент
(Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина);

Захаров С.В., начальник радиотелевизионной передающей станции
(г. Елец)

А.А. Зайцев, И.Н. Зайцева, Э.И. Исакович, Н.А. Фортунова

3 12 Методические указания к выполнению лабораторных работ по курсу
«Радиотехнические цепи и сигналы». – Елец: Елецкий государственный
университет им. И.А. Бунина, 2016. – 138 с.

В методических указаниях дано описание лабораторной стойки РТЦ и С. Даются основные теоретические положения по теме каждой лабораторной работы, описания сменных блоков, их органов регулировки и коммутации. Определена последовательность выполнения каждой лабораторной работы с построением необходимых графиков и таблиц. В конце каждой лабораторной работы предлагаются вопросы для проверки усвоения материала.

Пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Радиотехнические цепи и сигналы», а также «Усилители электрических сигналов» и «Радиопередающие устройства»

УДК 621.396.933

ББК 32.84

© Елецкий государственный
университет им. И.А. Бунина, 2016

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
1. Исследование цепей первого порядка	8
Лабораторная работа № 1 «Измерение амплитудно-частотной характеристики четырёхполюсника».....	10
Лабораторная работа № 2 «Измерение фазо-частотной характеристики четырёхполюсника».....	12
2. Исследование цепей второго порядка	16
Лабораторная работа № 3 «Экспериментальное определение (измерение) АЧХ и ФЧХ последовательного колебательного контура при снятии напряжения с сопротивления, ёмкости или индуктивности».....	20
Лабораторная работа № 4 «Исследование режима параллельной резонансной цепи».....	25
Лабораторная работа № 5 «Исследование параллельного контура с различными сопротивлениями нагрузки».....	30
Лабораторная работа № 6 «Исследование переходных процессов в колебательном контуре».....	33
3. Исследование частотных характеристик дифференцирующей и интегрирующей цепей	41
Лабораторная работа № 7.....	41
4. Исследование нелинейных цепей	47
Лабораторная работа № 8 «Стабилизация постоянного напряжения нелинейными резистивными цепями».....	50
Лабораторная работа № 9 «Нелинейные электрические цепи при гармонических воздействиях».....	53
Лабораторная работа № 10 «Выпрямление гармонических колебаний».....	57
Лабораторная работа № 11 «Ограничение мгновенных значений гармонических колебаний».....	66
Лабораторная работа № 12 «Детектирование амплитудно-модулированных сигналов».....	72
Лабораторная работа № 13 «Умножение частоты».....	77
5. Исследование транзисторного резистивного усилителя ..	85
Лабораторная работа № 14 «Определение основных параметров каскада усиления».....	90
Лабораторная работа № 15 «Измерение амплитудно-частотной характеристики усилителя».....	91
Лабораторная работа № 16 «Измерение фазо-частотной характеристики усилителя».....	93

Лабораторная работа № 17 «Исследование временных характеристик усилителя»	94
6. Исследование усилителя с обратной связью	96
Лабораторная работа № 18 «Определение входного и выходного сопротивлений усилителя».....	98
Лабораторная работа № 19 «Определение глубины обратной связи».....	99
Лабораторная работа № 20 «Определение коэффициента гармоник при заданном уровне выходного напряжения».....	101
Лабораторная работа № 21 «Измерение амплитудно-частотных характеристик при различных уровнях обратной связи».....	102
7. Исследование генераторов трёхточек	105
Лабораторная работа № 22 «Исследование ёмкостной трёхточки (генератора Колпитца)».....	109
Лабораторная работа № 23 «Исследование индуктивной трёхточки (генератора Хартли)».....	114
8. Исследование генераторов гармонических колебаний низких частот	122
Лабораторная работа № 24 «Исследование генератора на основе моста Вина».....	127
Приложения	130
Список литературы	138

ВВЕДЕНИЕ

Комплект типового лабораторного оборудования «Радиотехнические цепи и сигналы» предназначен для проведения лабораторных занятий по разделам «Линейные радиотехнические цепи», «Нелинейные радиотехнические цепи», «Усилители электрических сигналов», «Радиопередающие устройства», «Основы теории колебательных систем», «Преобразование сигналов», «Модуляция и детектирование» со студентами и учащимися, обучающимися в учреждениях высшего, среднего и начального профессионального образования, а также на курсах повышения квалификации персонала предприятий и организаций.

Аппаратная часть комплекта выполнена по блочному (модульному) принципу и включает в себя лабораторный стол или настольную подставку с выдвижным ящиком и двухуровневой рамой, в которую устанавливаются источник питания и функциональные блоки, спроектированные для выполнения различных учебных задач (рис. 1). Блоки легко переставляются в раме с целью получения оптимального их расположения в каждой лабораторной работе.

В выдвижном ящике хранятся соединительные провода, перемычки, кабели, другие аксессуары и методические материалы. Функциональные блоки включают в себя смонтированные на панелях различные электронные схемы и их элементы. Для облегчения сборки цепей на панели выведены гнезда для подключения приборов к источнику питания, измерительным приборам и для соединения их между собой. Кроме того, в блоках установлены некоторые дополнительные элементы.

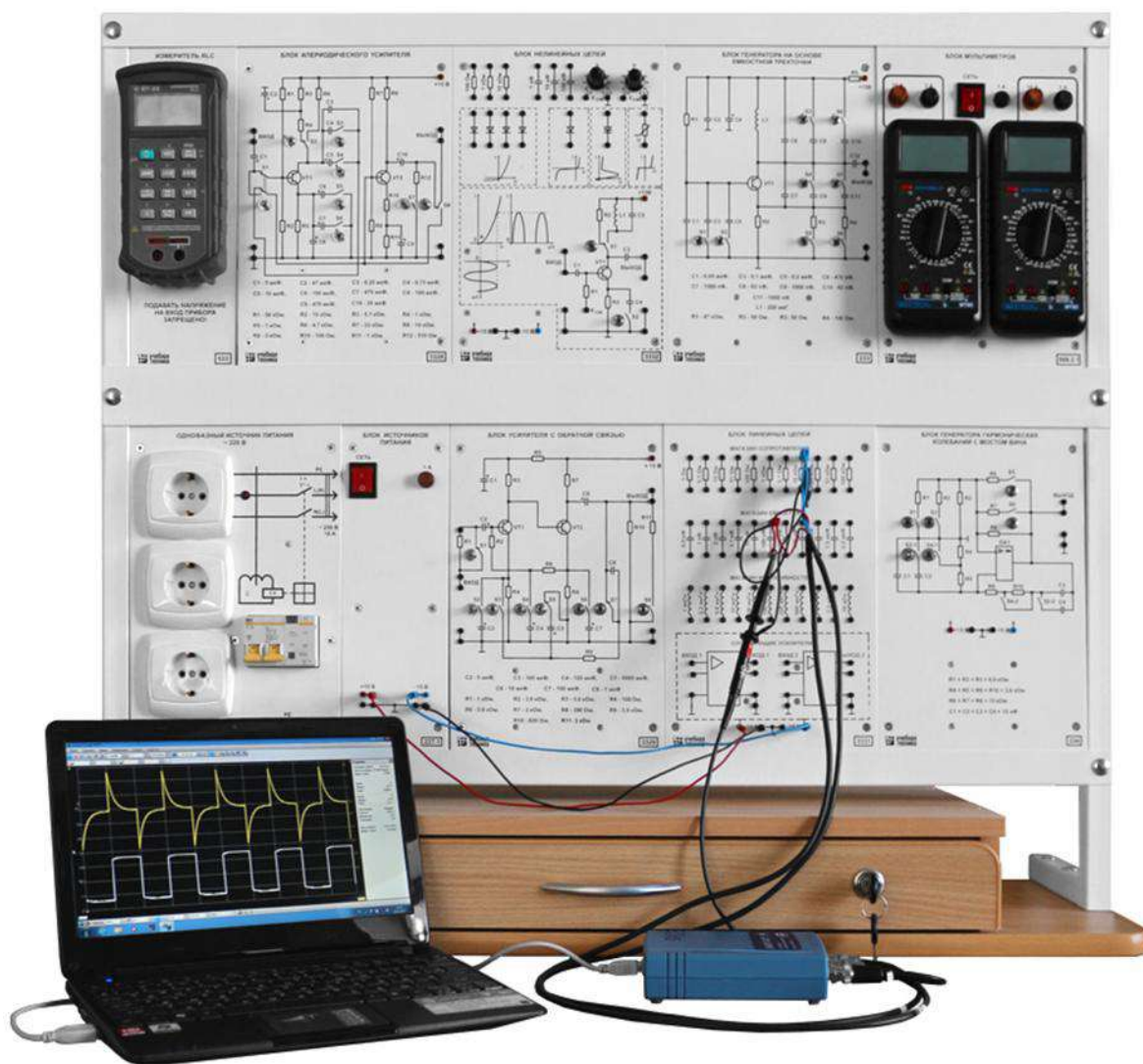


Рис. 1. Внешний вид лабораторного стенда РТЦ и С

Настоящие «**Методические указания**» состоят из восьми глав.

В первой главе описаны эксперименты, связанные с исследованием цепей первого порядка.

Во второй главе описаны эксперименты, связанные с исследованием цепей второго порядка.

Третья глава посвящена исследованию дифференцирующих и интегрирующих цепей.

В четвёртой главе рассматриваются эксперименты, связанные с исследованием нелинейных цепей и схем, построенных на их основе.

Пятая глава посвящена экспериментам по исследованию транзисторного резистивного усилителя.

В шестой главе описаны эксперименты, связанные с исследованием усилителя, охваченного различными видами отрицательной обратной связи.

В седьмой главе рассматриваются эксперименты, связанные с исследованием трёхточечных LC - генераторов.

Восьмая глава посвящена описанию экспериментов по исследованию работы генератора гармонических колебаний, построенного на основе резистивно-ёмкостного моста Вина.

1. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕПЕЙ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Краткие теоретические сведения

Порядок электрической цепи определяется числом реактивных элементов. Цепь первого порядка включает один реактивный элемент (индуктивность или ёмкость) и любое число резистивных элементов и независимых источников питания. По отношению к реактивному элементу всю остальную цепь можно считать резистивным активным двухполюсником.

Комплексной частотной характеристикой (КЧХ) называется зависимость отношения комплексной амплитуды сигнала (тока или напряжения) на выходе линейной цепи к комплексной амплитуде сигнала на входе от частоты:

$$\dot{K}(j2\pi f) = \frac{\dot{S}_{\text{вых}}}{\dot{S}_{\text{вх}}} \dots\dots\dots (1)$$

при условии, что

$$s_{\text{вх}}(t) = A \cos(2\pi f t + \varphi_0) = A \cos[2\pi f(t + \Delta)]$$

– это гармонический сигнал амплитудой A , частотой f и начальной фазой φ_0 . Величина Δ определяет задержку сигнала.

Модуль комплексной частотной характеристики называется **амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)** и обозначается:

$$K(f) = |\dot{K}(j2\pi f)| \dots\dots\dots (2)$$

Аргумент комплексной частотной характеристики называется **фазочастотной характеристикой (ФЧХ)** и выражается формулой:

$$\varphi(f) = \arg [\dot{K}(j2\pi f)] \dots\dots\dots (3)$$

Для нахождения КЧХ линейной цепи необходимо:

1. Заменить указанную величину ЭДС гармонического сигнала на его комплексную амплитуду:

$$\dot{S}_{\text{вх}} = A e^{j\varphi_0} \dots\dots\dots (4)$$

2. Реактивные элементы (ёмкость и индуктивность) заменить на комплексные сопротивления согласно рис.2:

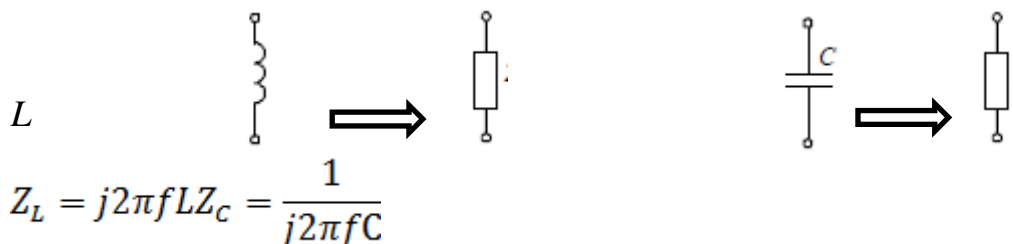


Рис. 2. Замена реактивных элементов комплексными сопротивлениями

3. Методами анализа линейных цепей по постоянному току определить комплексную амплитуду выходного сигнала;
4. Определить комплексную частотную характеристику по формуле (1).

При нахождении КЧХ линейных цепей первого порядка (*RL*- и *RC*-цепей) удобно пользоваться параметром «**постоянная времени цепи**», которая определяется по формулам:

$$\tau_{RC} = RC, \quad \tau_{RL} = \frac{L}{R} \dots \dots \dots (5)$$

Параметром линейной цепи в частотной области является граничная частота полосы пропускания $f_{гр}$, определяемой на частоте, при которой коэффициент передачи уменьшается до $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ от максимального значения:

$$K(f_{гр}) = \frac{1}{\sqrt{2}} K_{max} \approx 0,7 K_{max} \dots \dots \dots (6)$$

Пример АЧХ и ФЧХ линейной цепи первого порядка показан на рис. 3:

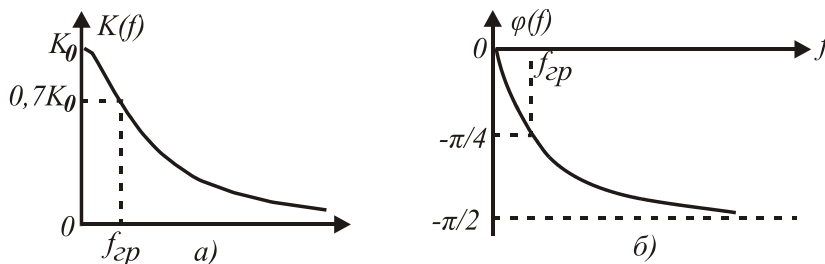


Рис. 3. АЧХ (а) и ФЧХ (б) линейной цепи первого порядка

По известной граничной частоте полосы пропускания постоянную времени цепи можно найти по формуле:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{гр}} \dots \dots \dots (7)$$

Порядок выполнения эксперимента:

- Определить аналитические выражения комплексной частотной характеристики, АЧХ, ФЧХ для заданных вам номиналов элементов цепи и в соответствии со схемой цепи, предложенных в вашем задании на лабораторную работу.

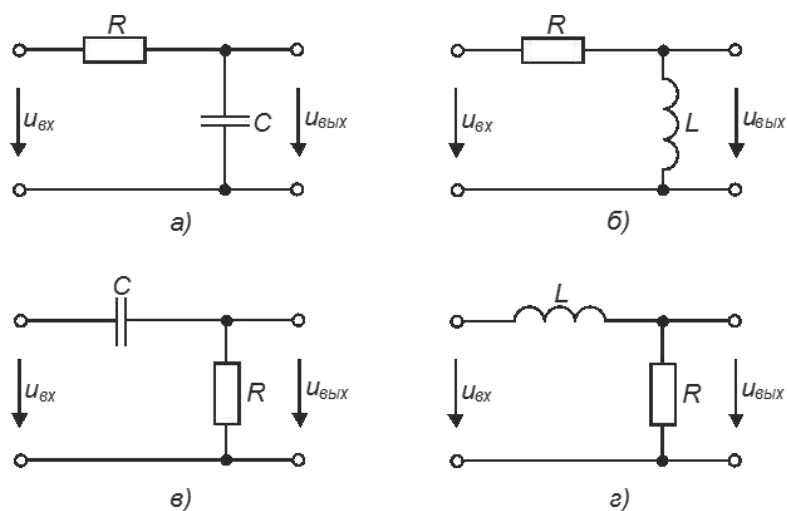


Рис. 4. Линейные цепи первого порядка

- Для заданных вам номиналов элементов цепи по формулам (5) рассчитать постоянную времени цепи. Начертить графики АЧХ и ФЧХ линейной цепи (см. Приложение 2).

Лабораторная работа № 1

Измерение амплитудно-частотной характеристики четырёхполюсника

Собрать схему подключения измерительных приборов и стенда для измерения АЧХ линейной цепи, показанную на рис.5.

1. Подать с генератора низкой частоты (ГНЧ) «Выход А» сигнал на вход макета. Рекомендуются при этом синхронизировать осциллограф с ГНЧ.

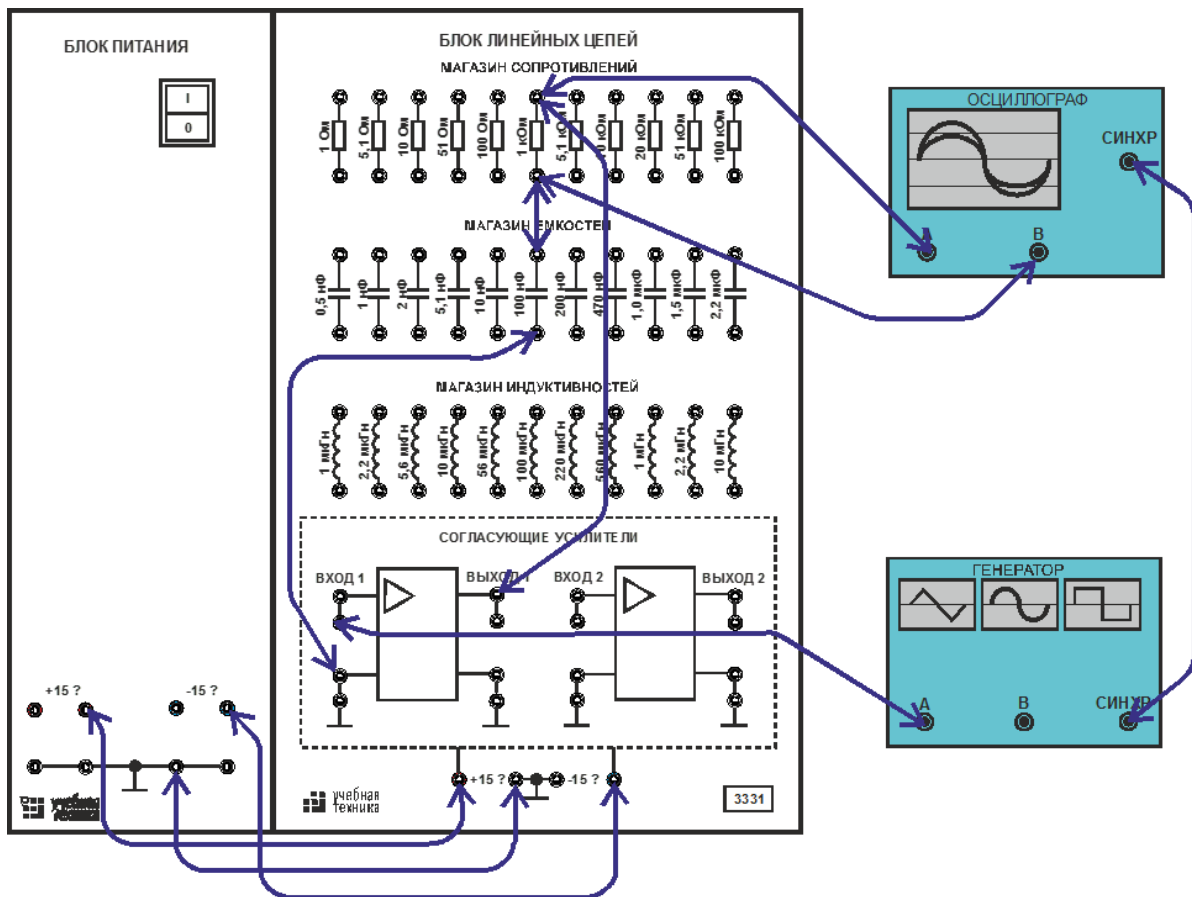


Рис. 5. Схема экспериментальной сборки для снятия АЧХ и ФЧХ исследуемой цепи

- Подключить второй вход осциллографа на выход исследуемой цепи, первый вход осциллографа оставить подключённым к входу цепи. Использовать осциллограф для контроля амплитуды входного сигнала. В течение всех измерений амплитуда входного сигнала должна поддерживаться постоянной с помощью регулировки амплитуды сигнала на выходе ГНЧ. Результаты измерений занести в таблицу.
- Рассчитать и занести в таблицу значения коэффициента передачи цепи по напряжению для каждой частоты:

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

где $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ – амплитудные значения входного и выходного напряжений.

- Построить график нормированной АЧХ $K = f(F)$ (см. Приложение 2). Определить по графику граничную частоту полосы пропускания $f_{\text{гр}}$ и рассчитать постоянную времени цепи по формуле (7).

Пример: Используем схему рис.4, а с параметрами: $R = 1 \text{ кОм}$;
 $C = 0,01 \text{ мкФ}$. $\tau_{RC} = RC = 1000 \cdot 10^{-8} \text{ с} = 10^{-5} \text{ с} = 1 \text{ мсек}$

Произведём измерения и занесём их значения в таблицу 1.

Таблица 1

АЧХ RC-цепи															
F	100	200	400	600	800	1	2	4	6	8	10	20	40	60	80
	Гц	Гц	Гц	Гц	Гц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц	кГц
K	1	1	1	1	1	0,99	0,98	0,95	0,92	0,88	0,82	0,62	0,38	0,22	0,17

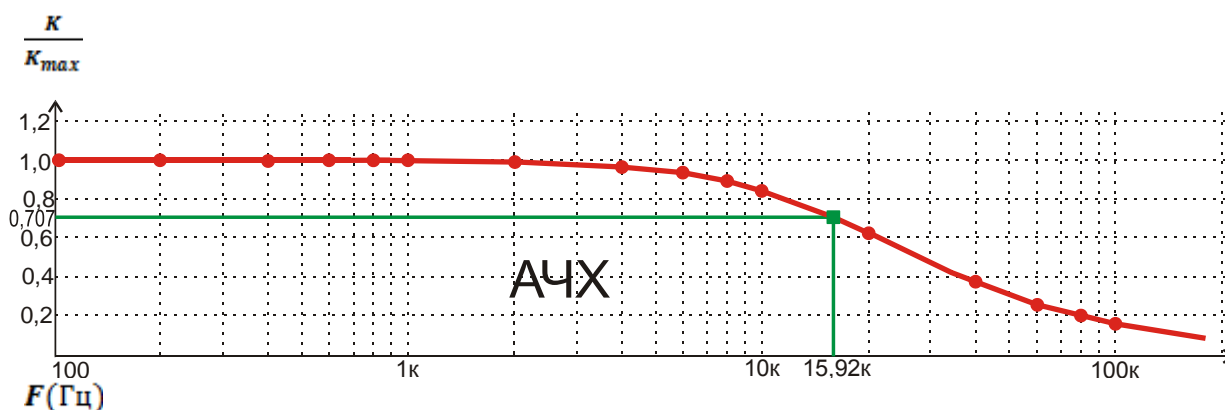


Рис. 6. Нормированная АЧХ исследуемой цепи

Построим нормированную АЧХ в логарифмическом масштабе по оси частот (оси X) (см. Приложение 2). По графику находим граничную частоту (полосу пропускания) на уровне $0,707$ (-3 дБ). Она равна $15,92 \text{ кГц}$.

Лабораторная работа № 2

Измерение фазо-частотной характеристики четырёхполюсника

1. Собрать схему стенда для измерения ФЧХ и подключения измерительных приборов линейной цепи (рис.5).
2. Установить на генераторе частоту, равную граничной частоте полосы пропускания исследуемой цепи.
3. Подключить первый вход осциллографа на вход исследуемой цепи.
4. Установить характерную точку входного сигнала (переход через нуль) в центре экрана.
5. Занести осциллограмму входного напряжения в отчёт.
6. Подключить второй вход осциллографа на выход исследуемой цепи.
7. Занести осциллограмму выходного напряжения в отчёт.

8. Измерять смещение характерной точки гармонического сигнала на выходе цепи по отношению к входному сигналу. Измерять также период сигнала. Для ускорения измерений временной сдвиг и период рекомендуется определять в делениях сетки на экране осциллографа. При изменении частоты изменять масштаб по оси времени таким образом, чтобы на экране укладывалось не более одного периода сигнала, иначе измерения временного сдвига будут очень неточными.
9. Результаты измерений занести в таблицу.

Примечание. Временной сдвиг считается положительным ($\Delta > 0$), если выходной сигнал будет опережать по фазе входной, т.е. будет сдвигаться влево. В случае запаздывания выходного сигнала (сдвиг вправо) временной сдвиг считается отрицательным ($\Delta < 0$) (см. рис.7).

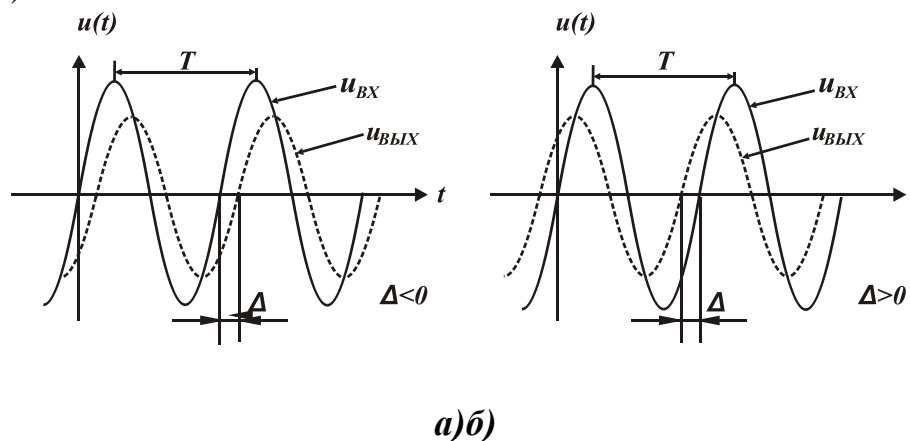


Рис.7. Фазовые соотношения двух гармонических сигналов

10. Рассчитать фазовый сдвиг по формуле:

$$\varphi = \frac{\Delta}{T} \cdot 360^\circ$$

и занести результаты в таблицу. Построить график ФЧХ $\varphi = f(F)$.

11. Определить по графику граничную частоту полосы пропускания $f_{гр}$ и рассчитать постоянную времени цепи по формуле (7).

Пример: Используем схему рис. 4, а с параметрами:

$R = 1 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$.

Произвести измерения и занести значения в таблицу 2.

Таблица 2

ФЧХ RC цепи															
f	100	200	400	600	800	1к	2к	4к	6к	8к	10к	20к	40к	60к	80к
$\varphi(f)$	0	0	0	0	3	6	10	16	23	30	38	50	70	80	84

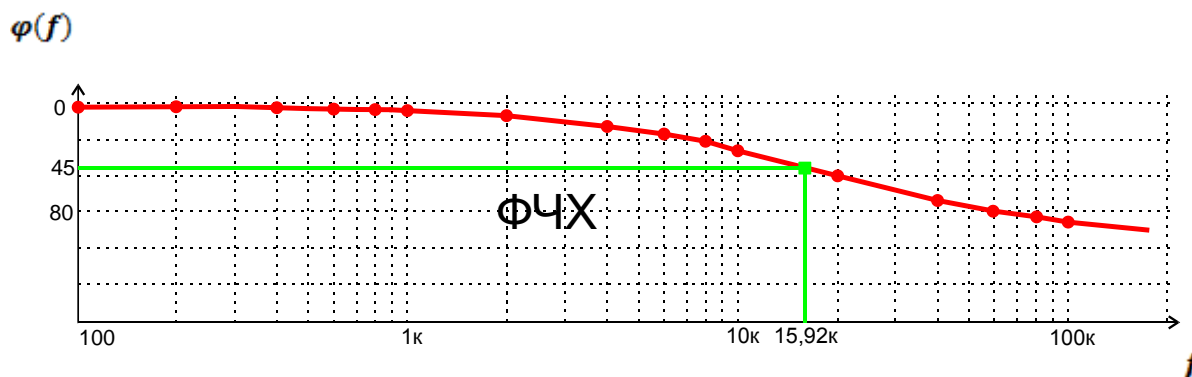


Рис.8. Фазо-частотная характеристика четырёхполюсника

Из графика видно, что на граничной частоте АЧХ (15,92 кГц) сдвиг фазы достигает 45 градусов.

Контрольные вопросы:

1. Каковы фазовые соотношения между напряжением и током в индуктивности и ёмкости?
2. Что такое реактивное сопротивление? Почему сопротивление называется реактивным? Какие элементы цепи являются реактивными? Чему равно реактивное сопротивление?
3. Почему формулы для определения общей величины сопротивления при параллельном их соединении и общей величины ёмкости при их последовательном соединении аналогичны?
4. Каким образом включаются в электрическую цепь вольтметр и амперметр и почему именно так?
5. Дайте определение следующим характеристикам электрической цепи:
 - Амплитудно-частотная характеристика;
 - Фазо-частотная характеристика;
 - Амплитудная характеристика;
 - Вольтамперная характеристика;
 - Спектральная характеристика.

Начертите графики этих характеристик.

6. Что такое нормированная (приведенная) амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)? Какова методика снятия нормированной характеристики? Когда используется нормированная АЧХ?
7. Какими параметрами характеризуется синусоидальное колебание? Дайте определение этих параметров. Какова связь между ними?
8. Что такое спектр электрического сигнала? Как строится спектральная диаграмма?
9. Какая разница между:
 - сопротивлением и резистором?
 - ёмкостью и конденсатором?
 - индуктивностью и катушкой индуктивности?
10. Как связаны между собой ток, сопротивление, напряжение, мощность и энергия?

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕПЕЙ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Краткие теоретические сведения

В линейных цепях, содержащих ёмкость C и индуктивность L (цепи второго порядка), при определённом значении частоты воздействующего сигнала наблюдается эффект резонанса – резкое увеличение тока или напряжения в цепи.

Резонансом называется точное совпадение собственной частоты колебательного контура с частотой вынужденных колебаний, подводимых к нему от внешнего источника (генератора). Собственная (резонансная) частота колебательного контура (f_0) определяется выражением:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ или } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Эти выражения носят название **формулы Томсона**.

Различают два типа колебательных контуров (см. рис.9):

- последовательный колебательный контур;
- параллельный колебательный контур.

При описании колебательного контура используют следующие параметры:

✓ **характеристическое (волновое) сопротивление контура (ρ)**

Этот параметр является модулем реактивного сопротивления индуктивности или ёмкости на резонансной частоте:

$$\rho = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

✓ **добротность колебательного контура (Q)**

Добротность – это отношение реактивного сопротивления контура к активному сопротивлению (сопротивлению потерь) на резонансной частоте.

При анализе высокодобротных колебательных контуров вблизи резонансной частоты для упрощения расчётов удобно заменить все резисторы одним эквивалентным сопротивлением, пересчитав все

резисторы в последовательные или в параллельные сопротивления:

$$r = \frac{\rho^2}{R} \quad R = \frac{\rho^2}{r}.$$

где ρ – волновое сопротивление контура,

r – активное сопротивление (сопротивление потерь) в последовательном контуре.

R – активное сопротивление (сопротивление потерь) в параллельном контуре.

✓ *затухание контура (d) – величина, обратная добротности*

$$d = \frac{1}{Q}$$

✓ *коэффициент затухания свободных колебаний (α)*

$$\alpha = \frac{r}{2L}$$

✓ *резонансная частота контура (ω_0)*

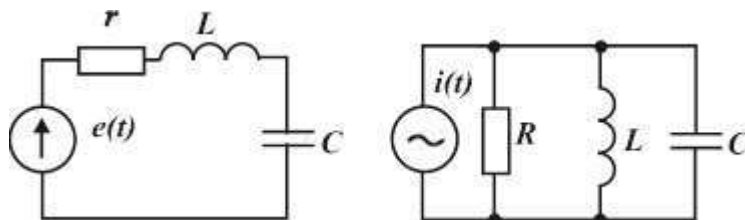
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

✓ *постоянная времени контура (τ_k) – время, за которое амплитуда свободных колебаний уменьшается в $e \approx 2,72$ раз.*

$$\tau_k = \frac{1}{\alpha} = \frac{2Q}{\omega_0}$$

✓ *частота свободных колебаний (ω_c)*

$$\omega_c = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}$$



а) последовательный контур б) параллельный контур

Рис. 9. Виды колебательных контуров

Эквивалентные преобразования схем колебательных контуров показаны на рис.10. При анализе колебательного контура удобно пользоваться эквивалентными схемами цепи на характерных частотах:

$$f = 0; \quad f = f_0 \text{ и } f = \infty.$$

Рассмотрим процедуру нахождения эквивалентных схем линейных цепей подробнее.

Известно, что ёмкость при частоте гармонического колебания $f = 0$ приобретает реактивное сопротивление, равное бесконечности, поскольку $x_C = \frac{1}{2\pi fC}$.

В этом случае можно считать, что такое сопротивление может быть представлено в виде разрыва цепи, что эквивалентно режиму «холостого хода» («ХХ»). Этот же режим «ХХ» возникает при прохождении гармонического колебания с частотой $f = \infty$ через индуктивность, поскольку $x_L = 2\pi fL$.

Если же предположить, что через ёмкость проходит гармоническое колебание с частотой $f = \infty$ или через индуктивность – колебание с частотой $f = 0$, то можно считать, что в этих случаях возникает режим «короткого замыкания» («КЗ»). Это иллюстрируется на рис. 11.

Благодаря этому ток или напряжение на любом элементе колебательного контура могут быть найдены анализом цепи по постоянному току. На резонансной частоте реактивные сопротивления ёмкости и индуктивности равны по величине и противоположны по знаку, что также упрощает процедуру анализа цепи.

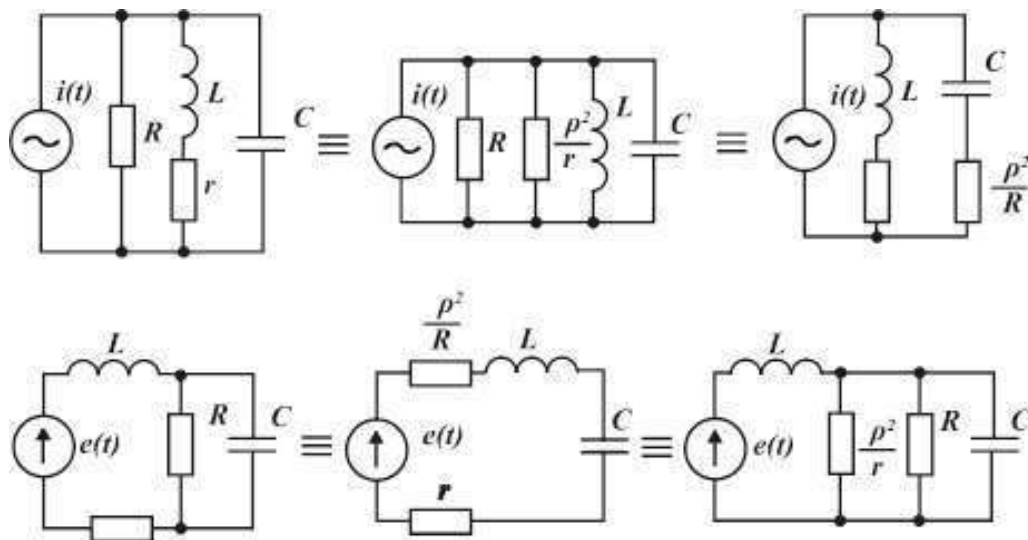


Рис. 10. Эквивалентные преобразования схем колебательных контуров

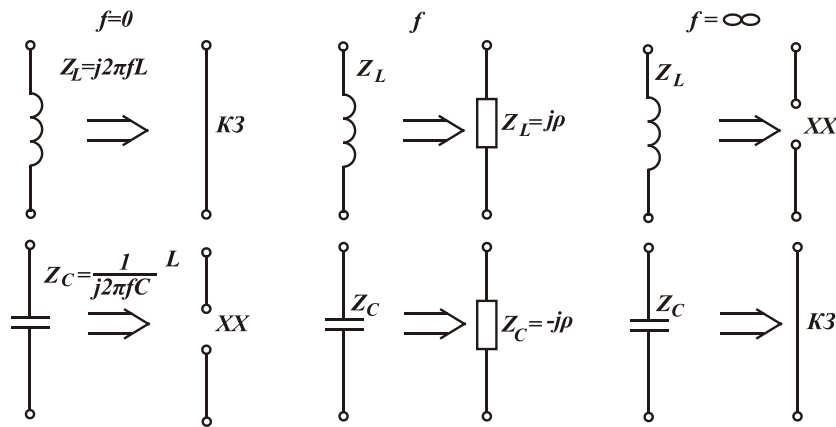


Рис. 11. Представление реактивных элементов в виде цепей в режиме короткого замыкания («KЗ») и холостого хода («ХХ»)

Комплексной частотной характеристикой (КЧХ) линейной цепи называется отношение комплексной амплитуды сигнала на выходе цепи (реакции) к комплексной амплитуде сигнала на входе цепи (входное воздействие) как функции частоты воздействующего гармонического сигнала:

$$K(j2\pi f) = \frac{\dot{S}_{\text{вх}}}{\dot{S}_{\text{вх}}},$$

где $S_{\text{вх}}(t) = A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi_0)$ – гармонический сигнал с амплитудой A , частотой f и начальной фазой φ_0 .

Модуль комплексной частотной характеристики называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и выражается формулой:

$$|K(j2\pi f)| = K(f).$$

Аргумент комплексной частотной характеристики называется фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) и выражается формулой: $\arg\{K(j2\pi f)\} = \varphi(f)$.

Примерные виды АЧХ и ФЧХ колебательного контура показаны на рис.12.

По графикам частотных характеристик колебательного контура можно оценить коэффициент передачи на резонансной частоте $K_{\text{рез}}$ полосу пропускания и добротность контура:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f},$$

где Δf – полоса пропускания контура.

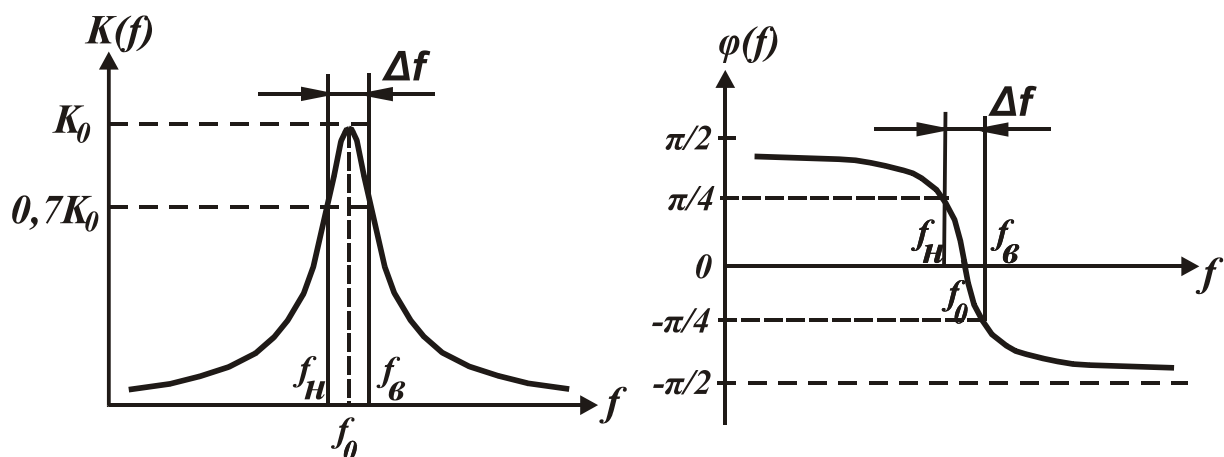


Рис. 12. Примерные виды АЧХ и ФЧХ колебательного контура

Лабораторная работа № 3

Экспериментальное определение (измерение) АЧХ и ФЧХ последовательного колебательного контура при снятии напряжения с сопротивления, ёмкости или индуктивности

Элементы последовательного колебательного контура изображены на рис.13. Из этих элементов следует собрать одну из схем контура (см. рис.14). Конкретную схему и номиналы вам укажет преподаватель (см. Приложение 4).

Начертить полученную вами схему, проставить номиналы элементов и использовать этот подготовленный материал при сборке общей схемы эксперимента. Собрать схему, изображённую на рис.15.



Рис. 13. Элементы последовательного колебательного контура

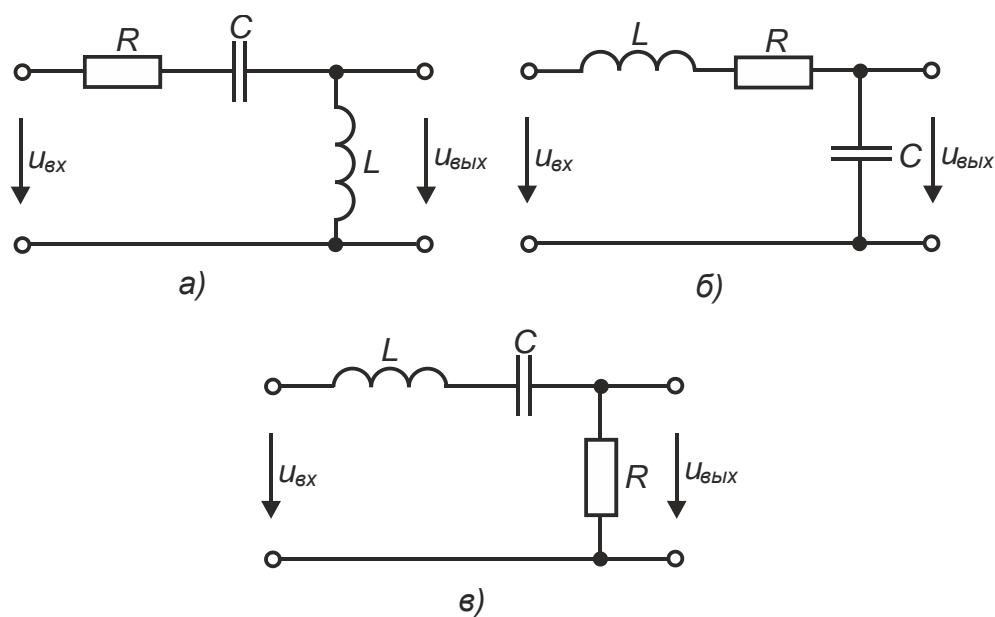


Рис. 14. Варианты схем последовательного колебательного контура

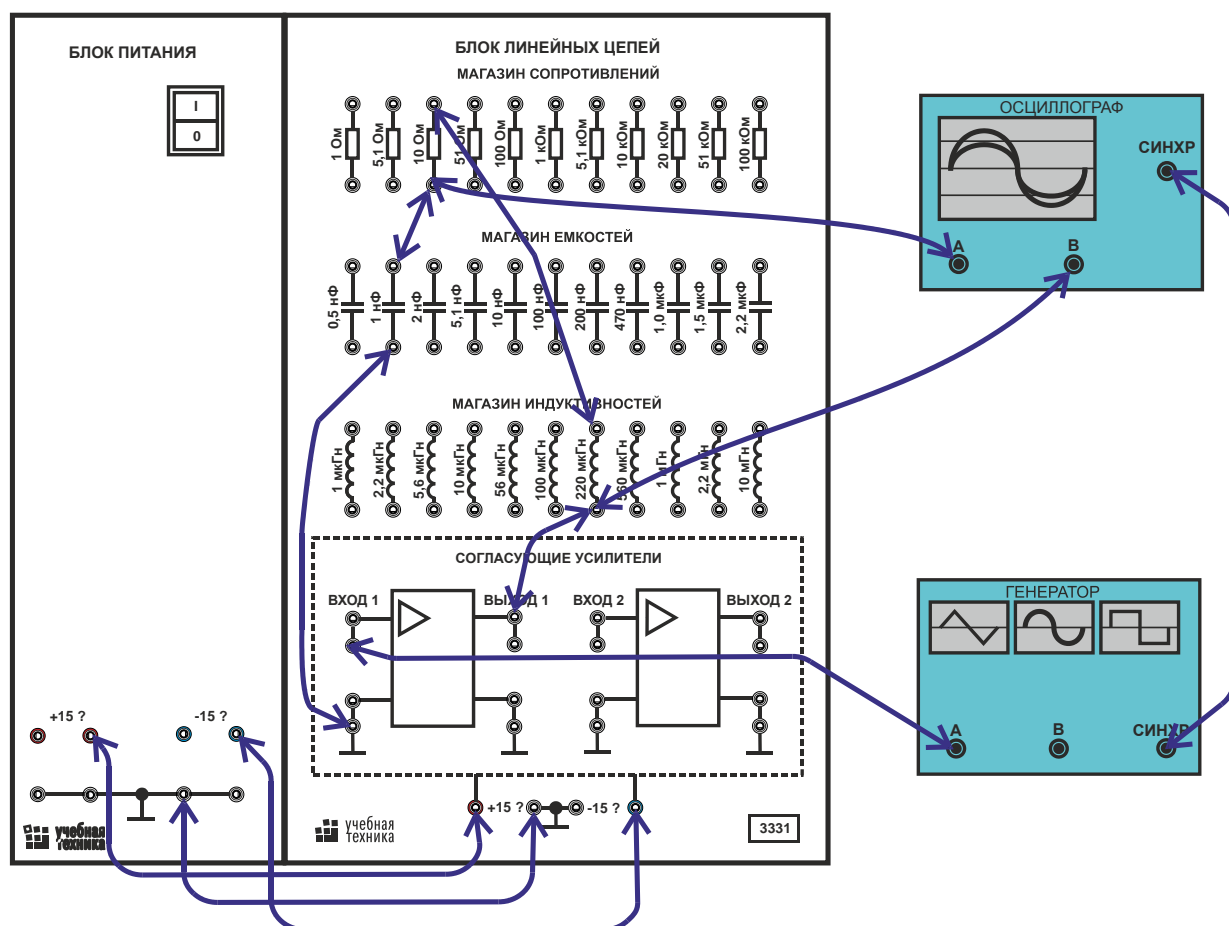


Рис. 15. Пример экспериментальной сборки схемы по варианту рис.14,б.

1. Установить частоту входного сигнала **1 кГц**, амплитуду **0,5 ÷ 2 В**.

Параметры входного и выходного сигналов (частоту и амплитуду) контролировать по осциллографу.

2. Произвести измерение АЧХ, для чего:

- ✓ Подключить первый канал осциллографа к входу исследуемой цепи, измерить действующее значение входного напряжения и записать его.
- ✓ Подключить второй канал осциллографа к выходу исследуемой цепи.
- ✓ При проведении измерений амплитуду входного сигнала поддерживать постоянной.
- ✓ Изменяя частоту сигнала на входе цепи, производить с помощью осциллографа измерение амплитудного значения выходного напряжения. Шаг и диапазон изменения частоты определить самостоятельно. Общее количество экспериментальных точек не менее **10 ÷ 12**.
- ✓ Коэффициент передачи по напряжению вычислять для каждой частоты по формуле:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ – действующие значения входного и выходного напряжений.

Результаты измерений занести в таблицу 3.

3. Построить график АЧХ $K = f(F)$. На графике отметить резонансную частоту f_0 , верхнюю и нижнюю граничные частоты $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$.

4. Определить добротность колебательного контура по формуле:

$$Q = \frac{f_0}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}$$

Пример: Используем схему рис. 2.1.2, б с параметрами:

$$R = 10 \text{ Ом}, \quad C = 1 \text{ нФ} \text{ и } L = 220 \text{ мкГн}.$$

Произведём измерения амплитуды выходного сигнала при изменении частоты, вблизи частоты резонанса последовательного колебательного контура. Занесём в таблицу значения отношений амплитуды сигнала к амплитуде в точке резонанса. Определим добротность контура по формуле:

$$Q = \frac{337}{348 - 326} = 15,3$$

Таблица 3

АЧХ RLC- цепи													
F (кГц)	320	326	330	333	335	336	337	338	339	341	344	348	354
$\frac{K}{K_{\text{max}}}$	0,6	0,7	0,77	0,84	0,93	0,98	1	0,98	0,93	0,84	0,77	0,7	0,6

Построим нормированный график зависимости коэффициента передачи цепи от частоты (рис.16).

$$\frac{K}{K_{\max}}$$

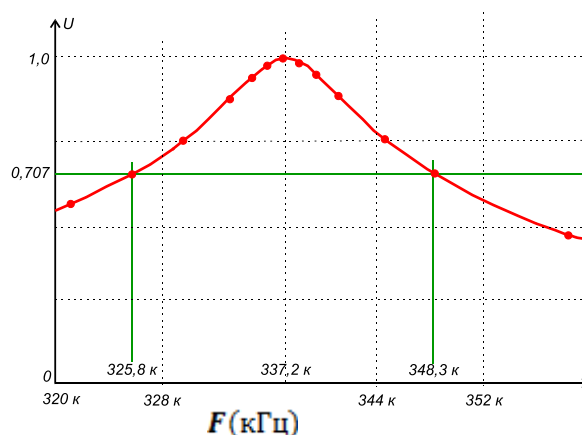


Рис. 16. Нормированная АЧХ исследуемой цепи

Поскольку измеренные напряжения на индуктивности и ёмкости на частоте резонанса в Q раз больше напряжения, подаваемого на вход последовательного колебательного контура, такой резонанс называется **резонансом напряжений**.

5. Произвести измерение ФЧХ, для чего:

- ✓ включить осциллограф в режиме внешней синхронизации. Косвенное измерение фазового сдвига между выходным и входным сигналами основывается на прямом измерении временного сдвига. Осциллограф включается на вход и выход исследуемой цепи.
- ✓ установить характерную точку входного сигнала (переход через нуль) в центре экрана.
- ✓ измерить смещение этой точки и период выходного сигнала. Для ускорения измерений временной сдвиг и период рекомендуется определять в делениях сетки, нанесённой на экран осциллографа. Частоты устанавливать те же, что и при измерении АЧХ. При увеличении частоты изменять скорость развёртки (масштаб по оси времени), чтобы на экране укладывалось не более одного периода сигнала, иначе измерения временного сдвига будут очень неточными. Временной сдвиг считается положительным ($\tau > 0$), если выходной сигнал опережает по фазе входной (сдвигается влево). В случае запаздывания выходного сигнала (сдвиг вправо) временной сдвиг считается отрицательным ($\tau < 0$) (см. рис.17).

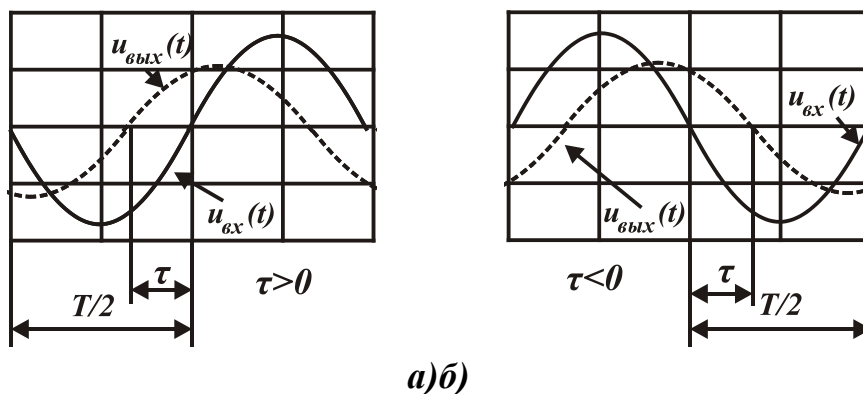


Рис.17. Фазовые соотношения двух гармонических сигналов

Фазовый сдвиг рассчитать по формуле:

$$\varphi = \frac{\tau}{T} 2\pi$$

6. Занести результаты измерений в таблицу и построить график ФЧХ.

Пример: Для контура из предыдущего примера проведём измерения фазовых сдвигов в контуре. Рассчитаем фазовый сдвиг в радианах по указанной выше формуле. Пересчитаем полученные результаты в градусы и занесём полученные данные в таблицу 4.

Таблица 4

ФЧХ RLC- цепи													
F (кГц)	320	326	330	333	335	336	337	338	339	341	344	348	354
φ (град)	60	45	40	25	17	8	0	-8	-17	-25	-40	45	-60

По данным таблицы 2.1.2. построим график зависимости угла сдвига сигнала в контуре от частоты.

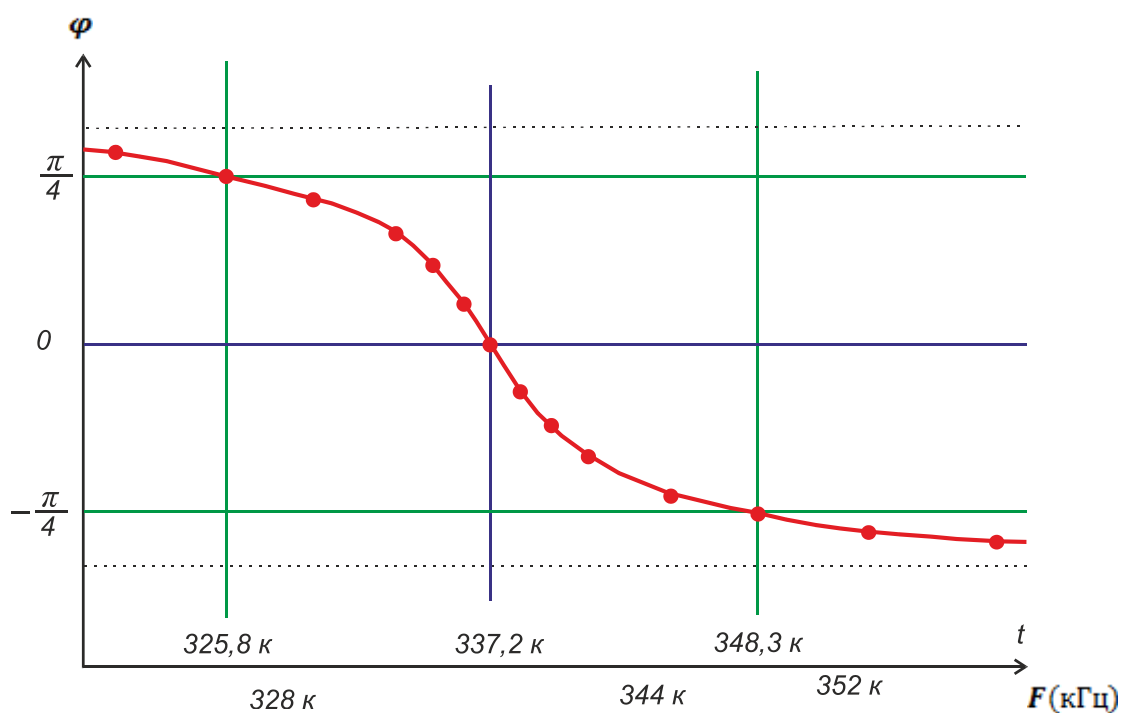


Рис. 18. График ФЧХ исследуемой цепи

Для частот f_0 , f_B и f_H изобразить векторные диаграммы комплексных амплитуд входного и выходного колебаний. Использовать для этого графики АЧХ и ФЧХ. Считать, что амплитуда входного сигнала равна **1 В**, а его начальная фаза равна нулю.

Лабораторная работа № 4 **Исследование режима параллельной резонансной цепи**

Принципиальная схема параллельного колебательного контура приведена на рис.19.

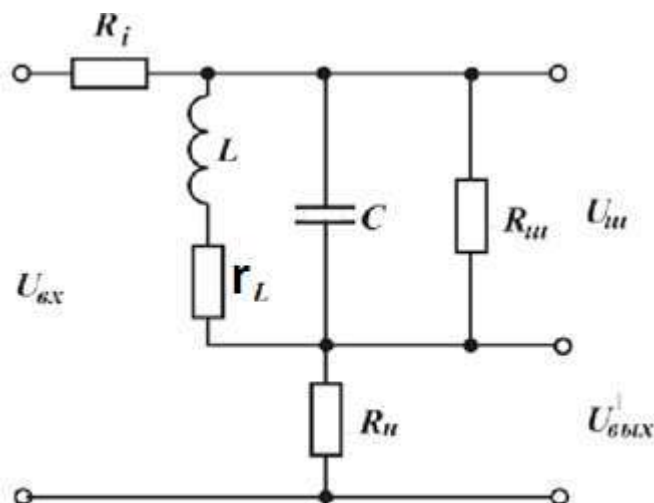


Рис. 19. Параллельный колебательный контур

Для измерения напряжения при изменении нагрузки контура следует производить измерение напряжения на шунтирующем резисторе ($R_{ш}$), а для измерения тока, протекающего через контур, производить измерение напряжения $U_{вых}$ на небольшом сопротивлении нагрузки (R_n).

1. Собрать схему в соответствии с данными, полученными от преподавателя.

2. Произвести измерение сопротивления потерь катушки индуктивности или получить его значение у преподавателя.

3. Для схемы рис.19 по заданным вам величинам элементов цепи рассчитать резонансную частоту f_0 , добротность Q и резонансное сопротивление контура ρ . (Реальные значения величин элементов схемы могут отличаться на величину допуска в пределах $\pm 10\%$.) Расчёт элементов цепи производить по формулам:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{\rho}{R}; \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \left(\frac{R}{\rho}\right)^2},$$

где: R – сопротивление потерь в параллельном контуре;

ρ – волновое сопротивление контура.

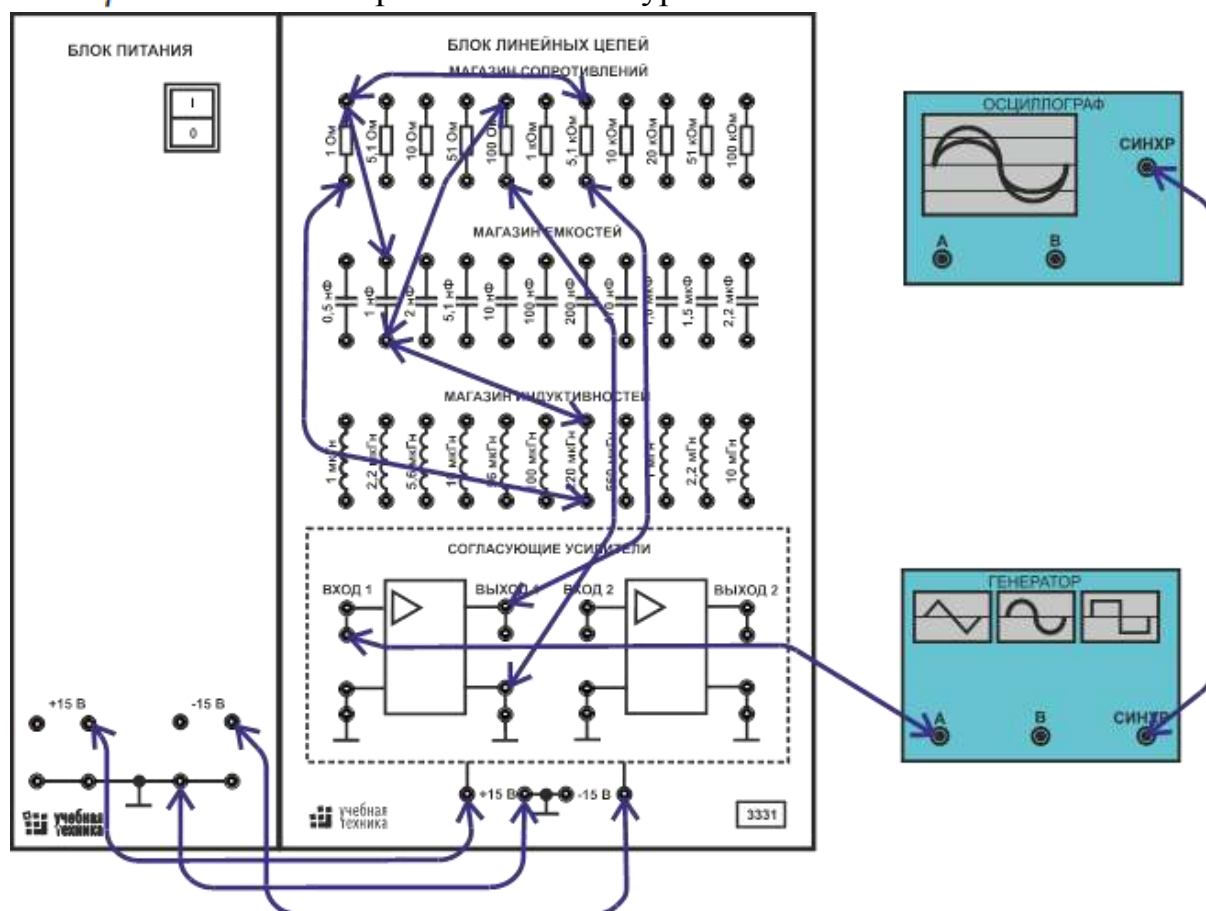


Рис. 20. Схема экспериментальной сборки параллельного колебательного контура

Из данных формул можно сделать следующие выводы:

- резонансная частота контура с потерями r меньше резонансной частоты идеального колебательного контура без потерь.
- если сопротивление потерь r равно волновому сопротивлению ρ , то резонанс токов возникает на частоте, близкой к нулю.
- если сопротивление потерь r больше волнового сопротивления ρ , то резонанс токов невозможен.

Сопротивление потерь в реальных колебательных контурах обычно мало по сравнению с индуктивным сопротивлением $r_L \ll \omega L$. Поэтому сопротивление контура вблизи резонанса можно определить по формулам:

$$\dot{Z}(\omega) = \frac{(r_L + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{r_L + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}; \quad \frac{\rho^2}{r_L + j\rho\xi} = \frac{Q\rho}{1 + jQ\xi},$$

где $\xi = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ – расстройка контура.

При резонансе, когда расстройка контура равна нулю, сопротивление носит чисто активный характер и выражается формулой

$$Z(\omega) = Z(\omega_0) = Q \cdot \rho.$$

4. Произвести измерение сопротивления потерь катушки индуктивности или получить его значение у преподавателя.
5. Для схемы рис.19 по заданным вам величинам элементов цепи рассчитать резонансную частоту f_0 , добротность Q и резонансное сопротивление контура ρ . (Реальные значения величин элементов могут отличаться на величину допуска в пределах $\pm 10\%$). Расчёт элементов цепи производить по формулам:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{\rho}{R}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \left(\frac{R}{\rho}\right)^2}$$

Всё рассмотренное выше справедливо, когда сопротивление нагрузки $R_H = \infty$ и внутреннее сопротивление источника сигнала $R_i = \infty$. Подключение сопротивления нагрузки R_H , а также учёт внутреннего сопротивления R_i источника сигнала (тока), приводит к уменьшению эквивалентной добротности

$$Q_{\text{экр}} = \frac{Q}{1 + \frac{Q\rho}{R_i} + \frac{Q\rho}{R_H}}.$$

Следовательно, параллельный контур надо питать от источника тока с большим внутренним сопротивлением и подключать нагрузку, сопротивление которой также достаточно велико. Коэффициенты передачи тока через индуктивность и ёмкость:

$$K_{IL} = \frac{Z(\omega)}{j\omega L}, \quad K_{IC} = Z(\omega)(j\omega C).$$

В частности, при высокой добротности контура на частотах, близких к резонансной,

$$K_{IL} \approx K_{IC} \approx Q, \quad \text{причём, } I_L \approx I_C \approx I \cdot Q,$$

откуда следует, что амплитуда тока, протекающего через реактивные элементы (L и C) на частоте $\omega = \omega_0$, в Q раз больше тока во внешней цепи. Поэтому резонанс в параллельном контуре называют **резонансом токов**.

Параллельный контур иногда называют **фильтром-пробкой**, т.к. на частоте резонанса сигнал через него практически не проходит, поскольку на частоте резонанса сопротивление контура очень велико. Сопротивление контура на резонансной частоте пропорционально его добротности.

Для наглядности при проведении эксперимента воспользуемся небольшим сопротивлением R_H , включённым последовательно с контуром, и измерим падение напряжения на нём, для того чтобы убедиться в отсутствии тока через контур на резонансной частоте. Это сопротивление можно считать подключённым последовательно с R_i . Т.к. оно много меньше R_i , то его величиной можно пренебречь, и просуммировать с R_i для более точных вычислений.

Пример: Для контура (рис.19) с параметрами $L = 220$ мкГн, $C = 10$ нФ, $R_H = \infty$, $r_L = 2$ Ом, $R_H = 100$ Ом и $R_i = 5,1$ кОм снимем АЧХ и ФЧХ. Ток в резисторе нагрузки R_H равен $I_H = U_H / R_H$

Произведём измерения амплитуды выходного сигнала при изменении частоты, вблизи частоты резонанса параллельного колебательного контура. Занесём в таблицу значения отношений амплитуды сигнала к амплитуде в точке резонанса. Момент резонанса будем наблюдать по отсутствию тока в R_H .

Таблица 5

АЧХ параллельной RLC-цепи													
F(кГц)	100	104	106	108	110	110,8	112	113	113,8	116	118	120	124
$\frac{K}{K_{max}}$	0,1	0,12	0,18	0,27	0,53	0,707	0,95	0,92	0,707	0,45	0,25	0,18	0,12

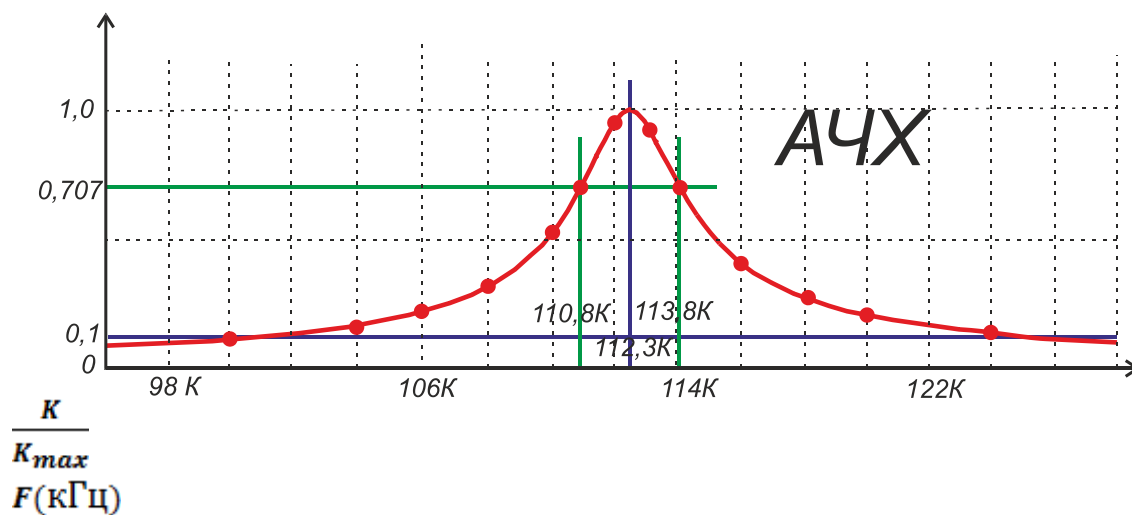


Рис. 21. Нормированная АЧХ параллельного колебательного контура

По результатам измерений построить график нормированной АЧХ $K = f(F)$ по оси ординат (рис.21) (см. Приложение 2).

I

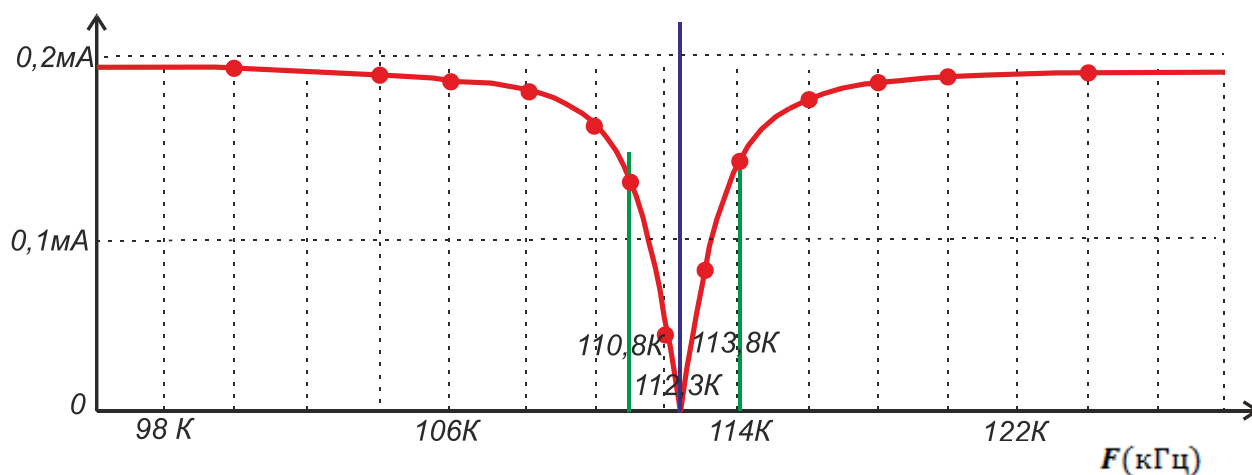


Рис. 22. Момент резонанса в параллельном колебательном контуре

Таблица 6

ФЧХ параллельной RLC- цепи													
F (кГц)	100	104	106	108	110	110,8	112	113	113,8	116	118	120	124
φ (град)	90	89	85	75	60	45	20	-15	-45	-75	-85	-89	-90

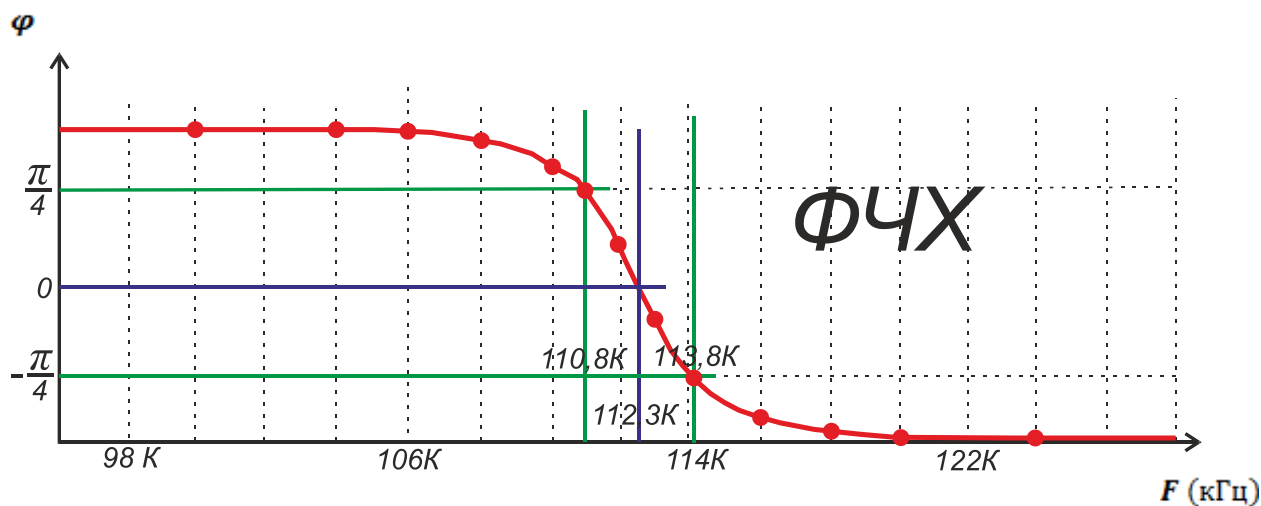


Рис. 23. ФЧХ параллельного колебательного контура

Лабораторная работа № 5 Исследование параллельного контура с различными сопротивлениями нагрузки

Принципиальная схема колебательного контура приведена на рис. 19.

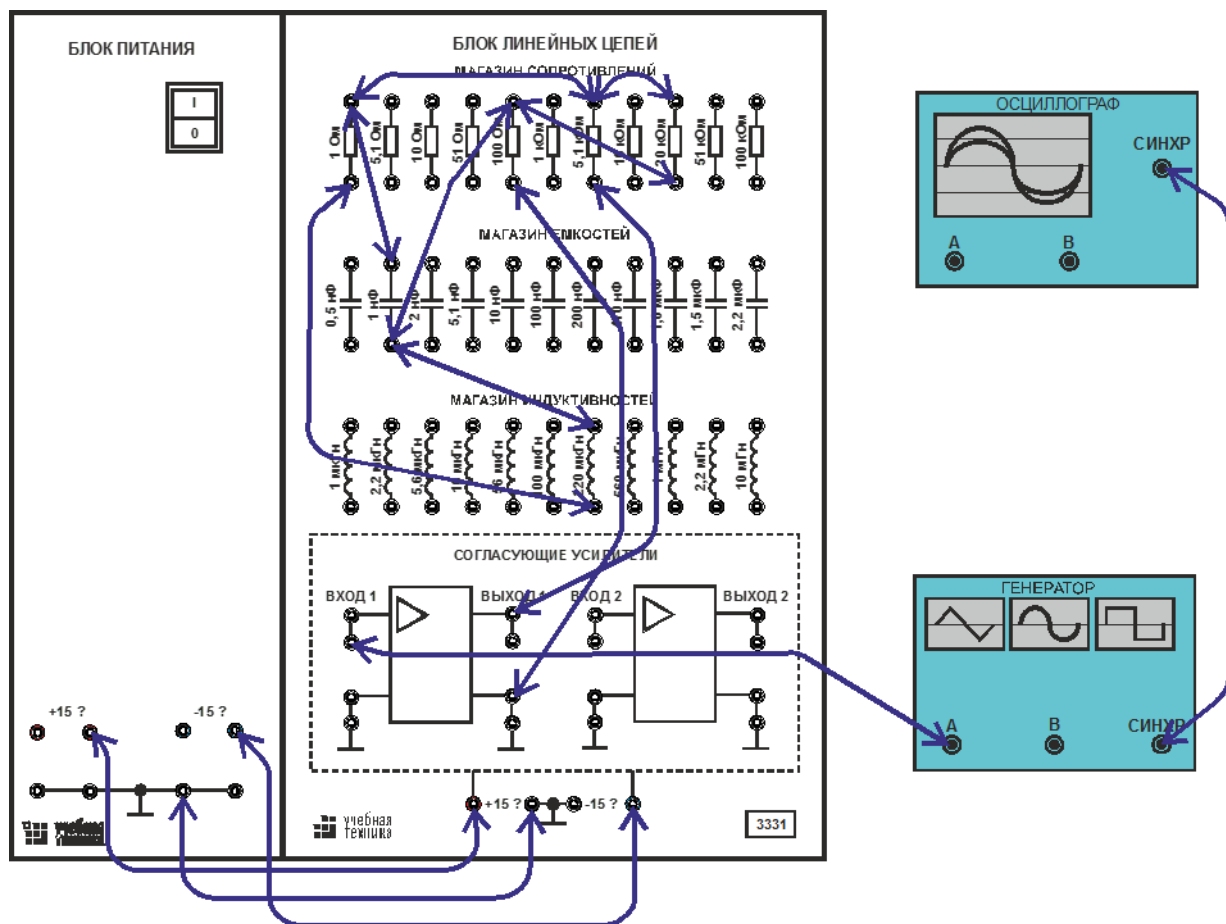


Рис. 24. Схема экспериментальной сборки для исследования параллельного колебательного контура

1. Рассчитать, занести данные в таблицу и построить графики $Q = f(R_{\text{ш}})$ для $R_i = 5,1 \text{ кОм}$, придавая значения сопротивлению нагрузки $R_{\text{ш}} = (5; 10; 20; 50; 100; \infty) \text{ кОм}$. Расчёт выполнять по формуле:

$$Q = f(R_{\text{ш}}) = \frac{Q}{1 + \frac{R_0(R_i + R_{\text{ш}})}{R_i R_{\text{ш}}}}, \quad \text{где } Q = \rho/r_L.$$

Пример: Для контура рис.19 с параметрами схемы: $L = 220 \text{ мкГн}$, $C = 1 \text{ нФ}$; $R_{\text{ш}} = \infty$; $r_L = 2 \text{ Ом}$; $R_H = 100 \text{ Ом}$ и $R_i = 5,1 \text{ кОм}$, снимем АЧХ, ФЧХ, и ток в шунтирующем резисторе $I_H = U_H/R_H$.

2. Произвести измерение амплитудно-частотной характеристики параллельного колебательного контура вблизи частоты резонанса. Занести в таблицу значения отношений амплитуды выходного сигнала к амплитуде сигнала в точке резонанса. Положение резонанса наблюдать по отсутствию тока в R_H .

Таблица 7

АЧХ параллельной RLC- цепи											
$F (\text{кГц})$	300	310	320	330	335	340	345	350	360	370	380
K	0,1	0,12	0,2	0,4	0,56	0,8	0,56	0,4	0,2	0,12	0,1

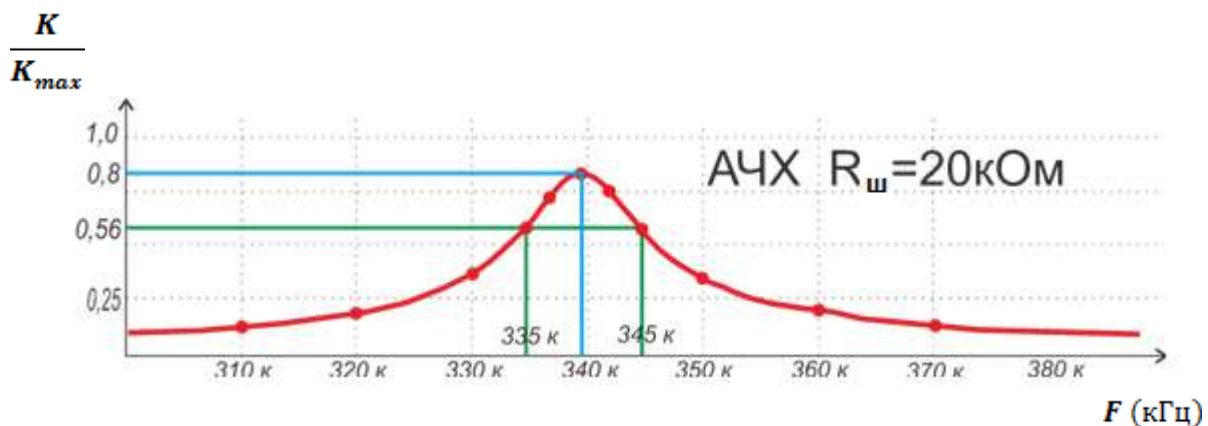


Рис. 25. Нормированная АЧХ исследуемой цепи

3. Для параллельного контура (рис.26) рассчитать частоту резонанса токов f_{0T} , частоту резонанса напряжений f_{0H} и соответствующие резонансные сопротивления R_{0T} и R_{0H} по формулам:

$$f_{0T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}; \quad f_{0H} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}$$

$$R_{0T} = \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2} \right)^2 Q^2 (r_{L1} + r_{L2}), \quad R_{0H} = r_{L1}, \quad Q = \frac{1}{\omega_{0T} C (r_{L1} + r_{L2})}$$

Здесь r_{L1} и r_{L2} – активные сопротивления (сопротивления потерь) индуктивностей L_1 и L_2 соответственно.

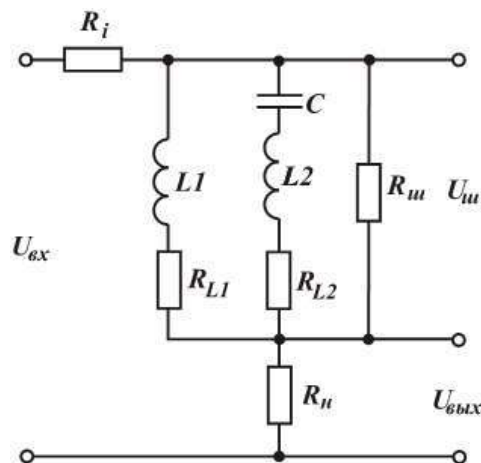


Рис. 26. Схема параллельного колебательного контура

Последовательность выполнения эксперимента:

1. Подключить в собранной схеме рис. 26 резистор R_i номиналом в **100 кОм**, имитируя этим на входе цепи источник напряжения.
2. Подключить один из каналов осциллографа параллельно резистору R_H в режиме измерителя напряжения.
3. Установить входное напряжение, равное **1 В**.
4. Определить резонансную частоту контура f_0 по минимуму напряжения на R_H . При этом напряжение на втором входе осциллографа, подключённого параллельно исследуемой цепи, должно быть максимальным.

Примечание. Для повышения точности измерения необходимо определить резонансную частоту, как среднее арифметическое от значения частот, соответствующих напряжениям на исследуемой цепи или дополнительном резисторе R_H .

5. Изменяя частоту генератора в пределах $\pm 50\%$ от f_0 , снять амплитудно-частотные характеристики $U_{\text{вых}} = f(F)$ и $U_{R_H} = f(F)$. Количество частот должно быть не менее десяти, включая частоту резонанса f_0 и границы полосы пропускания f_1 и f_2 .
6. Снять амплитудно-частотные характеристики при внутреннем сопротивлении источника **500 Ом**. Для этого вместо R_i подключить резистор соответствующего номинала.

7. Изменяя частоту генератора в пределах $\pm 50\%$ от f_0 , снять амплитудно-частотные характеристики $U_{\text{вых}} = f(F)$ и $U_{R_H} = f(F)$. Количество частот должно быть не менее десяти, включая частоту резонанса f_0 и границы полосы пропускания f_1 и f_2 .
8. Подключить вместо резистора R_i резистор с номиналом 5,1 кОм и перейти к схеме рис.24.
9. Экспериментально определить зависимость $f = f(R_{\text{ш}})$ при значениях $R_{\text{ш}} = (5; 10; 20; 50; \infty)$ кОм. Результаты измерений занести в таблицу и сравнить с результатами предыдущих экспериментов.
10. Перейти к схеме рис. 24; нагрузочный резистор отключить.
11. Определить частоты резонанса напряжений и резонанса токов. Произвести измерения напряжения на этих частотах.
12. Учитывая напряжение U_{R_H} на дополнительном элементе R_H , вычислить величину тока источника I и сопротивление Z как функций частоты.
13. Построить графики полученных нормированных амплитудно-частотных характеристик $Z = f(F)$; $I = f(F)$; $U = f(F)$ и сравнить их с расчётными.
14. Рассчитать зависимость добротности от сопротивления шунта контура $Q = f(R_{\text{ш}})$, построить график и сравнить его с расчётным.

Лабораторная работа № 6 **Исследование переходных процессов** **в колебательном контуре**

Краткие теоретические сведения

Переходным называется процесс изменения токов и напряжений в цепи при её переходе от одного установившегося режима к другому.

Переходные процессы возникают в цепи при её коммутации (подключении цепи к источнику питания или отключении от него), при скачкообразном изменении напряжения (тока) источника или параметров элементов цепи. Характер переходного процесса зависит от типа цепи, начальных условий и от анализируемой величины (ток или напряжение).

Под начальными условиями понимают значения токов и напряжений на элементах схемы в момент времени непосредственно перед коммутацией. В данной работе исследуется переходный процесс в колебательном контуре

под действием скачка напряжения источника $e(t)$ или тока источника $i(t)$ от одной заданной величины до другой заданной величины, например:

$$e(t) = \begin{cases} E_- & \text{при } t < 0 \\ E_+ & \text{при } t > 0 \end{cases}$$

Переходный процесс представляет собой сумму собственной (свободной) и вынужденной (установившейся) реакций:

$$s(t) = \begin{cases} s(0_-) & \text{при } t < 0 \\ s_{\text{соб.}}(t) + s_{\text{вын.}} & \text{при } t > 0 \end{cases},$$

где $s(t)$ – ток в цепи или напряжение между заданными узлами цепи.

Собственная реакция высокодобротной резонансной цепи определяется выражением:

$$s_{\text{соб.}}(t) = |S|e^{-\alpha t} \cos(2\pi f_0 t + \arg S) \text{ при } t > 0,$$

где $|S|$ и $\arg S$ представляют собой амплитуду и начальную фазу собственной реакции цепи, а параметры α и f_0 называются показателем (декрементом) затухания и резонансной частотой контура соответственно.

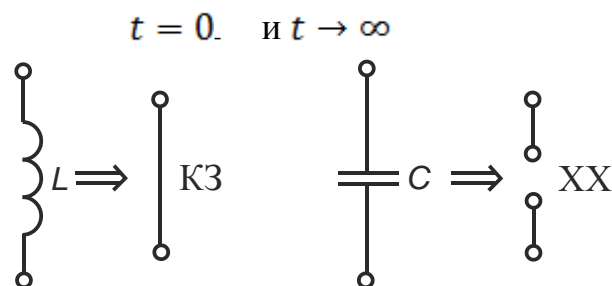


Рис. 27. Представление реактивных элементов в виде цепей в режиме короткого замыкания («K3») и холостого хода («XX»)

Для высокодобротного контура можно приближённо считать

$$\alpha \cong \alpha_{\text{посл}} = \alpha_{\text{пар}} = \frac{r}{2L} = \frac{1}{2RC}.$$

Для оценки независимых начальных условий (напряжения на ёмкости $u_C(0_-)$ и тока через индуктивность $i_L(0_-)$) и вынужденной реакции цепи на заданное воздействие необходимо ёмкость заменить на цепь, работающую в режиме «XX», а индуктивность – на цепь, работающую в режиме «K3», согласно рис.27. Затем можно найти искомые величины по эквивалентной схеме для значения тока или напряжения источника до скачка или при $t \rightarrow \infty$.

Для оценки зависимых начальных условий необходимо индуктивность и ёмкость заменить эквивалентными источниками тока или напряжения со-

ответственно согласно рис. 28, а величину внешнего источника принять равной заданному значению тока или напряжения источника при $t(0_+)$.

После замены реактивных элементов искомые начальные условия и установившееся значение в колебательном контуре находятся путём расчёта цепи по постоянному току.

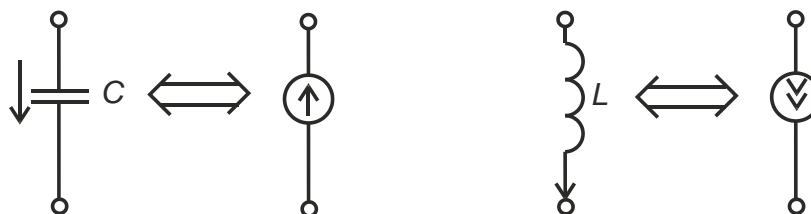


Рис. 28. Замена ёмкости и индуктивности эквивалентными источниками тока или напряжения

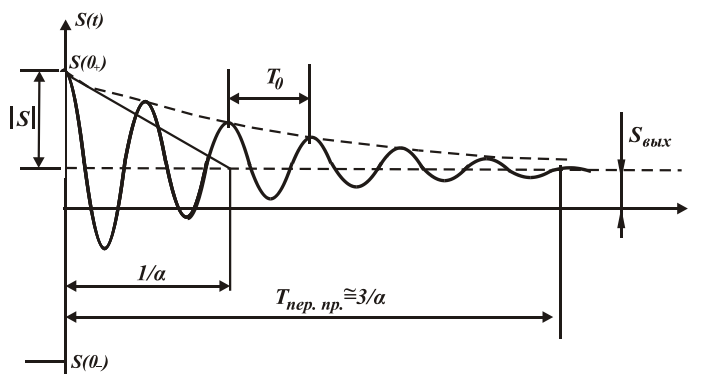


Рис. 29. График переходного процесса в колебательном контуре

При анализе переходных процессов в линейных цепях необходимо помнить, что ток через индуктивность и напряжение на ёмкости не могут измениться скачком:

$$i_L(0_-) = i_L(0_+), u_C(0_-) = u_C(0_+)$$

Пример графика переходного процесса в колебательном контуре для величины, не являющейся переменной состояния контура, показан на рис. 29. По графику переходного процесса можно определить следующие параметры колебательного контура:

- **период собственных колебаний контура:**

$$T_0 = 1/f_0;$$

- **длительность переходного процесса:**

$$T_{\text{пер. пр.}} \approx 3/\alpha;$$

- **добротность колебательного контура:**

$$Q \cong T_{\text{пер.пр.}} / T_0$$

Последовательность выполнения эксперимента:

1. Для варианта схемы в вашем задании начертить эквивалентную схему высокочастотного колебательного контура вблизи резонансной частоты, заменив все резисторы одним эквивалентным сопротивлением:

$$R_{\text{посл.экв.}} = \sum_i r_i + \sum_j \frac{\rho^2}{R_j}; \quad \frac{1}{R_{\text{пар.эквив}}} = \sum_i \frac{1}{R_i} + \sum_j \frac{r_j}{\rho^2},$$

где r_i, r_j – резисторы, стоящие последовательно с реактивными элементами цепи; R_i, R_j – резисторы, стоящие параллельно с реактивными элементами контура.

Номиналы элементов, входящих в схему, вам выдаст преподаватель (см. Приложение 3).

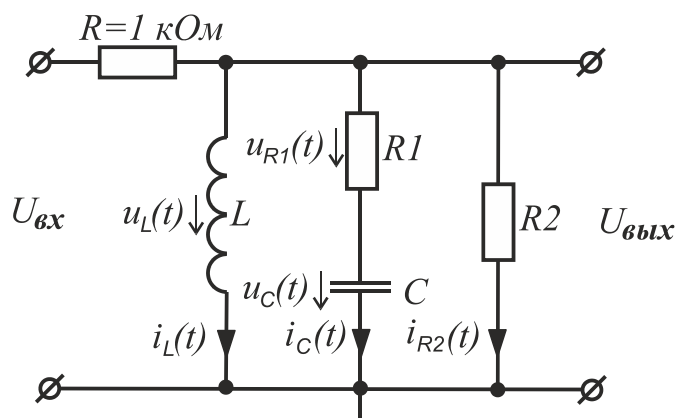


Рис. 30. Схема параллельного колебательного контура

Рассчитать параметры колебательного контура, исходя из заданных параметров элементов L, C, ρ .

2. Подобрать сопротивления резисторов в исходной цепи для обеспечения необходимой величины эквивалентного сопротивления ρ , найденного ранее.

Для проведения дальнейшего анализа характеристик колебательного контура необходимо округлить рассчитанные значения параметров элементов контура с 10% точностью.

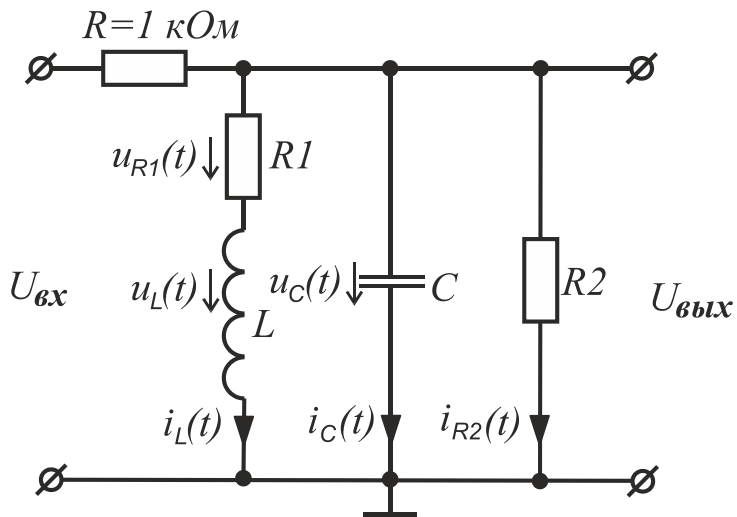


Рис. 31. Схема параллельного колебательного контура

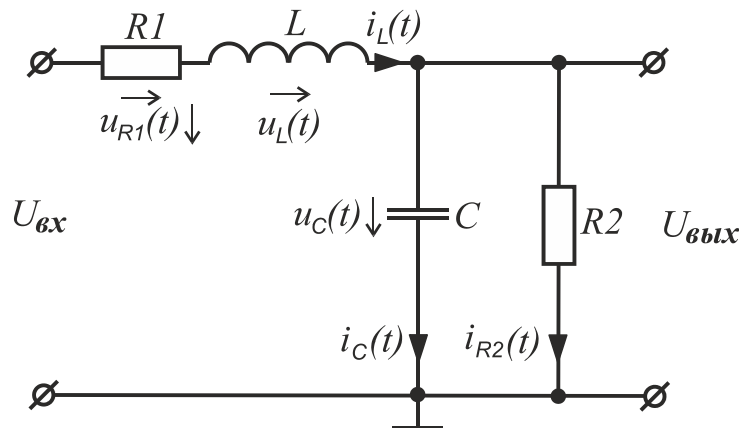


Рис. 32. Схема последовательного колебательного контура

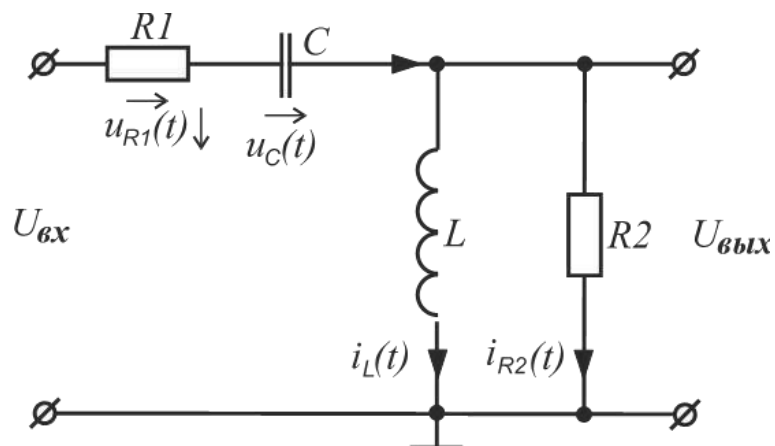


Рис. 33. Схема последовательного колебательного контура

3. Рассчитать показатель затухания.

4. Начертить эквивалентные схемы заданной цепи и определить искомую реакцию для трёх моментов времени:

$$t = 0_-; \quad t = 0_+; \quad t = \infty.$$

Параметры источника напряжения $e(t)$ или источника тока $i(t)$ необходимо выбрать следующим образом:

$$e(t) = \begin{cases} E_- = -2 \text{ В} & \text{при } t < 0 \\ E_+ = +2 \text{ В} & \text{при } t > 0 \end{cases} \quad i(t) = \begin{cases} I_- = +1 \text{ мА} & \text{при } t < 0 \\ I_+ = -1 \text{ мА} & \text{при } t > 0 \end{cases}$$

5. Оценить амплитуду собственной реакции колебательного контура, время переходного процесса и начертить реакцию на заданном элементе колебательного контура при скачкообразном изменении тока (напряжения) источника. Согласовать полученный график с преподавателем.

Порядок выполнения эксперимента:

1. Выбрать тип анализируемой цепи, искомую реакцию и задать численные значения элементов колебательного контура согласно своему варианту.
2. Для получения переходного процесса подать с генератора импульс большой длительности (в 20...50 раз больше периода собственных колебаний контура, полученных при расчётах).
3. Наблюдать с помощью осциллографа, подключённого на выход цепи, затухающие колебания. Зарисовать полученный график переходного процесса и сравнить его с графиком рис.29.
4. По графику переходного процесса в колебательном контуре определить резонансную частоту и добротность контура.
5. Изменить параметры колебательного контура (ёмкость или индуктивность), зарисовать графики переходных процессов колебательного контура и по полученным графикам рассчитать значения резонансной частоты и добротности контура. Результаты занести в таблицу.
6. Изменением параметров элементов колебательного контура добиться следующих характеристик цепи:

$$\text{а) } Q = \text{const}; f_0 = \text{const.}$$

$$\text{б) } Q' = (3 \dots 5) Q; f_0' = (0,2 \dots 0,5) f_0;$$

7. Занести в отчёт полученные значения параметров элементов колебательного контура и зарисовать полученные графики переходных процессов.
8. Сравнить исходные значения резонансной частоты и добротности колебательного контура со значениями, найденными по графику переходного процесса.

9. Сравнить теоретический и экспериментальный графики переходного процесса в колебательном контуре.
10. Объяснить физический смысл поведения переходного процесса в схеме в моменты времени $t = 0_-$, $t = 0_+$ и $t = \infty$;
11. Проанализировать зависимость резонансной частоты и добротности от параметров колебательного контура и объяснить поведение этих графиков.
12. Указать, за счёт каких элементов колебательного контура было получено необходимое изменение его характеристик и объяснить, почему именно эти элементы позволили получить желаемые результаты.

Пример: Собрать схему рис.30, соответствующую рис. 34, с параметрами $R = 1 \text{ кОм}$; $R1 = 5,1 \text{ Ом}$; $R2 = 20 \text{ кОм}$, $C = 1 \text{ нФ}$; $L = 220 \text{ мкГн}$.

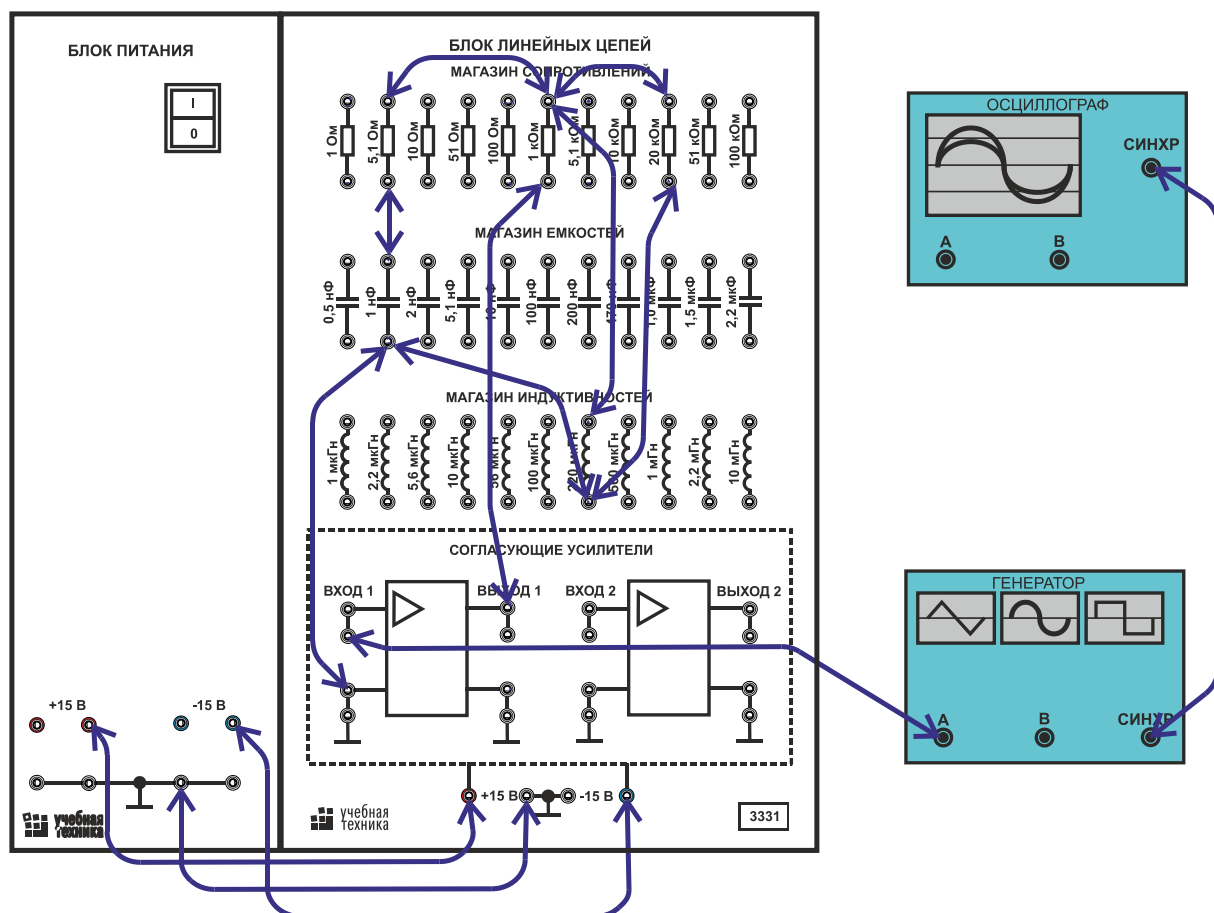


Рис. 34. Схема экспериментальной сборки колебательного контура (рис. 30)

1. Подать на вход собранной схемы импульсный сигнал амплитудой 1 В , длительностью 1 мс , с периодом следования 2 мс .

- Определить с помощью осциллографа период свободных колебаний в контуре.
- Зарисовать полученные в результате эксперимента результаты (рис. 36).

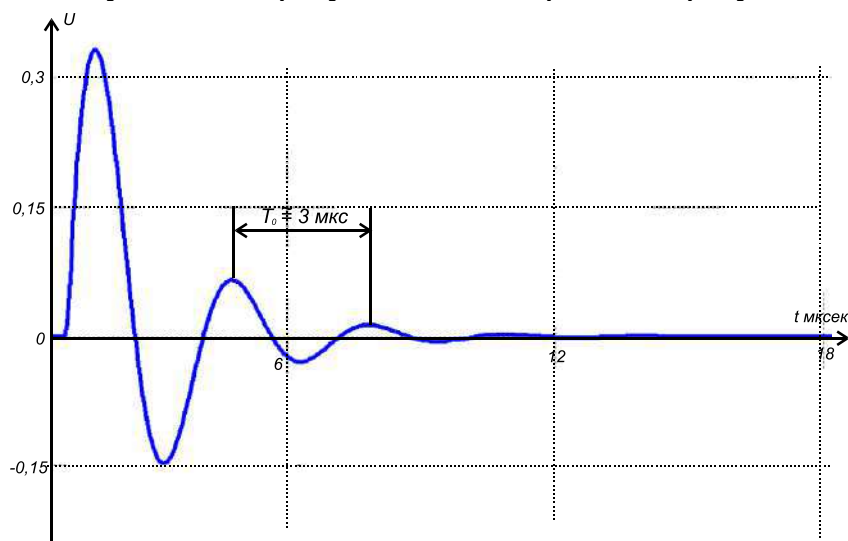


Рис. 36. Переходный процесс в колебательном контуре

Контрольные вопросы:

- Что такое резонанс напряжений и когда он возникает? Где используется явление резонанса напряжений? Начертите схему колебательного контура, в котором возникает резонанс напряжений.
- Что такое резонанс токов и когда он возникает? Где используется явление резонанса токов? Начертите схему колебательного контура, в котором возникает резонанс токов.
- Назовите основные параметры колебательных контуров. Какова связь между ними?
- Напишите формулу Томсона и поясните её смысл. Какие выводы можно сделать из неё?
- Дайте определение собственной частоты колебательного контура. От чего она зависит?
- Дайте определение волнового сопротивления колебательного контура. Напишите выражение для волнового сопротивления.
- Что такое «фильтр-пробка»? Начертите схему и объясните принцип его работы.
- Что такое «фильтр-ловушка»? Начертите схему и объясните принцип его работы.
- Как изменяется входное сопротивление последовательного контура при увеличении и уменьшении частоты входного сигнала?
- Как изменяется входное сопротивление параллельного контура при увеличении и уменьшении частоты входного сигнала?

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЙ И ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПЕЙ

Лабораторная работа № 7

Краткие теоретические сведения

Схемы интегрирующей и дифференцирующей цепей приведены на рис. 37.

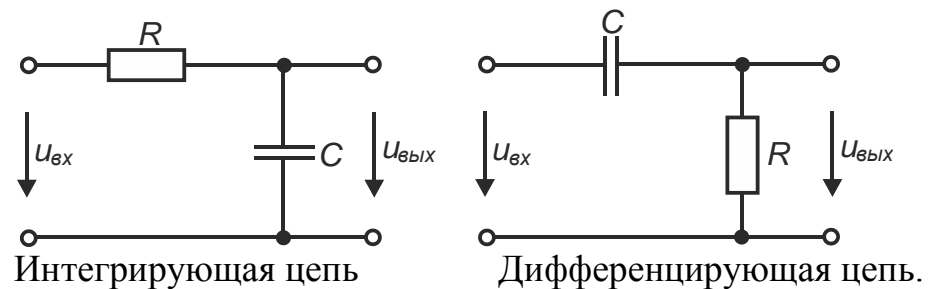


Рис. 37. Схемы интегрирующей и дифференцирующей цепей

Одной из основных радиотехнических задач является исследование прохождения сигналов через линейные цепи. При этом часто используется либо спектральный, либо временной метод анализа прохождения сигналов.

При спектральном методе анализа сигналы представляются суммой гармонических составляющих. Исчерпывающей характеристикой сигналов в этом случае является спектр комплексных амплитуд $\dot{A}(n\omega_1)$, или спектральная плотность $S(\omega)$. В свою очередь, линейная цепь определяется передаточной функцией $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, показывающей, как изменяется комплексная амплитуда $\dot{U}_{вх}(\omega)$ входного сигнала при его прохождении через линейную цепь:

$$\dot{U}_{вых} = K(\omega)e^{j\varphi_k(\omega)}U_{вх}(\omega)$$

Модуль $K(\omega)$ называется **амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)**, аргумент $\varphi_k(\omega)$ – **фазо-частотной характеристикой (ФЧХ)** цепи. Коэффициенты передачи $K_{дц}(j\omega)$ и $K_{иц}(j\omega)$ дифференцирующего и интегрирующего звеньев, представленных на рис. 37, определяются соотношениями:

$$K_{дц}(j\omega) = \frac{j\omega\tau_{дц}}{1 + j\omega\tau_{дц}}$$

$$K_{иц}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_{иц}},$$

где $\tau = RC$.

При временном методе анализа прохождения сигналов через линейные цепи сигналы представляются совокупностью вписанных бесконечно коротких, плотно примыкающих друг к другу импульсов. Четырёхполюсник определяется импульсной характеристикой $g(t)$ (откликом на δ – функцию) или переходной характеристикой $h(t)$ (откликом на единичную функцию).

Переходная характеристика дифференцирующего звена и импульсная характеристика интегрирующего звена имеют вид:

$$h_{\text{дц}}(t) = e^{-\frac{t}{\tau_{\text{дц}}}}; \quad \forall t \geq 0$$

$$g_{\text{иц}}(t) = \frac{1}{\tau_{\text{иц}}} \cdot t e^{-\frac{t}{\tau_{\text{иц}}}}, \quad \forall t \geq 0;$$

Звенья, представленные на рис. 37, можно назвать дифференцирующими и интегрирующими лишь условно. Эти звенья будут дифференцировать и интегрировать подаваемый на вход сигнал, если его спектр расположен на определённом участке АЧХ звеньев.

В противном случае дифференцирования и интегрирования не будет.

В данной работе исследуется, каким образом должны располагаться спектры исследуемых сигналов.

Для проведения эксперимента необходимо получить у преподавателя параметры элементов дифференцирующей и интегрирующей цепей (*см. Приложение 3*) и собрать их на поле блока линейных цепей стенда (рис.38).

При проведении экспериментов необходимо поддерживать амплитуду входного сигнала постоянной и равной $U_{\text{вх}} = 1 \dots 2,5 \text{ В}$, контроль проводить с помощью осциллографа. Второй вход осциллографа использовать для измерения напряжения на выходе цепи.

Для дифференцирующей цепи частоту входного сигнала изменять от 20 Гц до значения частоты, при котором выходное напряжение достигнет максимального значения и перестанет зависеть от частоты. Шаг изменения частоты выбрать самостоятельно, количество точек – 10 ... 12.

Для интегрирующей цепи частоту сигнала изменять от 20 Гц до значения частоты, при которой напряжение на выходе уменьшится до уровня $\approx 0,2 U_{\text{вх}}$. Шаг изменения выбрать самостоятельно, количество точек отсчёта – 15 ... 20.

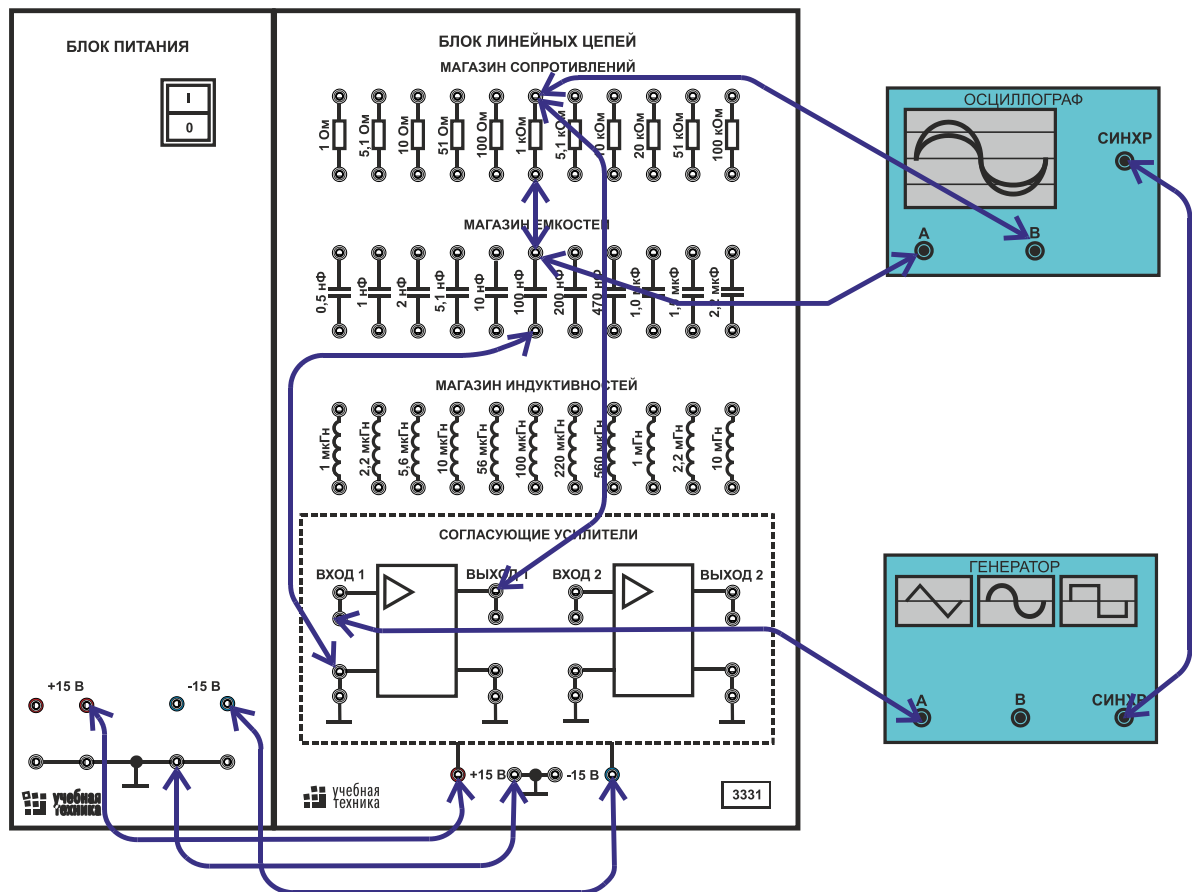


Рис. 38. Схема экспериментальной сборки дифференцирующей и интегрирующей цепей

Построить графики $AЧХK = f(F)$ в логарифмическом масштабе.

Пример: Соберём дифференцирующую цепь, состоящую из резистора $R = 1 \text{ кОм}$ и конденсатора $C = 0,1 \text{ мкФ}$ (рис. 38).

Подключим приборы, как показано на рисунке. Снимем амплитудно-частотную характеристику цепи.

Таблица 8

АЧХ RC- цепи											
F	20 Гц	50 Гц	100 Гц	200 Гц	500 Гц	1 кГц	2 кГц	5 кГц	10 кГц	20 кГц	50 кГц
$\frac{K}{K_{max}}$	0,01	0,03	0,08	0,12	0,3	0,54	0,78	0,95	0,98	1	1

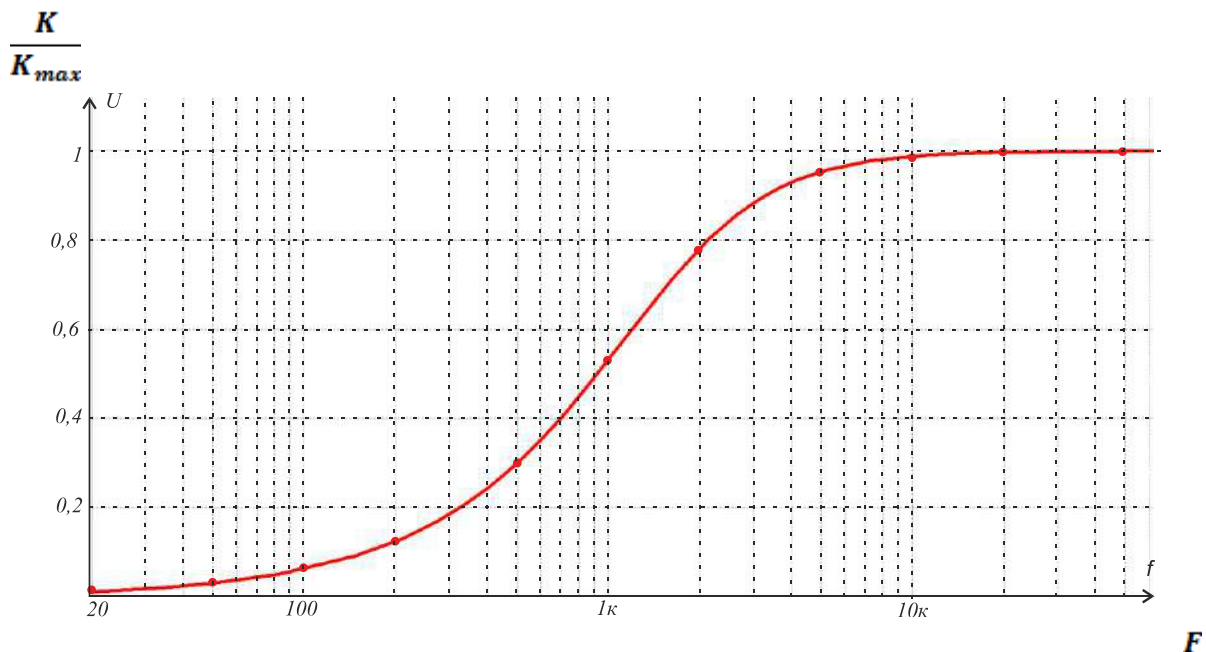


Рис. 39. График нормированной АЧХ RC - цепи

Наблюдение и исследование формы импульсных сигналов на выходе дифференцирующей и интегрирующей цепей проводятся при том же подключении приборов.

Второй канал осциллографа используется для наблюдения формы сигнала на выходе цепи.

Переходная характеристика $h_g(t)$ дифференцирующей цепи.

Отклик цепи на скачок напряжения по форме совпадает с $h_g(t)$.

В качестве сигнала, имитирующего скачок напряжения, можно использовать «длинный» импульс ($\tau_{и} = 1 \text{ мс}$, $F_{повт} = 20 \dots 40 \text{ Гц}$).

- Выбрать такую скорость развёртки осциллографа, чтобы было удобно определять постоянную времени τ_g по переходной характеристике $h_g(t)$.
- Зарисовать (в едином масштабе времени) входной скачок напряжения и вид отклика.
- Измерить постоянную времени τ_g .

Импульсная характеристика $g(t)$ интегрирующей цепи.

- В качестве импульса, имитирующего δ – функцию, использовать «короткий» импульс ($\tau_{и} = 0,1 \dots 0,3 \text{ мкс}$; $F_{повт} = 0,1 \dots 1 \text{ кГц}$).
- На экране осциллографа наблюдать отклик только на один импульс, так чтобы было удобно измерить $\tau_{иц}$ импульсной характеристики $g(t)$.

- Зарисовать входной импульс и вид отклика. Измерить $\tau_{\text{инц}}$ с помощью осциллографа.

Дифференцирование и интегрирование сигналов

Влияние взаимного расположения АЧХ цепи и спектра сигнала на качество дифференцирования (интегрирования) сигналов можно изучить на примере прохождения периодической последовательности импульсов через дифференцирующую (интегрирующую) цепь (рис. 37).

- При скважности $q \geq 3$ подобрать такую длительность входных импульсов, чтобы в исследуемой цепи осуществлялось эффективное дифференцирование (интегрирование).
- Зарисовать осциллограммы входного и выходного сигналов и их спектры. Для анализа спектра переведите один из каналов осциллографа в режим анализатора спектра.
- Повторить опыт, подобрав такую длительность входных импульсов, чтобы дифференцирование (интегрирование) не наблюдалось.

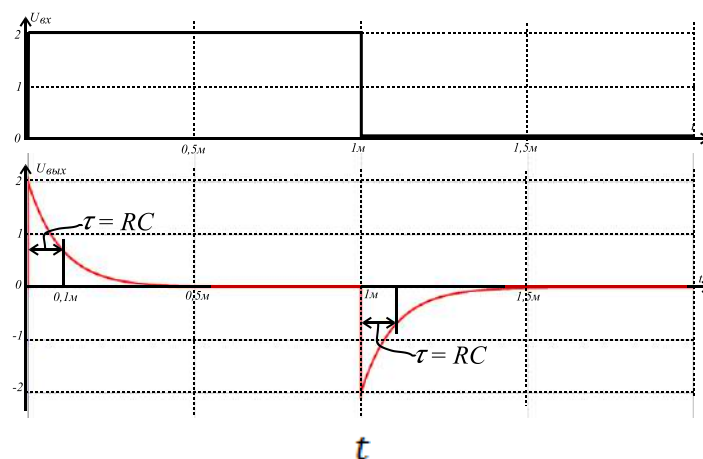


Рис. 40. Дифференцированный прямоугольный импульс

Контрольные вопросы:

1. Начертите схему дифференцирующей цепи. Объясните принцип её работы с помощью эпюр напряжения.
2. Чем отличается дифференцирующая цепь от переходной цепи?
3. Дайте определение постоянной времени электрической цепи. Каковы соотношения постоянной времени и длительности импульса для дифференцирующей и переходной цепи?
4. К какому виду электрических фильтров относится дифференцирующая цепь? Начертите АЧХ дифференцирующей цепи.

5. Начертите схему интегрирующей цепи. Объясните принцип её работы с помощью эюр напряжения.
6. Каковы соотношения постоянной времени и длительности импульса для интегрирующей цепи?
7. Дайте определение линейной электрической цепи. Каковы свойства линейных цепей? Приведите примеры линейных цепей.
8. Дайте определение принципа суперпозиций.
9. Что такое линейные искажения? За счёт чего они возникают?
10. Какое свойство линейной цепи лежит в основе формирования импульсов?

4. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

Краткие теоретические сведения

Нелинейные элементы: их характеристики и свойства

Нелинейные резистивные элементы

Нелинейными называются электрические цепи, у которых реакции и воздействие связаны нелинейными зависимостями. Подобные цепи содержат один или несколько приборов, замена которых линейными моделями приводит к недопустимому нарушению количественной и качественной картины колебаний в цепи.

Модель нелинейной резистивной цепи не содержит реактивных элементов. В неё входят хотя бы один нелинейный безынерционный резистивный двухполюсник или многополюсник, хотя бы один источник напряжения или тока и произвольное число резистивных элементов.

Для построения многих функциональных узлов аппаратуры связи используется большой класс нелинейных двухполюсных полупроводниковых и электронных приборов, называемых диодами. Единственной электрической характеристикой диода является его вольтамперная характеристика (ВАХ) – зависимость постоянного тока, протекающего через диод, от постоянного напряжения на его зажимах $i = f(u)$ при согласном выборе положительных направлений напряжения и тока. Отличительные особенности вольтамперных характеристик некоторых типов диодов различного назначения и их схемные обозначения приведены на рис. 41. Это характеристики полупроводниковых приборов: выпрямительного диода (рис. 41, а), стабилитрона (рис. 41, б), туннельного диода (рис. 41, в) и динистора (рис. 41, г).

Характеристики рис. 41, а, б получили наименование однозначных, а рис. 41, в, г – многозначных, так как у них одному и тому же значению тока (рис. 41, в) или напряжения (рис. 41, г) соответствуют разные напряжения и токи.

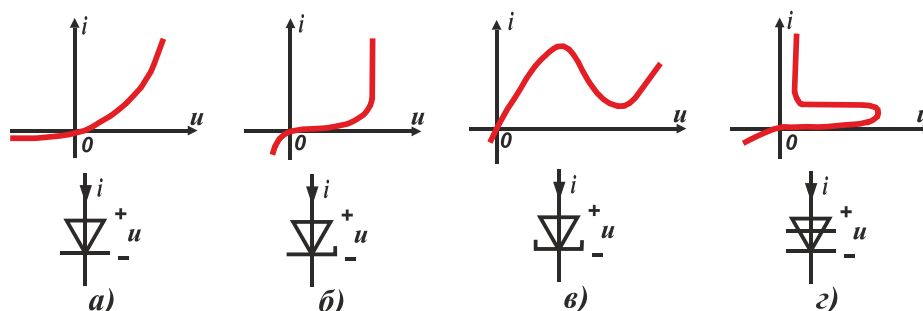


Рис. 41. Полупроводниковые диоды и их вольтамперные характеристики:

- а) выпрямительный диод; б) стабилитрон;
в) туннельный диод; г) динистор.

Транзисторы, электронные лампы, тиристоры и некоторые другие полупроводниковые и электронные приборы могут рассматриваться как нелинейные резистивные четырёхполюсники. Например, при включении транзистора рис. 42, а, являющегося трёхполюсником, в электрическую цепь один из зажимов оказывается общим для пары входных и пары выходных зажимов транзистора. Поэтому транзистор принято рассматривать как четырёхполюсник с двумя парами зажимов. На рис. 42, б показано такое включение транзистора по схеме с общим эмиттером.

Нелинейный четырёхполюсник, как и линейный, описывается двумя уравнениями, которые связывают напряжения и токи на его входе и выходе. При анализе транзисторов часто используется следующая система уравнений:

$$u_1 = F_1(i_1, u_2), \quad (1)$$

$$i_2 = F_2(i_1, u_2) \quad (2)$$

Для включения транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 42, б) $u_1 = u_{БЭ}$ — напряжение между базой и эмиттером; $i_2 = i_K$ — ток коллектора; $i_1 = i_B$ — ток базы и $u_2 = u_{КЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером.

Уравнения (1) и (2) изображаются в виде графиков. Так, например, u_1 зависит от двух переменных: i_1 и u_2 .

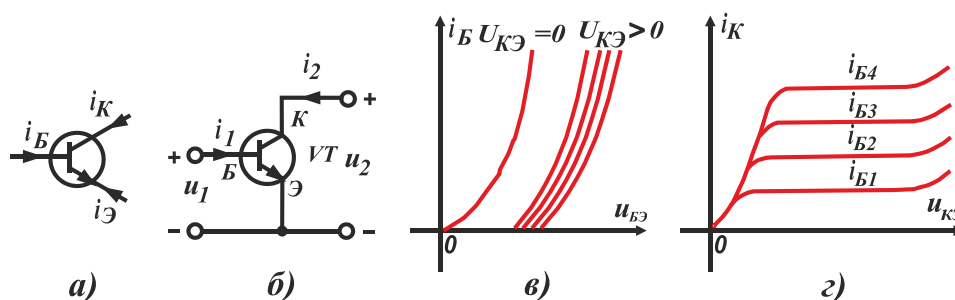


Рис. 42. Входные (в) и выходные (г) вольтамперные характеристики транзистора

Графическое изображение уравнений (1) и (2) для транзистора в схеме с общим эмиттером показано на рис. 42, в, г. Это так называемые входная и выходная вольтамперные характеристики (ВАХ). Они отражают закон изменения тока в цепи от напряжения, приложенного к этой цепи, при постоянстве какого-либо параметра.

ВАХ нелинейных полупроводниковых и электронных приборов находятся, как правило, в результате измерений и приводятся в соответствующих справочниках в виде усредненных графических зависимостей. Необходимость усреднения связана с большим (до 30 – 50%) технологическим разбросом характеристик различных образцов прибора одного и того же типа. Эти характеристики являются статическими, т.е. характеристиками режима постоянного тока. Для резистивных нелинейных элементов (НЭ) важным параметром является их сопротивление, которое, в отличие от линейных резисторов, не является постоянным, а зависит от того, в какой точке ВАХ оно определяется. Различают два вида сопротивлений: статическое и дифференциальное (динамическое).

Статическое сопротивление $R_{ст}$ определяется как

$$R_{ст} = \frac{U_0}{I_0},$$

где: U_0 – приложенное к НЭ постоянное напряжение;

I_0 – протекающий через НЭ постоянный ток. Это сопротивление постоянному току, оно характеризуется тангенсом угла наклона прямой, проходящей через начало координат и рабочую точку (U_0, I_0) на ВАХ НЭ.

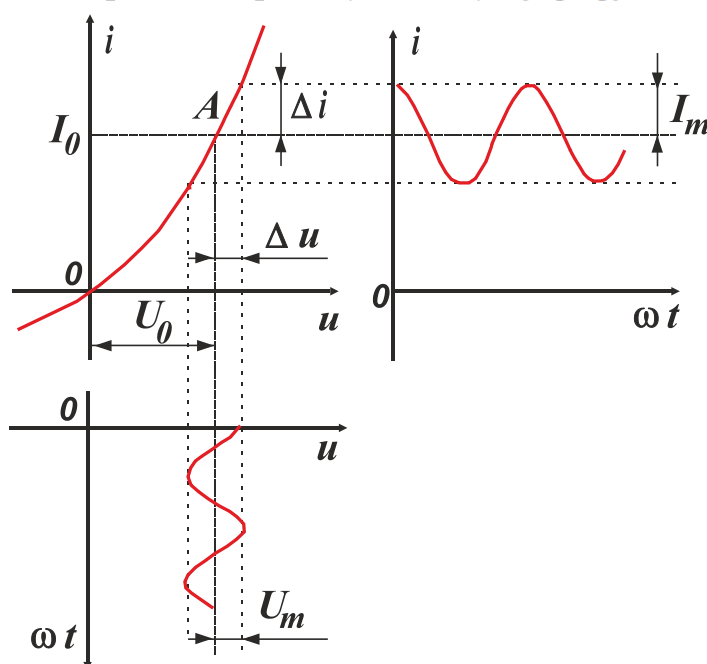


Рис. 43. К определению дифференциального сопротивления транзистора по его входной ВАХ

В силу предположения о резистивном характере цепи статические характеристики определяют одновременно и соотношения между мгновенными

значениями напряжений и токов на внешних зажимах соответствующего нелинейного прибора.

Определим *дифференциальное сопротивление* R_d как отношение приращения напряжения Δu к приращению тока Δi при небольшом смещении рабочей точки на ВАХ под воздействием переменного напряжения малой амплитуды (рис. 43.):

$$R_d = \frac{\Delta u}{\Delta i}.$$

Это сопротивление представляет собой сопротивление НЭ переменному току малой амплитуды. Обычно переходят к пределу этих приращений и определяют дифференциальное сопротивление в виде

$$R_d = \frac{du}{di}.$$

Оно характеризуется тангенсом угла наклона касательной к ВАХ в рабочей точке. Иногда удобно пользоваться понятием *дифференциальной крутизны* (имеющей размерность проводимости):

$$S_d = G_d = 1/R_d = di/du.$$

Лабораторная работа № 8

Стабилизация постоянного напряжения нелинейными резистивными цепями

Краткие теоретические сведения

Для поддержания постоянства (стабилизации) напряжения питания активных электрических цепей при возможных колебаниях первичного питающего напряжения и изменениях сопротивления нагрузки используются устройства, получившие название *стабилизаторов постоянного напряжения*.

Схема простейшего стабилизатора приведена на рис. 44, а.

В него входят генератор первичного питающего напряжения, задающее напряжение U_T которого под воздействием дестабилизирующих факторов может меняться относительно его среднего значения, и стабилитрон, подключённый параллельно нагрузке. Его вольтамперная характеристика приведена на рис. 45, а. Внутреннее сопротивление генератора R_T и сопротивление нагрузки R_H , считаются чисто резистивными.

(В специальной литературе внутреннее сопротивление генератора обозначается буквой R_{Γ}).

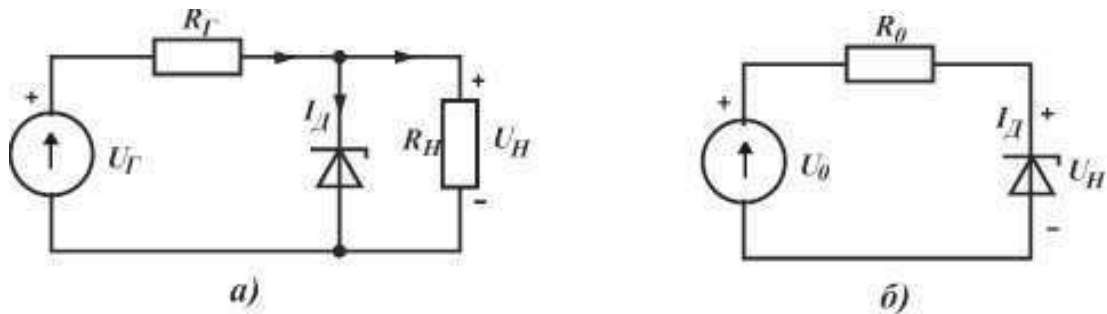


Рис. 44. Упрощённая схема стабилизатора напряжения

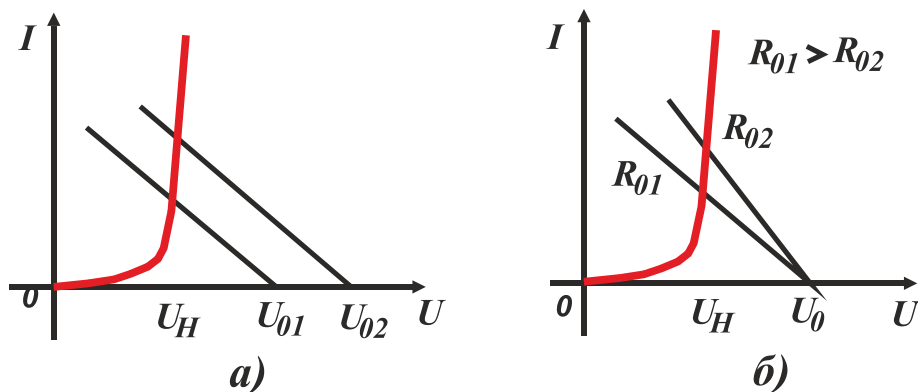


Рис. 45. ВАХ стабилитрона

При анализе работы стабилизатора цепь, внешнюю по отношению к стабилитрону, заменим эквивалентным генератором с задающим напряжением U_0 и внутренним сопротивлением источника R_0 . После этой замены схема анализируемой цепи преобразуется в схему рис. 44,б. На этой схеме через $U_Н$ обозначено напряжение на зажимах нагрузки, которое совпадает с напряжением в рабочей точке стабилитрона (рис. 45, а).

Зная последнюю, можно найти токи в ветвях исходной цепи:

$$I_{\Gamma} = (U_{\Gamma} - U_{\text{Н}})/R_{\Gamma}; \quad I_{\text{Н}} = U_{\text{Н}}/R_{\text{Н}}; \quad I_{\text{Д}} = I_{\Gamma} - I_{\text{Н}}$$

Рис. 45, а, б показывают, что рабочая точка стабилитрона перемещается вдоль прямой, практически параллельной оси ординат, при изменении как задающего напряжения эквивалентного генератора (рис. 45, а), так и его внутреннего сопротивления (рис. 45, б). Тем самым решается задача стабилизации напряжения на зажимах нагрузки, поскольку оно меняется незначительно при изменении первичного питающего напряжения (U_{Γ} и сопротивле-

ния нагрузки R_H) в широких пределах. Естественно, что эффект стабилизации достигается ценой рассеивания энергии в стабилитроне и гасящем резисторе R_T .

Пример: Соберём схему, как показано на рис. 46. Источник напряжения $+15\text{ В}$, сопротивление источника $R_T = 100\text{ Ом}$, табилитрон **КС191А**, Сопротивление нагрузки $R_H = 1\text{ кОм}$.

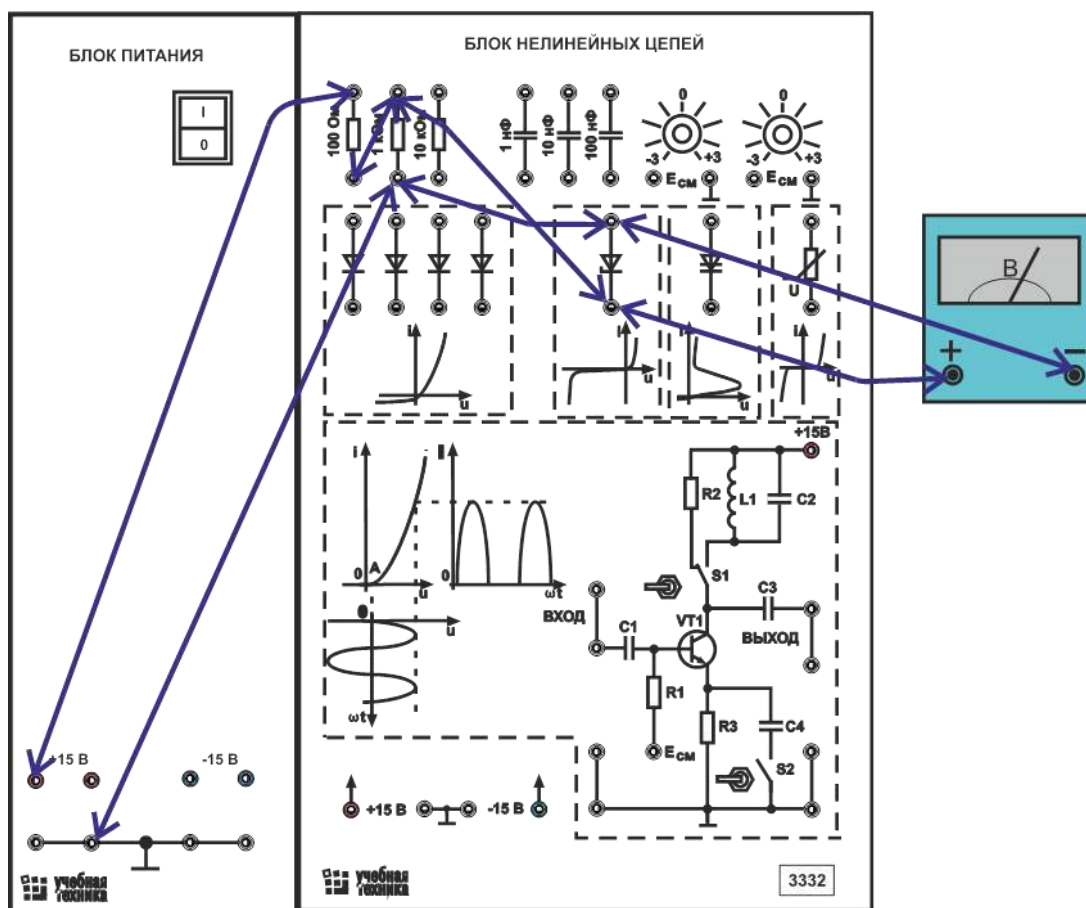


Рис. 46. Схема экспериментальной сборки для исследования работы стабилизатора напряжения

Измерить напряжение на нагрузке и рассчитать токи, протекающие через стабилитрон и сопротивление нагрузки.

Лабораторная работа № 9

Нелинейные электрические цепи при гармонических воздействиях

Краткие теоретические сведения

Для нахождения реакции электрической цепи с нелинейным двухполюсником или четырёхполюсником на заданное воздействие можно использовать графические построения. Статические характеристики нелинейного прибора, т.е. зависимость между воздействием и реакцией на его внешних зажимах для режима постоянного тока, считаются известными. Ими могут быть, например, вольтамперная характеристика нелинейного резистора, или зависимость между постоянными напряжениями на входе и выходе нелинейного четырёхполюсника и др. Эти характеристики определяются, как правило, в результате измерений и представляются в виде графических зависимостей, что и оправдывает использование графических методов решения рассматриваемой задачи.

В основе метода лежит предположение о том, что в любой момент времени реакция нелинейного прибора на подведённое к нему воздействие будет такой же, как и его реакция на постоянное воздействие той же величины. Иными словами, предполагается, что модель анализируемой цепи является моделью резистивной электрической цепи.

Ниже на примере рассматривается методика графического нахождения реакции нелинейного прибора с однозначной характеристикой нелинейности.

Рассмотрим зависимость напряжения U_2 на выходе нелинейного четырёхполюсника от постоянного напряжения U_1 , подведённого к его входу. Её график $U_2 = f(U_1)$ показан на рис. 47. На этом же рисунке приведён график воздействия $u_1(t)$. Он повернут на угол $\pi/2$ по часовой стрелке по сравнению с общепринятым графическим изображением функции времени. Воздействие в примере тождественно равно нулю вне интервала $0 < t < T$, внутри которого оно описывается функцией $u_1(t) = U_m \sin(2\pi t/T)$. В момент времени $t = t_1$ ко входу нелинейного прибора, как это следует из рис. 47 подводится напряжение $u_1(t)$, т.е. при $t = t_1$ $U_1 = u_1(t)$. Напряжение на его выходе, которое находится по графику $U_2 = f(U_1)$, т.е. напряжение U_2 при $U_1 = u_1(t)$ и будет напряжением реакции $u_2(t)$ нелинейного прибора в момент времени t_1 . Значение реакции показано на графике $u_2(t)$, приведённом на том же рисунке. Отсчётные значения $u_1(t_1)$ и $u_2(t_1)$ соединены на рис. 47

штриховой линией. Аналогичные построения приведены на рисунке и для трёх других моментов времени $t = t_2; t = t_3; t = t_4$. В результате подобных построений и находится график реакции $u_2(t)$.

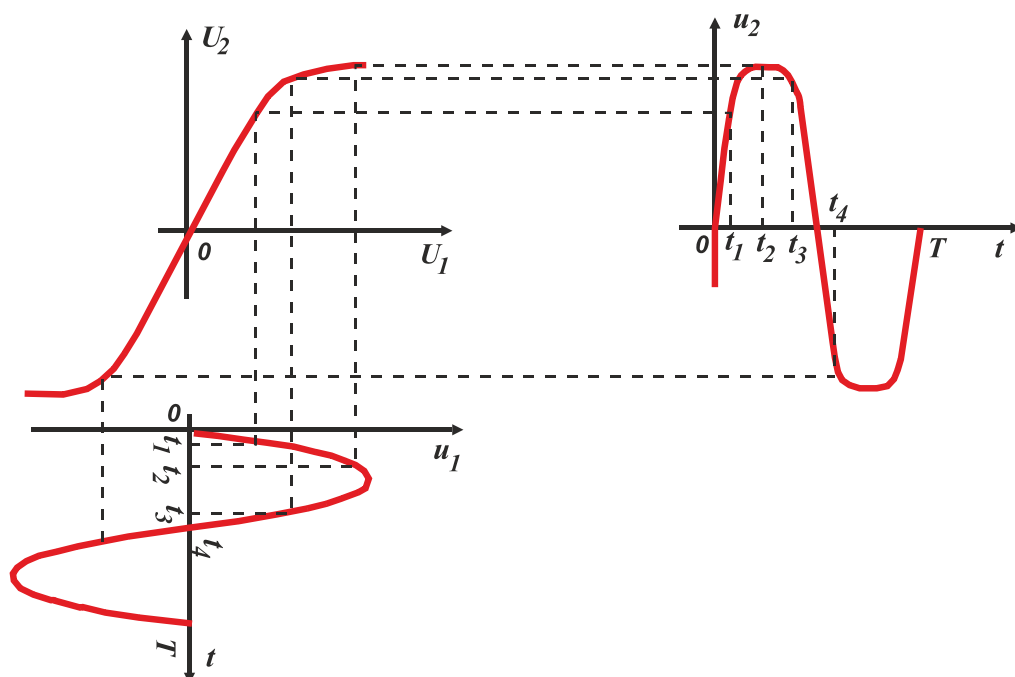


Рис. 47. Искажение гармонического входного сигнала при подаче его на вход нелинейного элемента

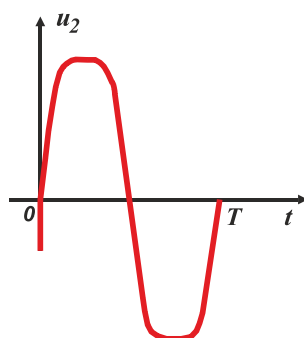


Рис. 48. Искажённый сигнал на выходе нелинейного элемента

Сопоставление графиков воздействия $U_1(t)$ и реакции $U_2(t)$, приведенных на рис. 47, показывает, что они отличаются друг от друга формой. Следовательно, в рассматриваемой нелинейной электрической цепи произошло искажение формы реакции (выходного сигнала) по сравнению с формой воздействия (входного сигнала), обусловленное нелинейностью характеристики используемого нелинейного прибора. Из тех же графиков следует, что указанные искажения уменьшаются с уменьшением амплитуды воздействия и

для любого t при условии $|U_1(t)| < U_1(t_1)$, зависимость реакции от воздействия будет близка к линейной.

Таким образом, анализируемую цепь в ряде случаев можно рассматривать как линейную электрическую цепь с тем бóльшим основанием, чем меньше амплитуда воздействия. Напротив, с увеличением амплитуды воздействия заметнее отличия формы выходного сигнала от сигнала входного. В частности, значение реакции $U_2(t)$ по абсолютной величине практически не зависит от воздействия, если (см. рис. 47) $|U_1(t)| > U_1(t_2)$, а при $|U_1(t)| \gg U_1(t_2)$, принимает вид двух трапецеидальных импульсов различной полярности. Её график показан на рис. 48.

Искажение формы выходного сигнала цепи относительно формы сигнала на входе свойственно электрическим цепям и с другими характеристиками нелинейности, отличающимися от рассмотренных в примере, в том числе и многозначными. Вместе с тем в рассматриваемых резистивных нелинейных цепях не искажается форма воздействия в виде импульса прямоугольной формы. Здесь нелинейность проявляется в отсутствии прямой пропорциональности между амплитудами реакции и воздействия, а при больших амплитудах воздействия – независимости их друг от друга.

Естественно, что если характеристика нелинейности задана аналитически, то реакция нелинейного прибора на заданное воздействие может быть найдена и в результате численного решения нелинейного уравнения, связывающего мгновенные значения реакции и воздействия в выбранной совокупности дискретных моментов времени.

Воздействие гармонического колебания на нелинейный резистивный элемент

Пусть к нелинейному резистивному элементу подведено гармоническое колебание $U_m \cos(\omega t + \varphi)$ и постоянное напряжение смещения U_0 , т.е. пусть $u = U_0 + U_m \cos(\omega t + \varphi)$. Ток в элементе может быть найден по вольтамперной характеристике элемента $i = f(u)$ и является функцией времени $i(t)$.

График тока $i(t)$ может быть найден с помощью простейших построений, которые иллюстрируются на рис. 49. Данные этого рисунка показывают, что реакция $i(t)$ и воздействие $u(t)$ могут существенно отличаться по форме.

Искажения формы сигнала, обусловленные нелинейностью характеристик электрической цепи, называются ***нелинейными искажениями***.

При воздействии $u = U_0 + U_m \cos(\omega t + \varphi)$, подведённом к нелинейному элементу, ток $i(t)$ в элементе будет периодической функцией времени, которая может быть представлена рядом Фурье

$$i(t) = \Delta I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \cos(k\omega t + k\varphi) .$$

Следовательно, ток в нелинейном элементе содержит постоянную составляющую ΔI_0 , гармоническое колебание с частотой ω и начальной фазой φ воздействия, а также гармонические колебания с частотами, кратными частоте воздействия (гармоники входного колебания). Начальные фазы гармоник кратны начальной фазе воздействия. Появление других гармоник в составе тока в элементе обусловлено нелинейностью его вольтамперной характеристики, в связи с чем их часто называют продуктами нелинейности.

В соответствии с изложенным спектр амплитуд тока в нелинейном элементе при гармоническом воздействии на элемент является дискретным. Такими же будут спектры напряжений и токов в тех ветвях цепи, которые не подключены непосредственно к источнику гармонического воздействия.

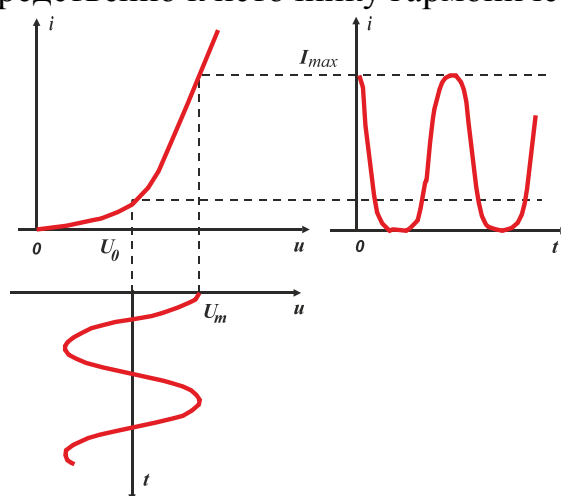


Рис. 49. Искажение формы выходного тока при подаче на вход нелинейного элемента гармонического сигнала

В устройствах, работающих в режиме малого сигнала, нелинейные искажения носят паразитный характер и строго нормируются. Для их оценки обычно используется **коэффициент нелинейности (коэффициент гармоник)**

$$k_r = \sqrt{\frac{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + \dots}{U_{m1}^2}} ,$$

где: U_{m1} – амплитуда колебания основной частоты (частоты воздействия);

U_{m2}, U_{m3}, \dots – амплитуды гармоник напряжений на выходных зажимах устройства.

Так, в высококачественных системах звуковоспроизведения коэффициент нелинейности не превышает долей одного процента.

Лабораторная работа № 10

Выпрямление гармонических колебаний

Для питания полупроводниковых и электронных приборов активных электрических цепей необходимо постоянное питающее напряжение. С этой целью используются преобразователи химической энергии в энергию электрическую (гальванические элементы, аккумуляторы), термоэлектрические преобразователи (термоэлементы, солнечные батареи), а также выпрямители – устройства, преобразующие гармоническое напряжение в напряжение знакопостоянное с теми или иными допустимыми флуктуациями относительно его среднего значения.

Схема простейшего выпрямителя приведена на рис. 50. Если к этой нелинейной цепи подвести гармоническое колебание, то спустя определённое время в ней установятся периодические колебания, которые, естественно, не будут гармоническими. Постоянная составляющая напряжения на зажимах резистивной нагрузки выпрямителя этих периодических колебаний и представляет собой выпрямленное постоянное напряжение. Гармоники же колебания оказывают мешающее действие на работу питаемых устройств. Для снижения их уровня в рассматриваемый простейший выпрямитель введён конденсатор. Ёмкость конденсатора выбирается такой, чтобы его сопротивление на частотах гармоник, начиная с первой, было бы значительно меньше сопротивления нагрузки выпрямителя, т. е. чтобы

$$\left(\frac{1}{\omega C}\right) \ll R_H \text{ или } \omega C R_H \gg 1).$$

Ясно, что чем сильнее неравенство, т.е. чем больше постоянная времени $\tau = R_H C$ превышает период $T = 2\pi / \omega$ гармонического воздействия, тем меньше амплитуды гармоник напряжения на зажимах нагрузки, обусловленных гармониками тока.

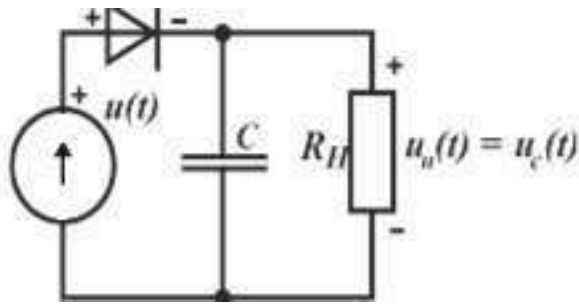


Рис. 50. Упрощённая схема выпрямителя напряжения

При выбранных на рис. 50 положительных направлениях напряжений в силу односторонней проводимости диода напряжение $u_c(t)$ на зажимах нагрузки (конденсаторе C) будет создаваться лишь положительными полуволнами выпрямляемого напряжения. Следовательно, и напряжение на конденсаторе всегда будет положительным.

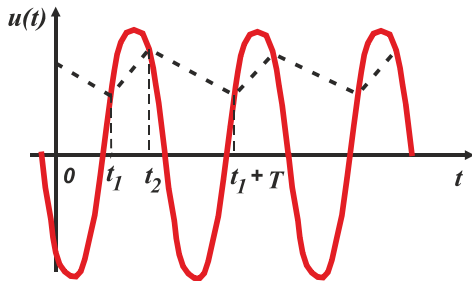


Рис. 51.

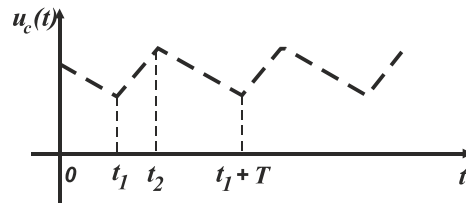


Рис. 52.

К объяснению принципа выпрямления гармонического колебания

Пусть в установившемся режиме колебаний в момент времени t_1 (рис. 51) периодически изменяющееся воздействие $u(t)U_m \cos(\omega t + \varphi)$ достигает напряжения заряженного конденсатора $u_c(t_1)$, т. е. пусть $u(t_1) = u_c(t_1)$. С этого момента времени $u_d > 0$ диод открывается и начинается заряд (подзаряд) конденсатора. Он длится до тех пор, пока напряжение на зажимах конденсатора не сравняется в момент времени t_2 (рис. 51) с убывающим после максимума входным напряжением. После этого в течение времени $t_2 < t < t_1 + T$ диод запирается ($u_d < 0$), и конденсатор разряжается через сопротивление R . Следовательно, в указанном интервале времени напряжение на зажимах конденсатора (нагрузки) убывает по закону

$$u_c(t) = u_c(t_2) \cdot e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}$$

Затем процесс периодически повторяется с периодом колебания T .

График $u_c(t)$ приведён на рис. 52. Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 равно среднему значению функции $u_c(t)$, т. е.

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} u_c(t) dt.$$

Разность $u_c(t) - U_0$ определяет закон изменения во времени суммы гармоник напряжения на зажимах нагрузки выпрямителя – «пульсацию» выпрямленного напряжения. О ней можно судить по отношению наибольшего и наименьшего значений напряжения, равному:

$$\frac{u_c(t_2)}{u_c(t_1 + T)} = e^{\frac{t_1+T-t_2}{\tau}} = e^{\frac{T-(t_2-t_1)}{\tau}} < e^{\frac{T}{\tau}}.$$

Так, при $\tau = 10T$ и $t_2 - t_1 = 0,25T$ это отношение не превышает **1,08**, а значит, наибольшие и наименьшие значения напряжения на выходе выпрямителя отличаются не более, чем на **8%**.

Величина выпрямленного напряжения существенно зависит от соотношения между параметрами генератора, диода и нагрузки. Для приближенной оценки постоянной составляющей выпрямленного напряжения положим, что вольтамперная характеристика диода имеет вид, показанный на рис. 53. Сопротивление диода при $u_d > 0$ с учётом внутреннего сопротивления генератора, обозначим через R_d . Положим далее, что флуктуации напряжения относительно его постоянной составляющей

U_0 пренебрежимо малы, т.е. будем считать, что $u_c(t) \cong U_0 = \text{const.}$

О допустимости этого предположения, которое потребуется выполнять на практике, можно судить по приведенному выше примеру.

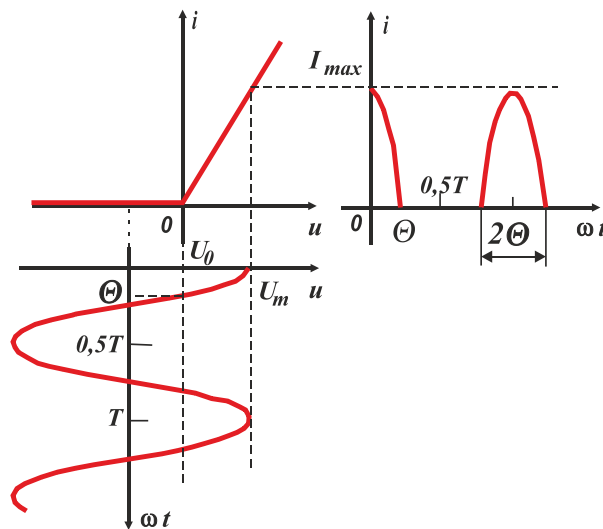


Рис. 53. Выпрямление переменного напряжения

При указанных допущениях ток через диод в цепи, схема которой для $U_c(t) = U_0$ приведена на рис. 53 представляет собой периодическую последовательность импульсов.

Графические построения, иллюстрирующие процессы в анализируемой цепи, показаны на рис. 53. Из них следует, что

$$U_0 = U_m \cos \theta,$$

где θ – угол отсечки тока.

Углом отсечки называется половина той части периода колебания, в течение которой протекает ток в выходной цепи нелинейного элемента.

$$I_{max} = \frac{(U_m - U_0)}{R_d} = \left(1 - \frac{U_0}{U_m}\right) \frac{U_m}{R_d} = (1 - \cos \theta) \frac{U_m}{R_d}.$$

Этому значению максимума тока соответствует постоянная составляющая тока

$$\Delta I_0 = \alpha_0 I_{max} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi R_d},$$

протекающего через диод и нагрузку. Заменяя в этом выражении ΔI_0 на U_0/R_H и учитывая, что $U_0 = U_m \cos \theta$, находим зависимость между углом отсечки и сопротивлением диода и нагрузки:

$$R_d/R_H = (\operatorname{tg} \theta - \theta)/\pi$$

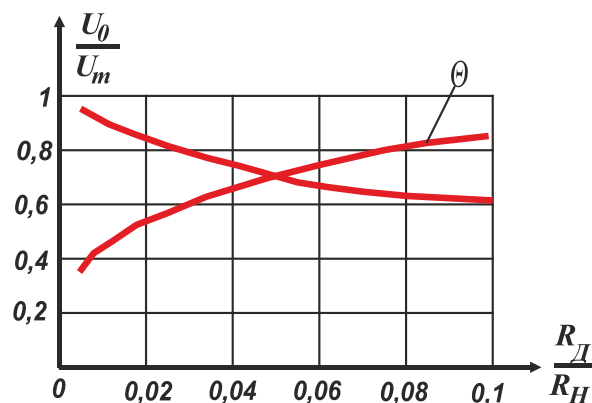


Рис. 54.

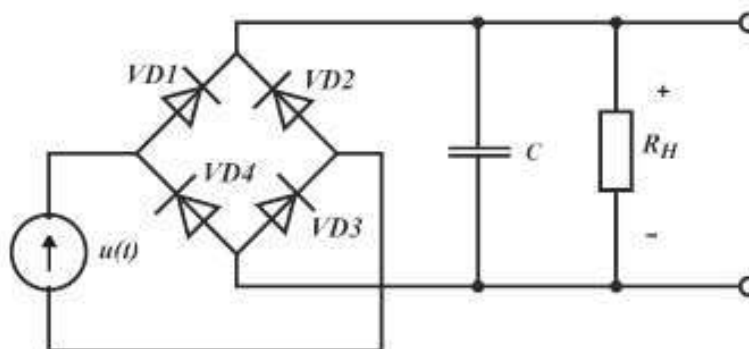


Рис. 55.

Решив это трансцендентное уравнение, определяем неизвестный пока угол отсечки θ , как функцию отношения сопротивлений R_D/R_H , а затем и величину выпрямленного постоянного напряжения

$$U_0 = U_m \cos \theta.$$

На рис. 54 приведён в относительных единицах график зависимости выпрямленного постоянного напряжения U_0/U_m от соотношения сопротивления диода и нагрузки R_D/R_H . Данные рисунки показывают, что при $(R_D/R_H) \ll 1$ величина постоянного напряжения близка к амплитуде выпрямляемого гармонического напряжения и убывает при прочих равных условиях с увеличением сопротивления диода. Чаще всего $(R_D/R_H) \leq 0,1$, когда $U_0 \geq 0,65U_m$, иначе КПД выпрямителя становится недопустимо малым. На том же рисунке показан график зависимости угла отсечки в радианах от того же отношения R_D/R_H . При $(R_D/R_H) < 0,1$ угол отсечки не превышает $0,87$ рад, т. е. 50° , и убывает с уменьшением отношения R_D/R_H .

Рассмотренные простейшие выпрямители называются однополупериодными, поскольку у них при формировании выпрямленного напряжения используется энергия только одного из каждой пары полупериодов выпрямляемого гармонического напряжения, а точнее – его части.

Схема двухполупериодного выпрямителя мостового типа изображена на рис. 55. Здесь за счёт поочередного открывания диодов, помеченных на рисунке чётными и нечётными индексами, достигается постоянство направления тока в нагрузке выпрямителя для обоих полупериодов выпрямляемого напряжения. Именно двухполупериодные выпрямители нашли преимущественное применение для выпрямления однофазного гармонического напряжения. Качественные и количественные оценки процессов в двухполупериод-

ных выпрямителей можно получить прямым обобщением таковых в выпрямителях однополупериодных.

Для более полного подавления гармоник, если в этом возникает необходимость, в схему выпрямителя вводятся в дополнение к конденсатору один или два реактивных элемента, образующие фильтр нижних частот с необходимым ослаблением на частотах гармоник. Задача фильтрации гармоник двухполупериодного выпрямителя облегчается тем, что у него амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения вдвое меньше, а их частота вдвое выше, чем у выпрямителя однополупериодного при прочих равных условиях. В бытовой радиоэлектронной аппаратуре вместо фильтра в дополнение к конденсатору существенное подавление гармоник осуществляет включённый на выходе выпрямителя стабилизатор напряжения – устройство для поддержания постоянства напряжения на его выходе при изменении сопротивления его нагрузки.

Пример: Соберём схему однополупериодного выпрямителя с нагрузкой **1 кОм** и ёмкостью фильтра **100 нФ**. Снимем осциллограммы выходного напряжения в зависимости от частоты входного сигнала. Результаты представим в виде графиков.

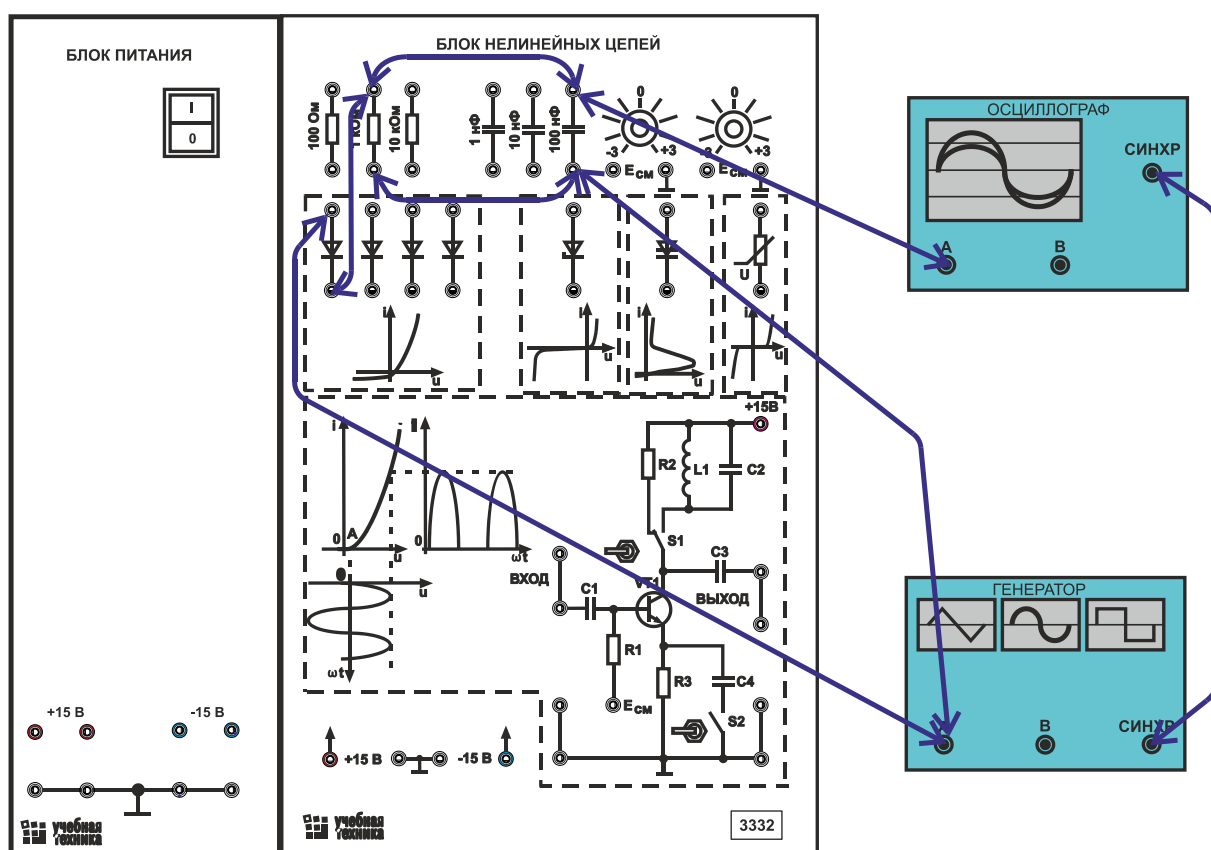


Рис. 56. Схема экспериментальной сборки для исследования работы однополупериодного выпрямителя

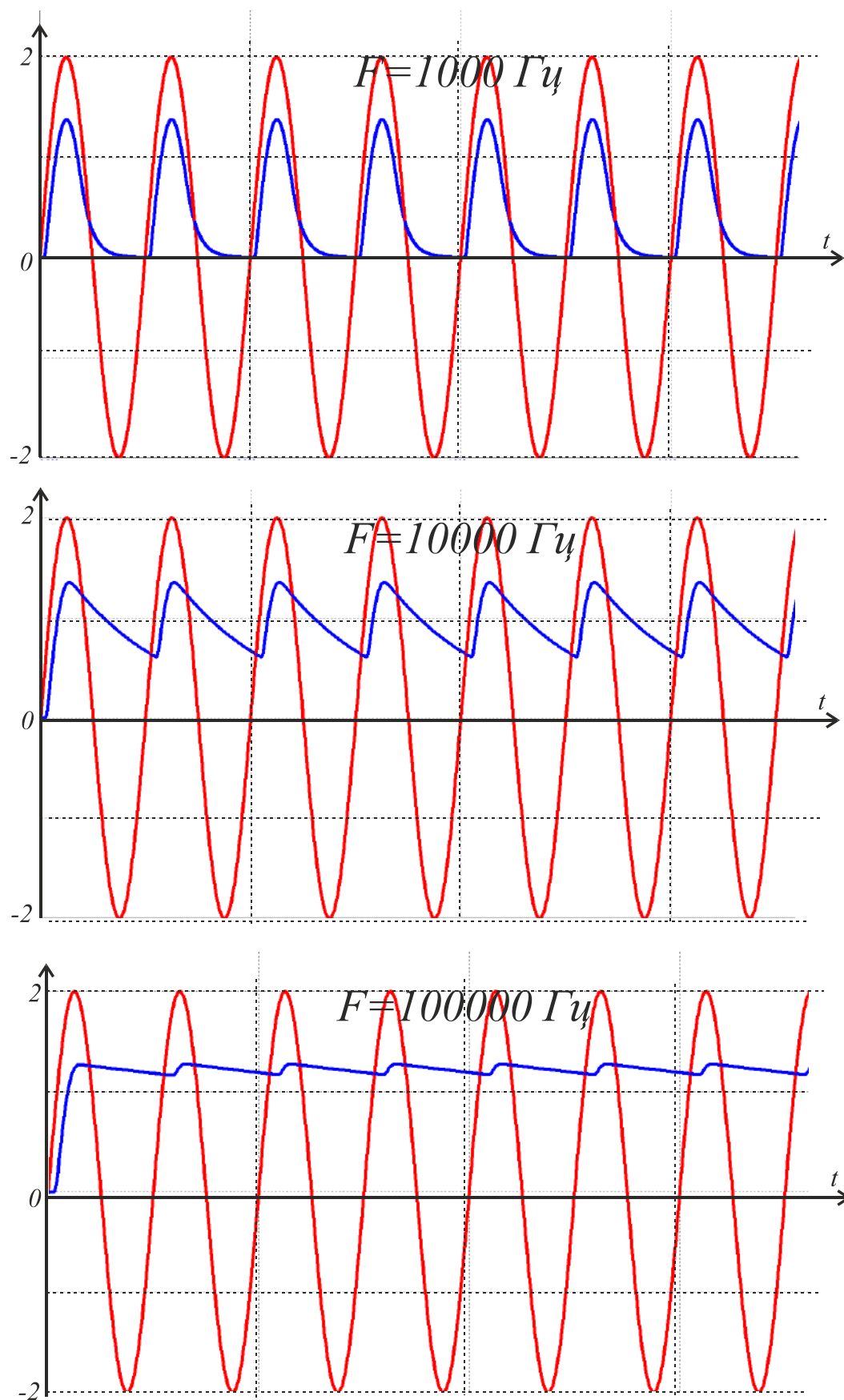


Рис. 57. Осциллограммы входного и выходного напряжения при различных частотах входного напряжения

Соберём схему двухполупериодного мостового выпрямителя в соответствии с принципиальной схемой (рис. 55) с параметрами:

$$R_H = 1 \text{ кОм}; \quad C = 100 \text{ нФ}.$$

Собранная схема изображена на рис. 58.

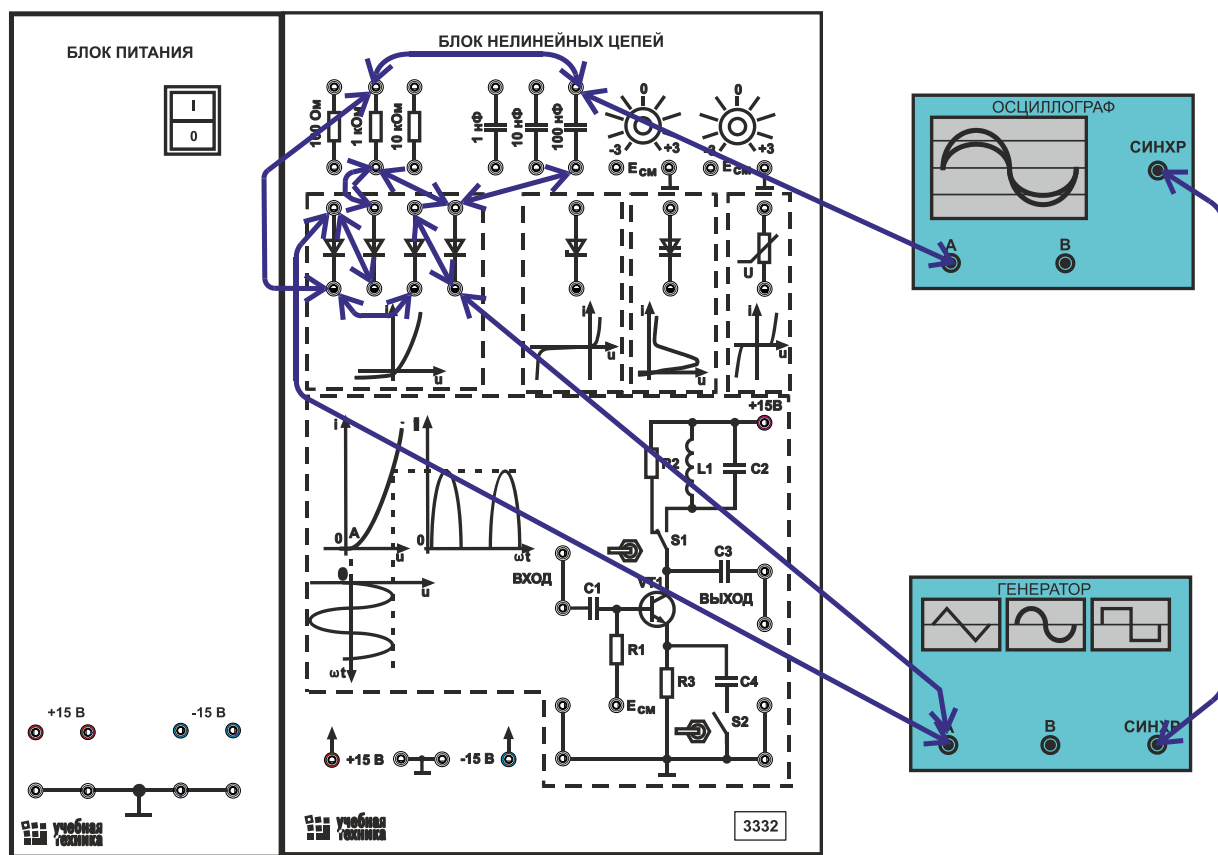


Рис. 58. Схема экспериментальной сборки для исследования работы мостового выпрямителя

Снимем осциллограммы входного и выходного напряжения при различных частотах входного напряжения. Результаты представим на графиках (рис. 59).

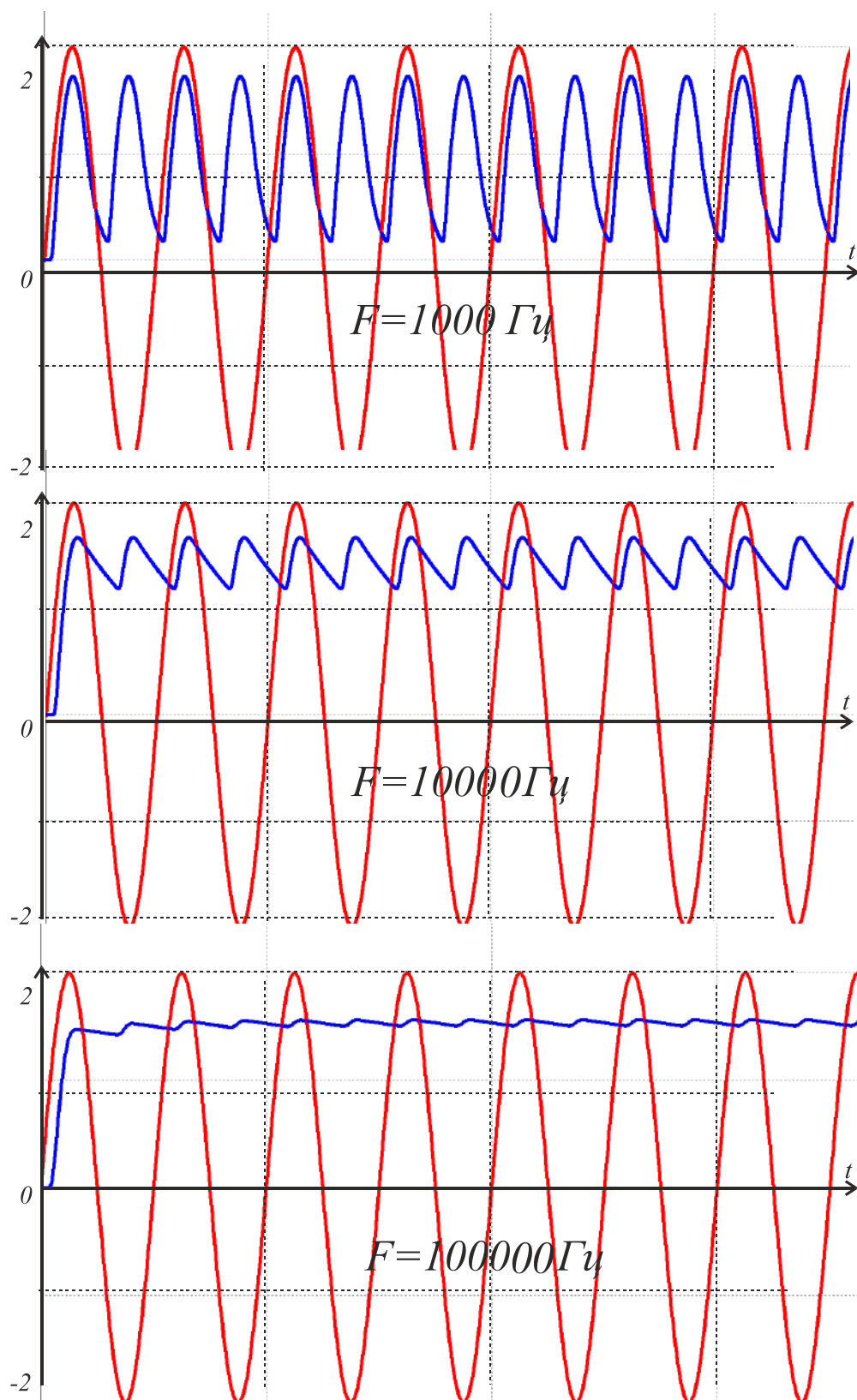


Рис. 59. Осциллограммы входного и выходного напряжения при различных частотах входного напряжения.

Лабораторная работа № 11

Ограничение мгновенных значений гармонических колебаний

Ограничители амплитуды принадлежат к классу нелинейных электрических цепей.

Ограничителем амплитуды называется устройство, напряжение на выходе которого следует за входным напряжением до определённого его значения (порога ограничения), после чего выходное напряжение остаётся постоянным или равным нулю.

Существуют три вида ограничения:

- ограничение по максимуму (ограничение сверху);
- ограничение по минимуму (ограничение снизу);
- двустороннее ограничение (одновременное ограничение сверху и снизу).

Верхним порогом ограничения $E_{пв}$ называется предельный уровень входного напряжения, выше которого выходное напряжение практически не зависит от входного.

Нижним порогом ограничения $E_{пн}$ называется предельный уровень входного напряжения, ниже которого выходное напряжение практически не зависит от входного. Пороги ограничения зависят от параметров и режима работы ограничителя. Они могут быть различными по величине и каждый из них может быть положительным, отрицательным или равным нулю.

Таким образом, основным назначением ограничителей является изменение формы подводимого к ним входного напряжения путём «срезания» части этого напряжения. Следовательно, при ограничении происходит изменение спектрального состава входного напряжения, что возможно лишь при применении нелинейных цепей.

Поэтому амплитудные ограничители должны представлять собой устройства с явно выраженной нелинейной ВАХ. В качестве нелинейных элементов чаще всего используются полупроводниковые диоды и триоды.

Схема простейшего ограничителя с ограничением сверху приведена на рис. 60, а. В ограничитель входят резистор с сопротивлением R , выпрямительный диод и генератор постоянного напряжения с задающим пороговым напряжением $U_{пор}$.

На первом этапе анализа процессов в рассматриваемом ограничителе будем считать, во-первых, что диод идеален, т.е. его сопротивление или равно нулю (если диод включён в прямом направлении, т.е. $u_d > 0$), или беско-

нечно велико (если диод включён в обратном направлении, т.е. $u_d < 0$), и, во-вторых, что внутреннее сопротивление генератора постоянного напряжения равно нулю.

Если при указанных предположениях напряжение на зажимах диода будет отрицательным, т. е. когда $u_{вх}(t) < U_{пор}$, диод будет закрыт и напряжение на выходе ограничителя будет равно напряжению на его входе, т.е. $u_{вых}(t) = u_{вх}(t)$. Если же $u_{вх}(t) > U_{пор}$, диод открывается, его сопротивление становится практически равным нулю. Тем самым источник постоянного напряжения подключается к выходу ограничителя, и напряжение на выходе ограничителя будет равно задающему напряжению источника $U_{пор}$ на протяжении всего времени пока $u_{вх} > U_{пор}$. Таким образом:

$$u_{вых}(t) = \begin{cases} u_{вх}(t) & \text{при } u_{вх}(t) < U_{пор} \\ U_{пор} & \text{при } u_{вх}(t) > U_{пор} \end{cases}$$

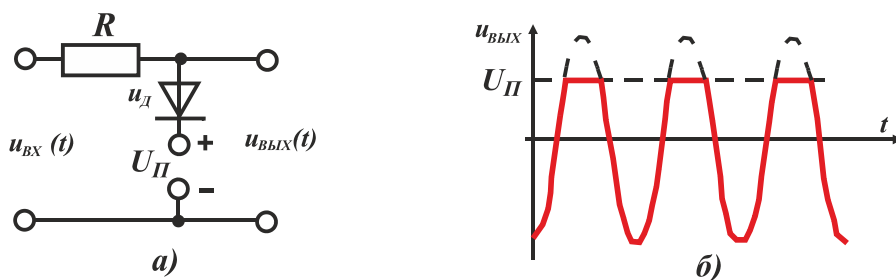


Рис. 60. Ограничитель напряжения по максимуму

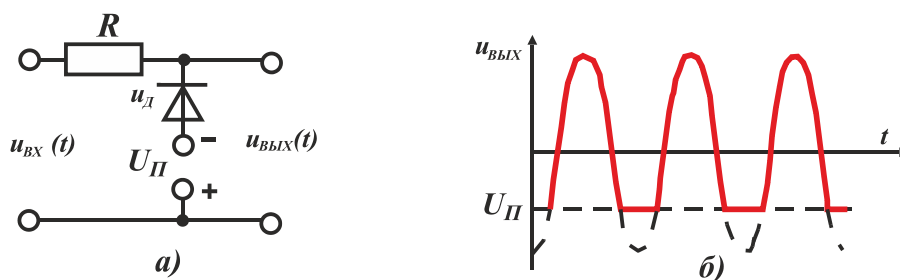


Рис. 61. Ограничитель напряжения по минимуму

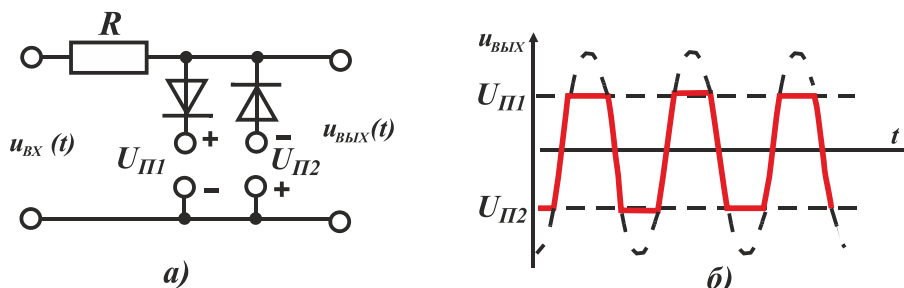


Рис. 62. Двусторонний ограничитель напряжения

Соответствующая графическая иллюстрация при подаче на вход гармонического колебания $u_{\text{вх}} = U_m \cos(\omega t + \varphi)$ приведена на рис. 60, б. Штриховой линией на рисунке показаны «отсечённые» ограничителем участки входного колебания.

На рис. 61, а изображена схема ограничителя с ограничением снизу. Аналогичные рассуждения показывают, что у такого ограничителя при тех же, что и выше, допущениях:

$$u_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} u_{\text{вх}}(t) & \text{при } u_{\text{вх}}(t) > -U_{\text{пор}} \\ -U_{\text{пор}} & \text{при } u_{\text{вх}}(t) < -U_{\text{пор}} \end{cases}$$

График напряжения на выходе ограничителя с ограничением снизу для того же гармонического воздействия изображён на рис. 61, б.

На рис. 62, а приведена схема ограничителя с двусторонним ограничением, у которого для принятых допущений

$$u_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} U_{\text{пор.1}} & \text{при } u_{\text{вх}}(t) > U_{\text{пор.1}} \\ u_{\text{вх}}(t) & \text{при } -U_{\text{пор.2}} < u_{\text{вх}}(t) < U_{\text{пор}} \\ -U_{\text{пор.2}} & \text{при } u_{\text{вх}}(t) < -U_{\text{пор.2}} \end{cases}$$

Обычно ограничители с двусторонним ограничением имеют как симметричные, так и несимметричные уровни ограничений. Напряжение на выходе ограничителя с симметричными уровнями ограничения, если к его входу подается гармоническое напряжение $u_{\text{вх}} = U_m \cos(\omega t + \varphi)$, по форме близкое к периодической последовательности импульсов трапецеидальной формы и чередующейся полярности. Форма импульсов приближается к прямоугольной по мере усиления неравенства

$$U_m > U_{\text{пор.1}} = U_{\text{пор.2}}.$$

Если рассматриваемую периодическую последовательность импульсов подвести к устройству, выполняющему операцию дифференцирования, то напряжение на его выходе будет представлять собой периодическую последовательность коротких импульсов чередующейся полярности. Форма каждого отдельного импульса близка к прямоугольной; его длительность тем меньше, а амплитуда тем больше, чем больше амплитуда гармонического колебания превышает порог ограничения.

В заключение заметим, что задачу анализа колебаний в ограничителе можно решать с учётом реальных характеристик диодов и конечного внутреннего сопротивления генераторов. При этом качественно картина процессов в ограничителе практически сохранится без изменений по сравнению с рассмотренной выше.

Пример: Соберём схему двустороннего ограничителя, как показано на принципиальной схеме рис. 62 с использованием элементов блока нелинейных цепей. Собранная схема изображена на рис. 63.

Установим напряжение ограничения для положительной полуволны, равное **0,5 В**, для отрицательной – **1,5 В**, амплитуду входного сигнала **3 В**. С помощью осциллографа пронаблюдаем сигнал, получившийся после ограничения.

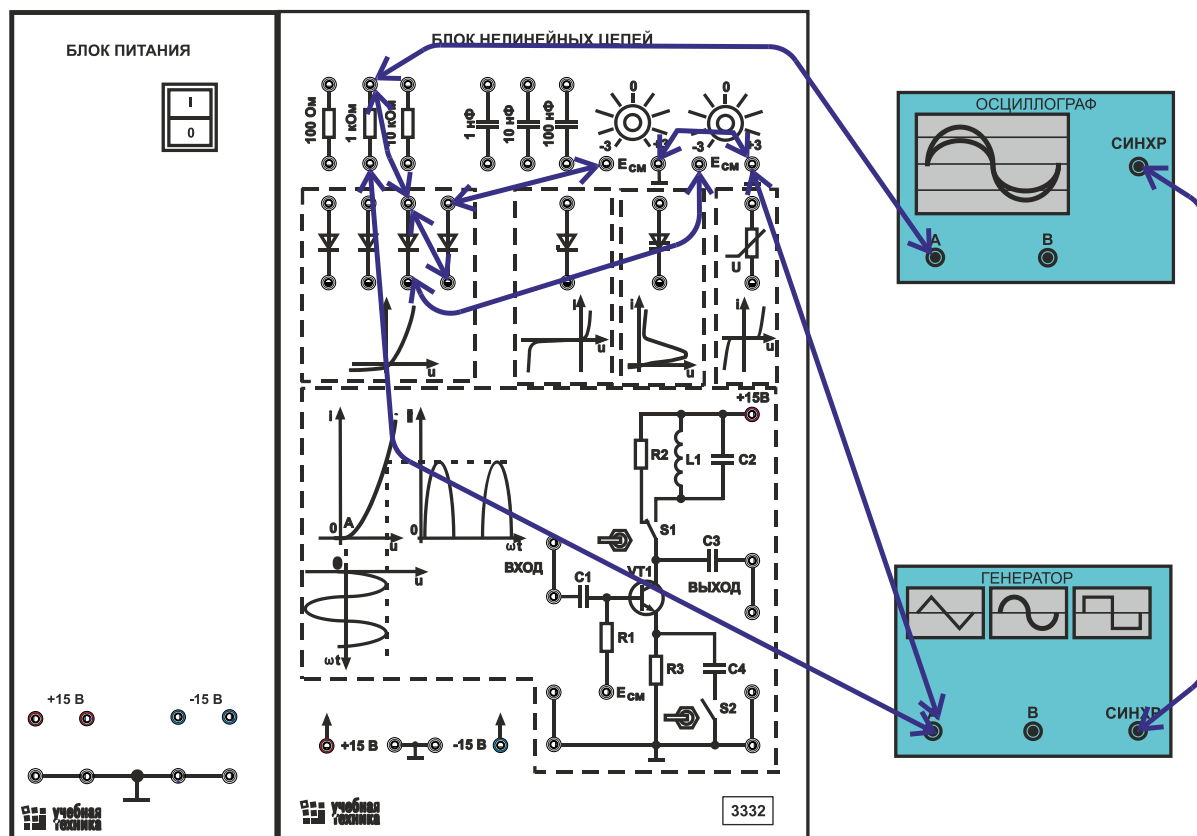


Рис. 63. Схема экспериментальной сборки для исследования двустороннего ограничителя

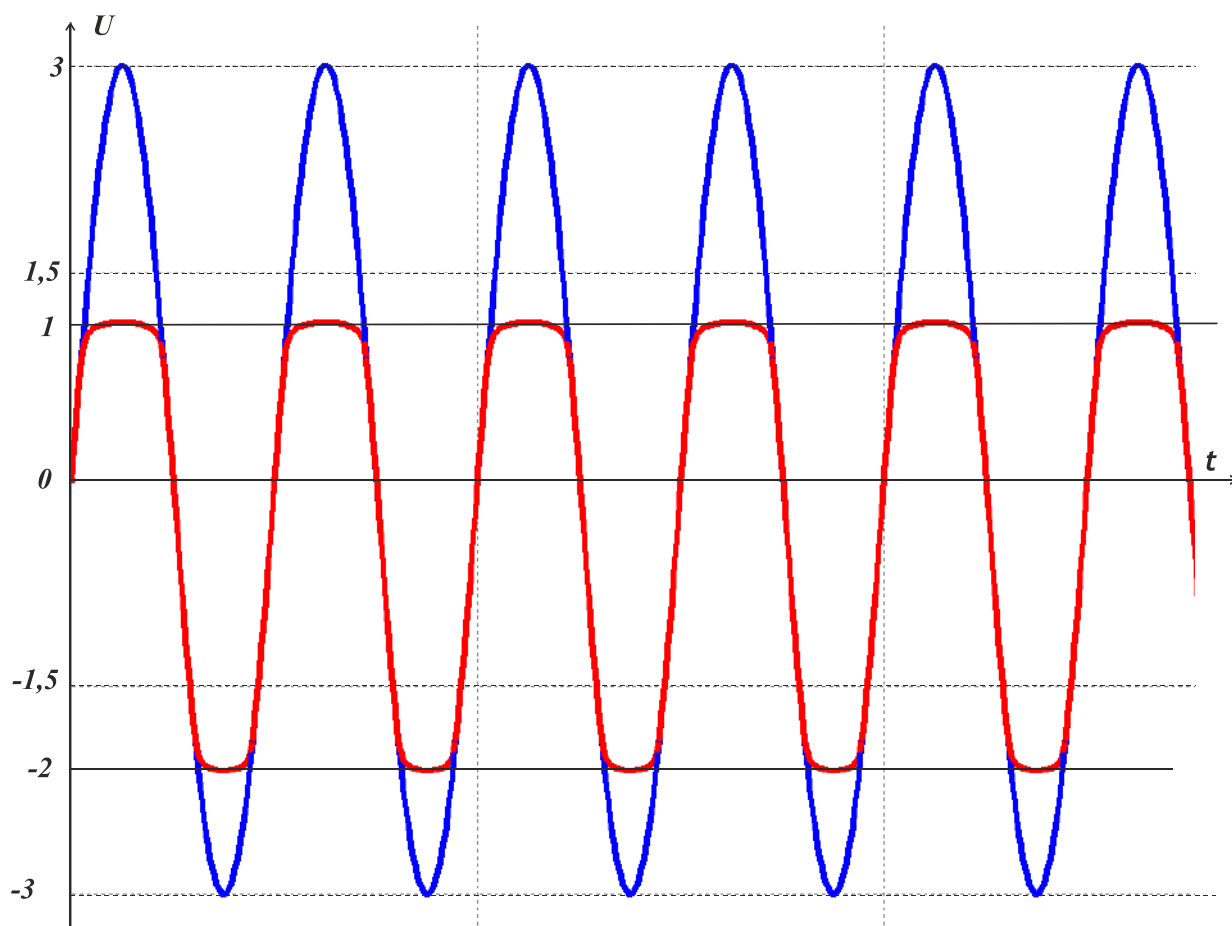


Рис. 64. Осциллограммы входного и выходного напряжения при двустороннем ограничении

Ввиду того, что на сопротивлении прямого перехода диода падает напряжение порядка **0,5 В**, ограничение происходит не на заданных уровнях **+0,5** и **-1,5 В**, а на сумме этих напряжений и падения напряжения на диодах – **1 В** и **+2 В**, что надо учитывать в расчётах.

Пример: Ограничение сигнала с помощью нелинейной характеристики транзисторного каскада. Соберём схему рис. 65.

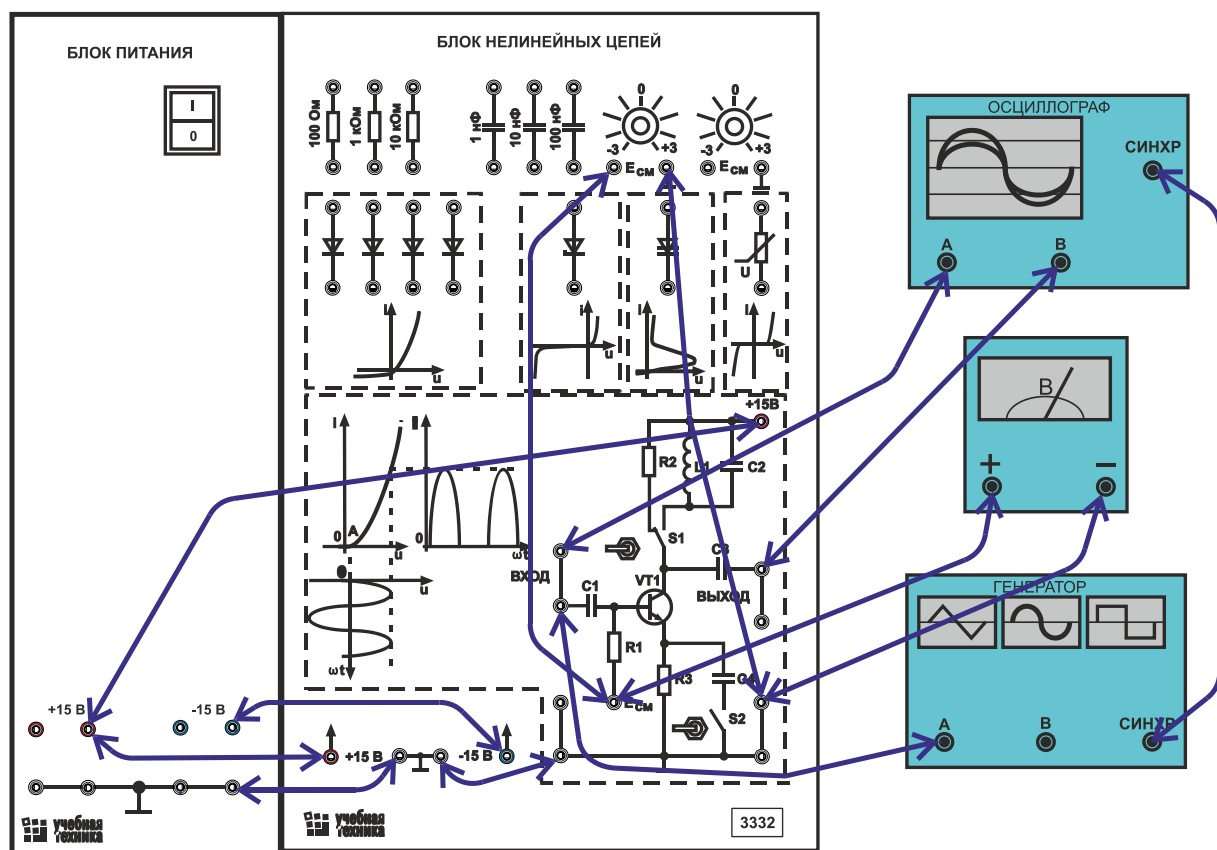


Рис. 65. Схема экспериментальной сборки для исследования ограничения сигнала с помощью нелинейной характеристики транзисторного каскада.

Установим напряжение смещения, равное **2,5 В**, и сигнал амплитудой **1 В**. При таких соотношениях входного сигнала и напряжения смещения транзистор закрывается только на время действия отрицательной полуволны входного сигнала, и происходит ограничение выходного сигнала снизу бб.

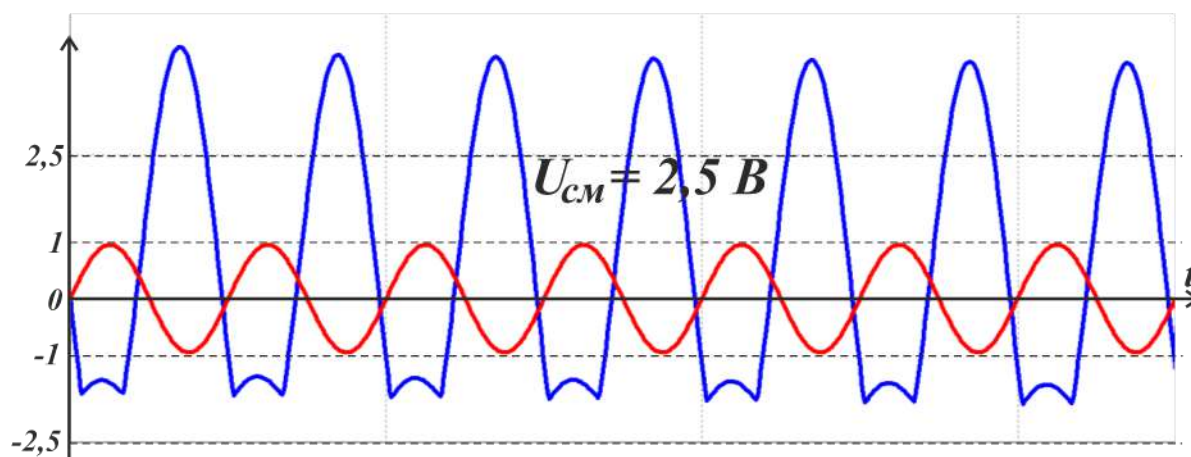


Рис.66. Осциллограммы входного (кривая красного цвета) и выходного (кривая синего цвета) напряжения

Лабораторная работа № 12

Детектирование амплитудно-модулированных сигналов

Краткие теоретические сведения

В амплитудном детекторе осуществляется выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала с одновременным устранением несущего колебания. Роль несущих колебаний могут выполнять как гармонические колебания, так и последовательности радио- или видеоимпульсов. В состав любого детектора (амплитудного, частотного, фазового) входит нелинейный элемент, линейный фильтр, служащий для выделения компонент, соответствующих спектру модулирующих частот, и устранения компонент, соответствующих спектру несущего колебания и его гармоник. Таким образом, функциональная схема детектора может быть представлена в виде последовательно соединенных нелинейного элемента и фильтра нижних частот. В качестве нелинейных элементов используют полупроводниковые диоды, а также биполярные и полевые транзисторы. Роль фильтра, как правило, выполняет цепь, состоящая из резистора и шунтирующей его ёмкости.

На рис. 67 показана схема последовательного амплитудного детектора, а на рис. 68 – параллельного детектора.

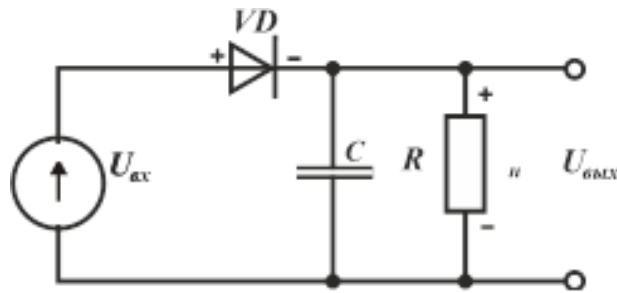


Рис. 67. Упрощённая схема последовательного амплитудного детектора

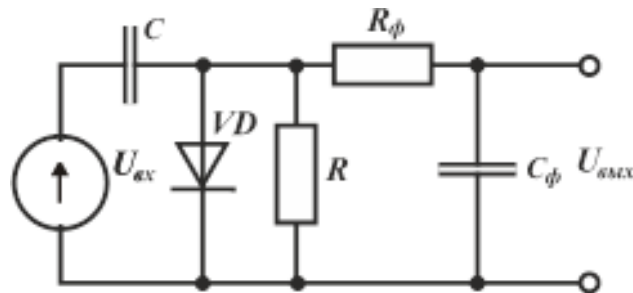


Рис. 68. Упрощённая схема параллельного амплитудного детектора

Схема параллельного амплитудного детектора дополнена фильтром нижних частот $R_ф C_ф$.

Для увеличения входного сопротивления амплитудного детектора, уменьшения нелинейных искажений при детектировании и увеличения коэффициента фильтрации сигнала промежуточной частоты часто идут на уменьшение коэффициента передачи детектора. Для этого применяют разделённую нагрузку в виде делителя напряжения из двух резисторов R_1 и R_2 , как это показано на рис. 69.

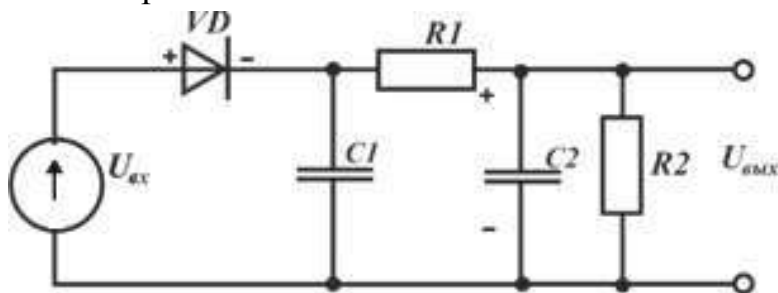


Рис. 69. Однополупериодный амплитудный детектор

Величина $R2$ будет иметь значение

$$R2 = 0,1R \left(1 + \sqrt{1 + 20 \frac{R_{вхУНЧ}}{R}} \right),$$

где $R_{\text{вхУНЧ}}$ – входное сопротивление каскада УНЧ, подключаемого к выходу детектора. Тогда $R1 = R - R2$. Ёмкости нагрузки детектора определяются из соотношений

$$C2 = \frac{0,5 \dots 0,8}{f_H R1} - (C_{\text{вх}} + C_M); \quad C2 = C - \frac{0,5 \dots 0,8}{f_H R1},$$

где f_H – несущая частота модулированного колебания;

$C_{\text{вх}}$ – входная ёмкость УНЧ;

C_M – ёмкость монтажа со стороны входа УНЧ.

Коэффициент фильтрации напряжения несущей частоты

$$\eta_\Phi = \frac{1}{C1_d} (2\pi f_H C1 \cdot C2 \cdot R1),$$

где $C1 = C_d + C_M$ – сумма ёмкости диода и ёмкости монтажа цепи диода.

Обычно $C_M = (2 \div 5) \text{ пФ}$. Напряжение звуковой частоты на входе УНЧ

$$U_\Omega = U_\omega k_p$$

где k_p – коэффициент передачи детектора с учётом деления нагрузки:
ки:

$$k_p = k_g \frac{R2 \cdot R_{\text{вхУНЧ}}}{R1 \cdot (R2 + R_{\text{вхУНЧ}}) + R2 \cdot R_{\text{вхУНЧ}}},$$

где $k_g = \cos\theta$ – угол отсечки тока, протекающего через диод.

В результате экспериментов можно провести следующие измерения:

- влияние инерционности нагрузки амплитудного детектора на форму выходного напряжения;
- влияние входного сопротивления усилителя низкой частоты на форму выходного напряжения;
- зависимость коэффициента передачи амплитудного детектора от сопротивления нагрузки;
- зависимость коэффициента передачи амплитудного детектора от амплитуды входного сигнала;
- зависимость параметров детектора от частоты модуляции.

При проведении экспериментов возможно использование элементов из набора блока «ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ».

Пример: Соберём однотактный амплитудный детектор в соответствии с рис. 69 с параметрами элементов:

$$C1 = 10 \text{ нФ}; C2 = 100 \text{ нФ}; R1 = 1 \text{ кОм}; R2 = 10 \text{ кОм}.$$

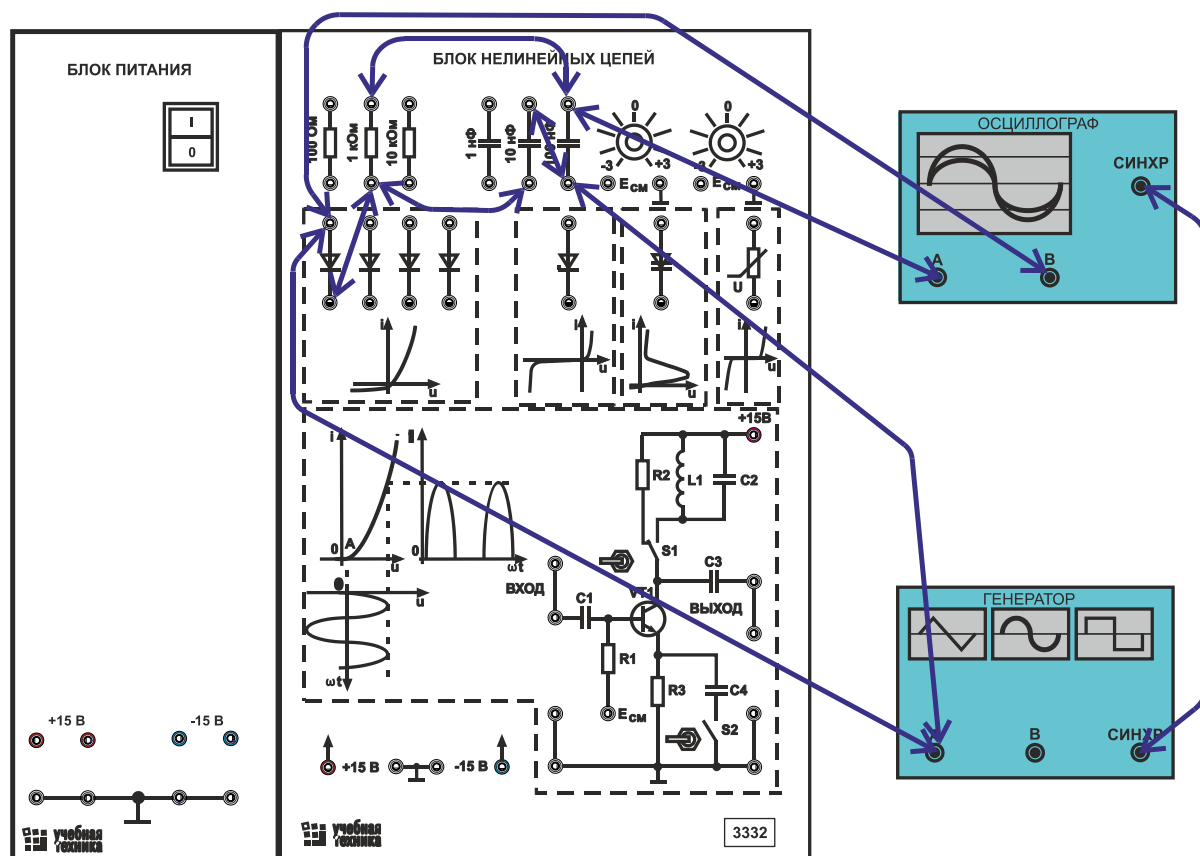


Рис. 70. Схема экспериментальной сборки для исследования одноконтурного амплитудного детектора

На вход детектора подадим амплитудно-модулированный сигнал с несущей частотой **250 кГц** и модулирующей частотой **1 кГц**. Глубина модуляции **50%**. С помощью осциллографа наблюдаем входной и продетектированный сигналы. Результаты эксперимента представлены на рис. 71.

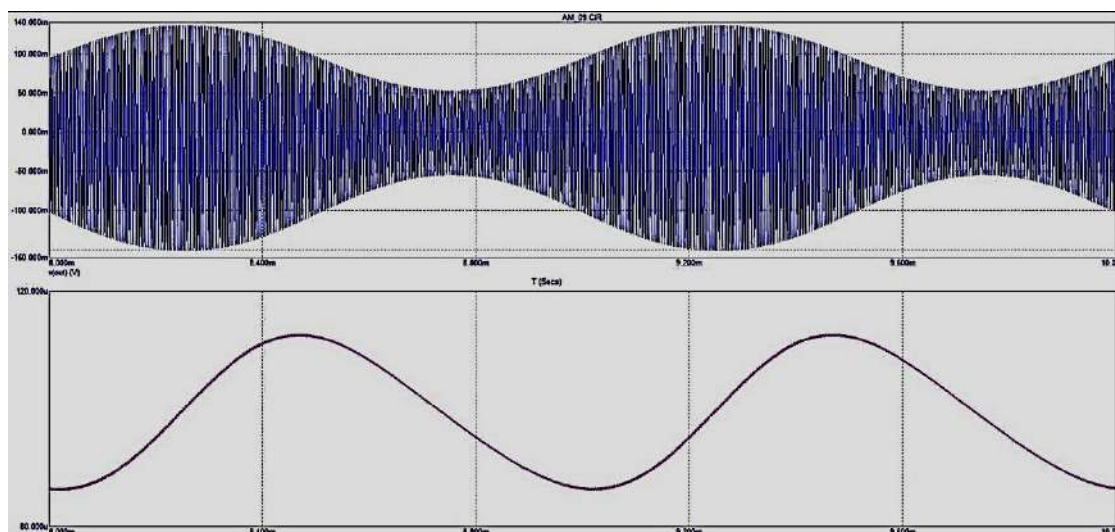


Рис. 71. Входной (амплитудно-модулированный) и выходной (продетектированный) сигналы

Фазовый сдвиг между модулированным и продетектированным сигналами происходит из-за фазового сдвига в RC - цепях детектора.

Пример: Соберём одноканальный амплитудный детектор на базе нелинейного усилителя в соответствии с рис. 72 с параметрами элементов: $C1 = 10 \text{ нФ}$; $C2 = 100 \text{ нФ}$; $R1 = 1 \text{ кОм}$; $R2 = 10 \text{ кОм}$. (рис.72).

На вход детектора подадим амплитудно-модулированный сигнал с несущей частотой 250 кГц и модулирующей частотой 1 кГц . Глубина модуляции 50% . С помощью осциллографа пронаблюдаем входной и продетектированный сигналы. Изменяя угол отсечки с помощью потенциометра, включённого в базовую цепь транзистора, снимем зависимость между напряжением на базе и выходным напряжением детектирующего каскада.

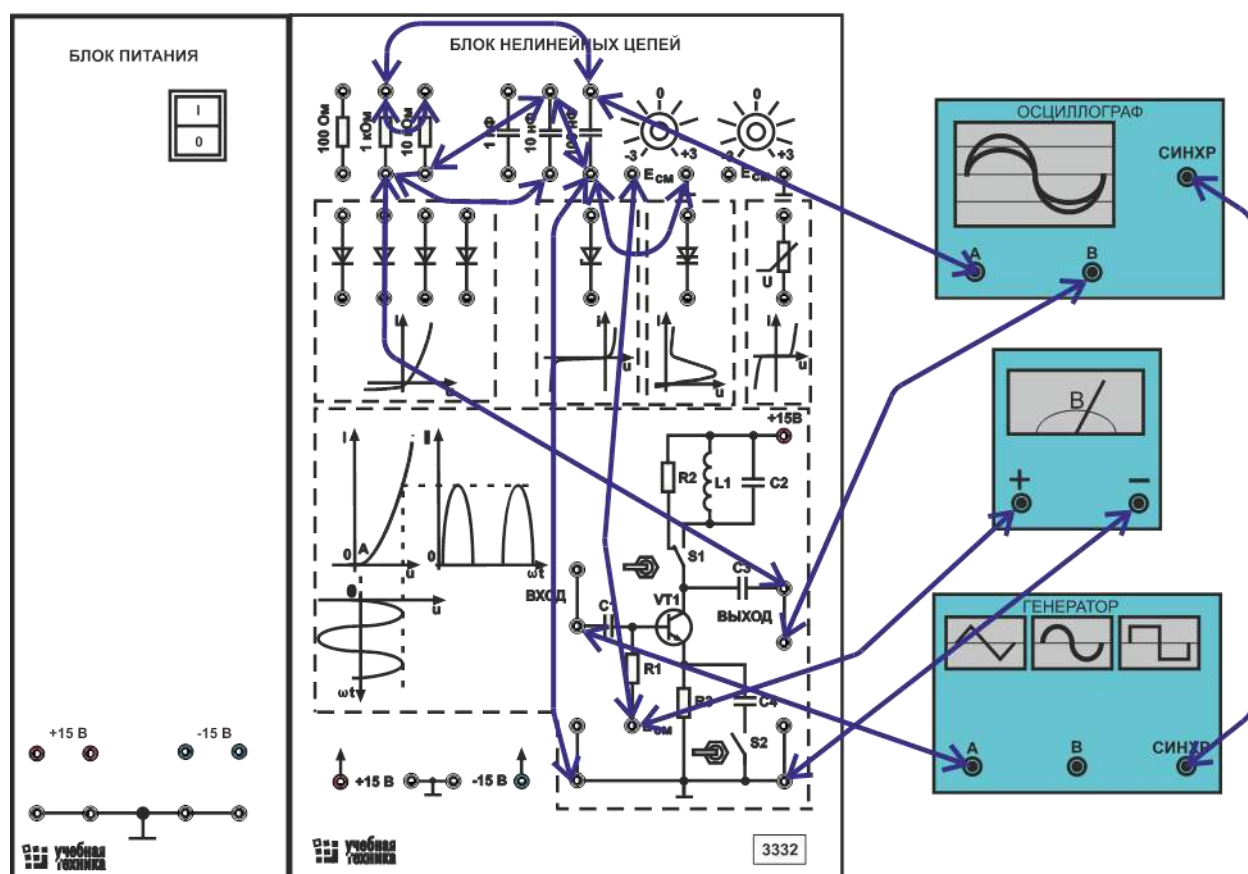


Рис. 72. Схема экспериментальной сборки одноканального амплитудного детектора

Снимем зависимость выходного напряжения продетектированного сигнала от входного напряжения, установив напряжение на базе транзистора, равное максимальному выходному напряжению, полученному в предыдущем эксперименте.

Лабораторная работа № 13

Умножение частоты

Краткие теоретические сведения

Большинство процессов в радиотехнике (нелинейное усиление сигналов, модуляция, демодуляция, ограничение, генерация, умножение, деление и преобразование частоты и т.д.), связанных с преобразованием спектра сигналов, осуществляют с помощью нелинейных и параметрических цепей. В нелинейных цепях параметры элементов зависят от входных воздействий, и процессы, протекающие в них, описывают нелинейными дифференциальными уравнениями. При этом к ним неприменим принцип суперпозиции. Эти цепи отличаются большим разнообразием и поэтому не существует общих методов их анализа.

Нелинейную цепь можно определить не только по входящим в неё элементам, но и по внешним признакам, к числу которых при гармоническом входном сигнале $u_{\text{вх}}(t)$ относят:

- ✓ отличие формы выходного сигнала $i_{\text{вых}}(t)$ от синусоидальной при подаче на вход этой цепи гармонического колебания;
- ✓ появление в спектре выходного колебания гармоник, которых не было во входном сигнале;
- ✓ нелинейность передаточной амплитудной характеристики;
- ✓ зависимость фазы усиленного сигнала от амплитуды входного сигнала.

Большинство нелинейных радиотехнических цепей и устройств определяется структурной схемой, представленной на рис. 73.

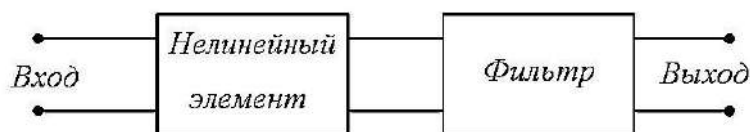


Рис. 73. Структурная схема нелинейного устройства

Согласно этой схеме, входной сигнал непосредственно воздействует на нелинейный элемент, к выходу которого подключён фильтр (линейная цепь). В этих случаях процесс в радиоэлектронной нелинейной цепи можно охарактеризовать двумя независимыми друг от друга операциями.

В результате первой операции в безынерционном нелинейном элементе происходит такое преобразование формы входного сигнала, при котором в его спектре появляются новые гармонические составляющие. Вторую опера-

цию осуществляет фильтр, выделяющий нужные спектральные составляющие преобразованного входного сигнала. Меняя параметры входного сигнала и используя различные нелинейные элементы и фильтры, можно осуществлять требуемую трансформацию спектра. К такой удобной теоретической модели сводятся многие схемы модуляторов, детекторов, автогенераторов, выпрямителей, умножителей, делителей и преобразователей частоты.

Как правило, нелинейные цепи характеризуются сложной зависимостью между входным сигналом (воздействием) $U_{\text{вх}}(t)$ и выходной реакцией $U_{\text{вых}}(t)$, которую в общем виде можно записать так:

$$U_{\text{вых}}(t) = f[U_{\text{вх}}(t)].$$

В нелинейных цепях с безынерционными НЭ в качестве воздействия наиболее удобно рассматривать входное напряжение $U_{\text{вх}}(t)$, а в качестве отклика – выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$, связь между которыми определяется нелинейной функциональной зависимостью:

$$i_{\text{вых}}(t) = f[U_{\text{вх}}(t)]$$

Данное соотношение аналитически может представлять собой обычную вольтамперную характеристику НЭ.

Структурная схема нелинейного резонансного усилителя (умножителя частоты) приведена на рис. 74.

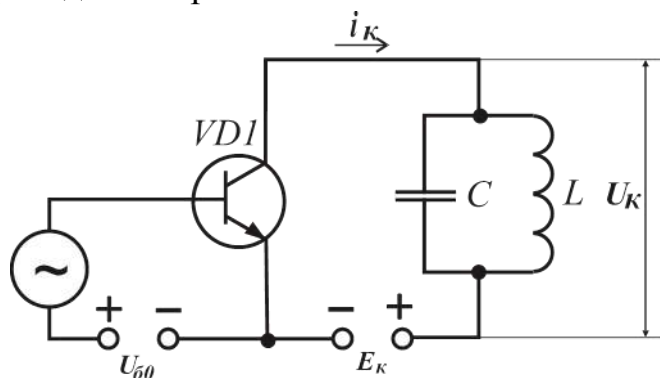


Рис. 74. Структурная схема умножителя частоты

Режим работы нелинейного усилителя приведён на рис. 75.

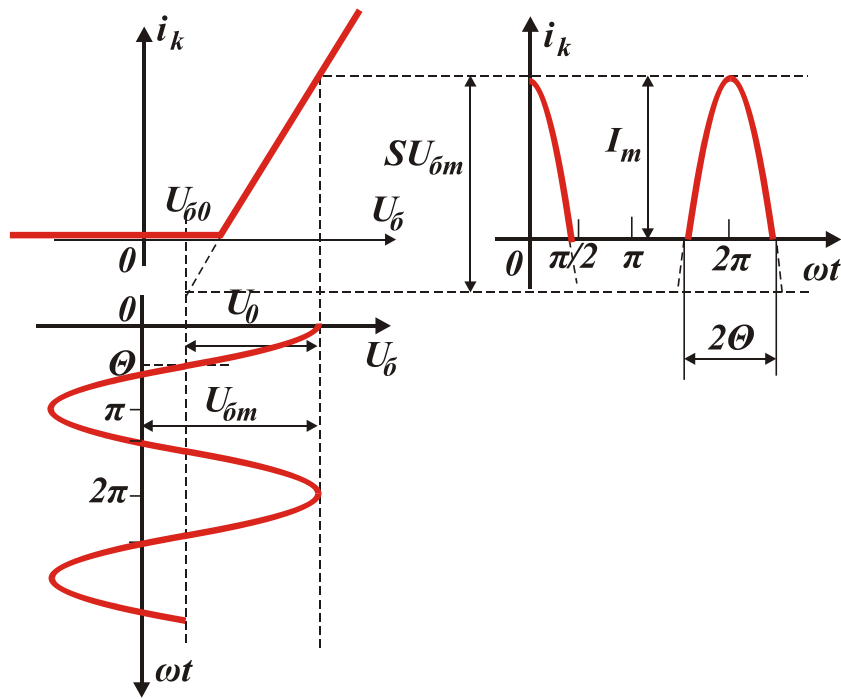


Рис. 75. Графики, иллюстрирующие работу нелинейного усилителя

Пусть на входе усилителя действует напряжение

$$U_{\delta m} = U_{\delta 0} + U_0 \cos \omega t,$$

где $U_{\delta m}$ – напряжение на базе; $U_{\delta 0}$ – напряжение смещения;

$\omega = \omega_p = 1/\sqrt{LC}$. При этом ток, протекающий в коллекторной цепи транзистора

$$i_k = I_{0k} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{kn} \cos n\omega t,$$

напряжение на контуре

$$U_k = I_{k1} \rho \cos \omega t = U_0 \cos \omega t,$$

где ρ – эквивалентное сопротивление параллельного контура при резонансе.

Кусочно-линейная аппроксимация характеристики транзистора

$$i_k = f(u_{\delta})$$

$$i_k = \begin{cases} S(u_{\delta} - U_0) & \text{при } u_{\delta} > U_0 \\ 0 & \text{при } u_{\delta} < U_0 \end{cases}$$

позволяет найти амплитуды гармонических составляющих тока в зависимости от угла отсечки Θ :

$$I_{kn} = S U_{\delta m} \beta_n(\Theta) = I_M \alpha_n(\Theta).$$

где $\alpha_n(\theta)$ и $\beta_n(\theta)$ – коэффициенты разложения косинусоидального импульса.

Параметр θ (в радианах или градусах), при котором ток изменяется от максимального значения I_m до нуля, называется **углом отсечки**.

(Другое определение этого параметра: угол, соответствующий половине той части периода, в течение которой в выходной цепи нелинейного элемента протекает ток, называется **углом отсечки** и обозначается буквой θ).

Угол отсечки коллекторного тока θ находится из соотношения

$$\cos\theta = \frac{U_0 - U_{\text{бo}}}{U_{\text{бm}}}.$$

Коэффициенты разложения $\alpha_n(\theta)$ достигают наибольших значений при углах отсечки

$$\theta_{\text{опт}} = 120^\circ/n,$$

а коэффициенты $\beta_n(\theta)$ – при

$$\theta'_{\text{опт}} = 180^\circ/n.$$

При анализе нелинейных цепей с избирательной нагрузкой квазилинейным методом вводятся характеристики и параметры нелинейного элемента для интересующей гармоник. Так, параметром транзистора в схеме рис. 4.6.1. является средняя крутизна

$$S_{\text{ср}} = I_{\text{к1}}/U_{\text{бm}} = S\beta_1(\theta)$$

Коэффициент усиления нелинейного резонансного усилителя на первой гармонике

$$K_{\text{н1}} = U_{\text{км}}/U_{\text{бm}} = S_{\text{ср}}R_{\text{эр}}$$

Зависимость первой гармоники коллекторного тока $I_{\text{к1}}$ при напряжении на контуре $U_{\text{км}}$ от амплитуды напряжения возбуждения $U_{\text{бm}}$ называется **амплитудной характеристикой усилителя**.

Временная диаграмма коллекторного тока $i_k(t)$ в недонапряжённом режиме будет иметь вид, показанный на рис. 75. В перенапряжённом режиме будут наблюдаться провалы в импульсах коллекторного тока.

Критический режим представляет собой предельный случай недонапряжённого режима. Напряжённость режима можно охарактеризовать с помощью так называемого коэффициента использования коллекторного напряжения, или коэффициента напряжённости режима:

$$\xi = U_{\text{км}}/E_k.$$

Считается, что в критическом режиме $\xi_{кр} = 0,85 \dots 0,95$, в недонапряжённом режиме $\xi < \xi_{кр}$, в перенапряжённом режиме $\xi \geq \xi_{кр}$. Коэффициенты остроконечного (косинусоидального) импульса представлены в таблице 9.

Таблица 9

θ°	0	15	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165	180
α_1	0,0	0,11	0,215	0,28	0,39	0,455	0,5	0,526	0,536	0,532	0,52	0,506	0,5

Исследовать резистивный нелинейный усилитель, для чего:

1. Собрать схему, изображённую на рис. 76.

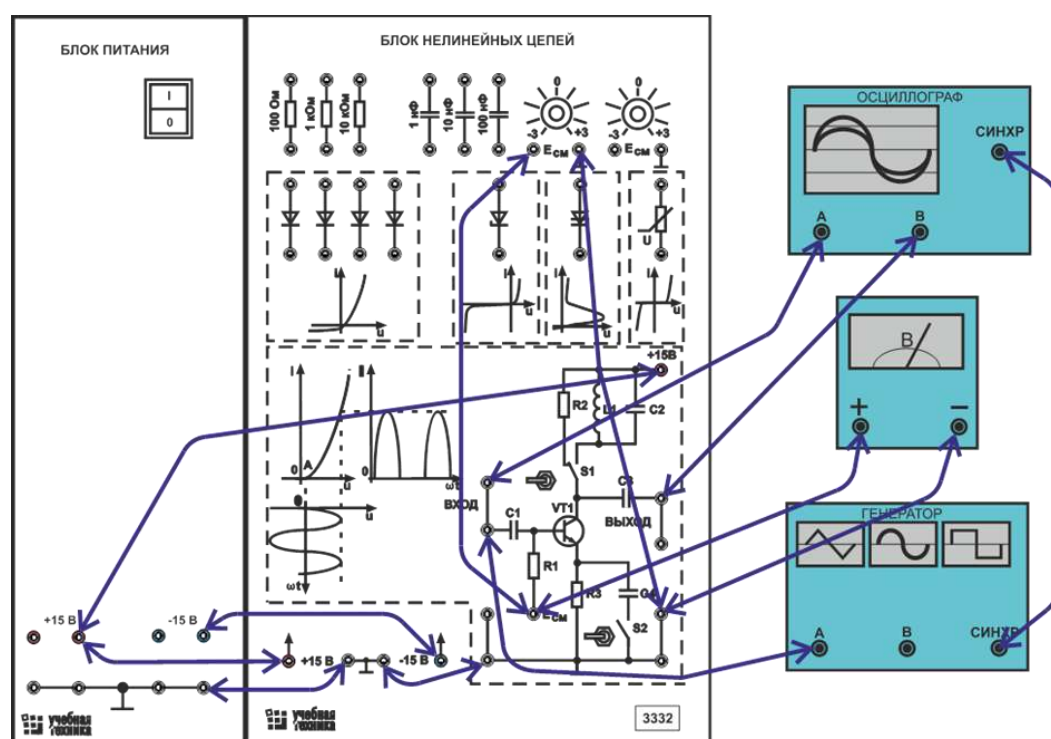


Рис. 76. Схема экспериментальной сборки для исследования резистивного нелинейного усилителя при различных углах отсечки

2. Установить частоту колебаний генератора, равную резонансной частоте контура, по максимуму напряжения на выходе схемы при положении тумблера **S1** в положении «Контур».
3. Установить смещение на базе транзистора.
4. Перевести тумблер **S1** в положение «Резистор».
5. Изменяя выходное напряжение генератора, установить по осциллографу соответствующий угол отсечки θ .

6. Собрать схему для исследования факта умножения частоты (рис. 76).
7. Получить и зарисовать осциллограммы напряжения на выходе нелинейного резистивного усилителя.
8. Получить и зарисовать осциллограммы выходного напряжения при следующих параметрах:

$$\Theta = 180^\circ, U_{\text{б0}} = 0,8 \text{ В};$$

$$\Theta = 120^\circ, U_{\text{б0}} = 0,8 \text{ В};$$

$$\Theta = 90^\circ, U_{\text{б0}} = 0,6 \text{ В};$$

$$\Theta = 60^\circ, U_{\text{б0}} = 0,4 \text{ В}.$$

Снять колебательные характеристики нелинейного резонансного усилителя при следующих параметрах:

$$U_{\text{б0}} = 0,8 \text{ В}; U_{\text{б0}} = 0,6 \text{ В}; U_{\text{б0}} = 0,4 \text{ В},$$

для чего:

1. Поставить тумблер S1 в положение «Контур».
2. При $U_{\text{б0}} = 0,8 \text{ В}$ и $U_{\text{бт}} = 0,2 \text{ В}$, изменяя частоту генератора, установить по максимуму выходного напряжения усилителя частоту генератора, равную резонансной частоте контура.
3. Снять зависимость $U_{\text{км}} = f(U_{\text{бт}})$ при заданных значениях напряжения смещения, изменяя напряжение возбуждения до **1 В**. Определить значение $U_{\text{бт}}$, соответствующее критическому режиму.

Исследовать резонансный нелинейный усилитель в режиме умножения частоты, для чего:

1. Получить и зарисовать осциллограммы напряжения на выходе резонансного усилителя в режиме удвоения и утроения частоты, сравнить их с осциллограммами напряжения на выходе резистивного нелинейного усилителя при тех же условиях. Определить коэффициент усиления в режиме удвоения и утроения частоты, для чего:
2. Установить $U_{\text{б0}} = 0,6 \text{ В}$ и $U_{\text{бт}} = U_{\text{бт кр}}$.
3. Уменьшая частоту генератора, настроить контур на вторую и третью гармоники напряжения возбуждения.
4. Изменяя напряжение смещения, добиться максимума напряжения на выходе резонансного нелинейного усилителя, работающего в режиме умножения частоты.
5. Зарисовать осциллограмму выходного напряжения умножителя и измерить его значение.
6. Определить коэффициент усиления умножителя частоты.

7. Включить резистивную нагрузку тумблером и зарисовать осциллограммы напряжения на выходе умножителя частоты для режимов нелинейного элемента, используемых в предыдущем пункте.

Пример: Соберём схему умножителя частоты в соответствии с рис. 76 с параметрами:

- частота резонанса контура каскада умножителя частоты ~ 496 кГц;
- частота входного сигнала ~ 248 кГц;
- амплитуда входного сигнала $0,5$ В;
- напряжение смещения $+0,6$ В.

Результаты эксперимента представлены на рис. 77.

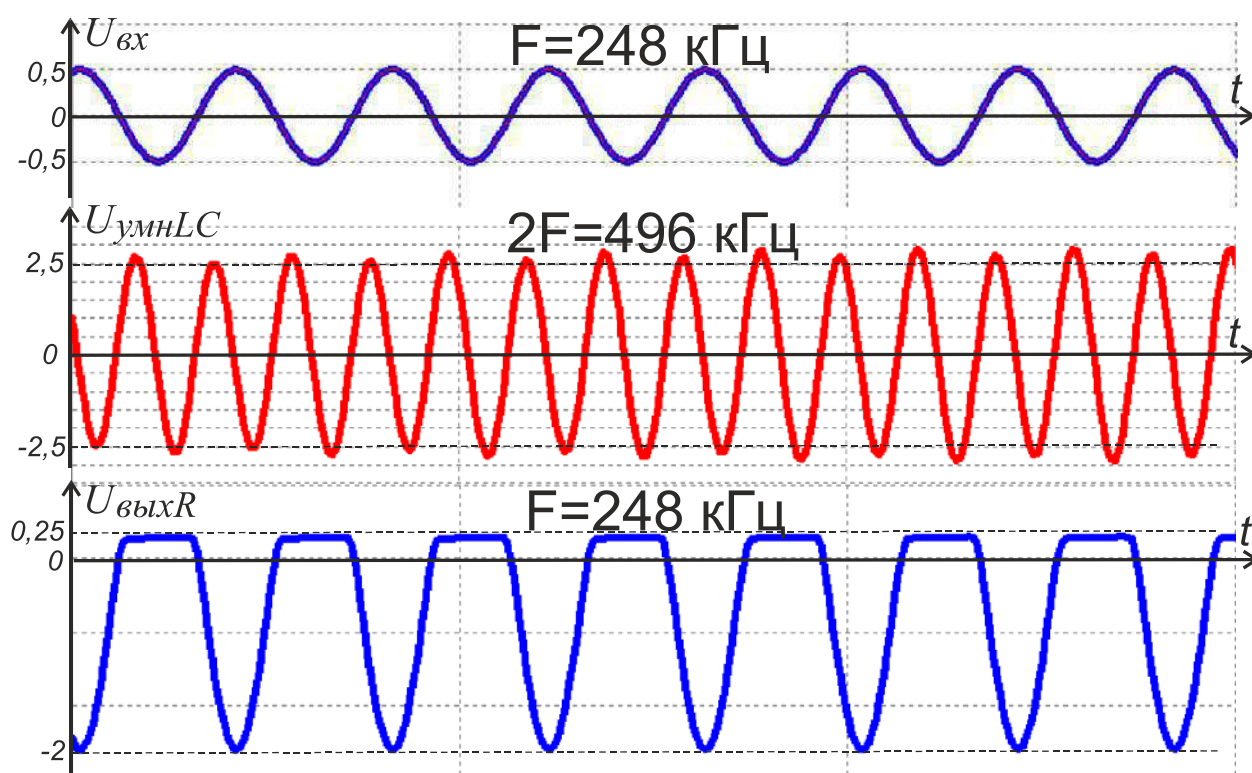


Рис. 77. Умножение частоты

Контрольные вопросы:

1. Что такое нелинейная электрическая цепь? Каковы свойства нелинейных цепей?
2. Приведите примеры нелинейных электрических цепей.
3. Какие элементы электрических цепей считаются нелинейными?
4. Объясните принцип построения и работы умножителя частоты.
5. Дайте определение угла отсечки выходного тока. Каково практическое значение угла отсечки тока?

6. Начертите схему мостового выпрямителя напряжения и объясните принцип его работы.
7. Начертите схему амплитудного детектора и объясните принцип его работы.
8. Объясните принцип работы стабилизатора напряжения на транзисторном стабилитроне.
9. К чему приводят нелинейные искажения формы входного сигнала?
10. Начертите схемы последовательного и параллельного ограничителя.

5. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Краткие теоретические сведения

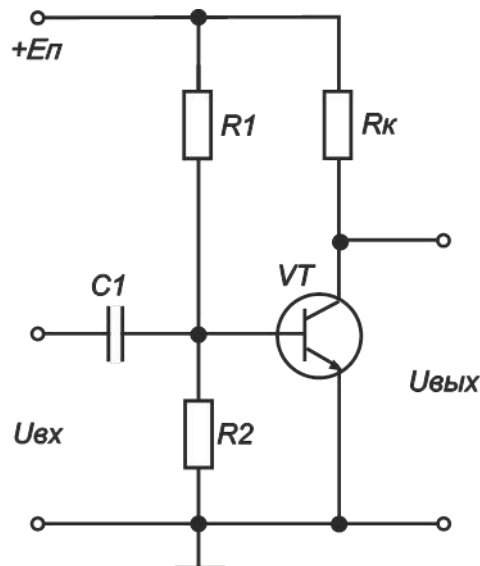


Рис. 78. Схема транзисторного резистивного усилителя

Передаточная функция апериодического усилителя рис. 78 может быть представлена следующим выражением:

$$K(j\omega) = \frac{K_0 j\omega \tau_p}{(1 + \omega \tau_p)(1 + j\omega \tau_0)}$$

где τ_p – постоянная времени разделительной цепочки;

τ_0 – постоянная времени нагрузочной цепи;

K_0 – коэффициент усиления усилителя на средних частотах.

Эти постоянные определяются следующим образом:

$$\tau_p = C_1 R_1 \parallel R_2 \parallel r_B, \quad \tau_0 = C_0 R_K \parallel \frac{1}{h_{223}},$$

где: $r_B = h_{113}$ – сопротивление участка база-эмиттер (входное сопротивление) транзистора;

$1/h_{223}$ – выходное сопротивление транзистора;

C_0 – сумма межэлектродной ёмкости $C_{КЭ}$ и ёмкости монтажа C_M .

Коэффициент усиления

$$K_0 = S R_K \parallel \frac{1}{h_{223}} = \frac{\beta}{h_{113}} R_K \parallel \frac{1}{h_{223}}$$

определяет усиление схемы на средних частотах, когда влиянием ёмкостей C_0 и C_1 можно пренебречь.

Если $\tau_0/\tau_p \ll 1$,

то

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\left(\omega\tau_0 - \frac{1}{\omega\tau_p}\right)}.$$

Переходная характеристика апериодического усилителя имеет вид:

$$g_y(t) = -\frac{K_0}{\tau_0} \left(e^{-t/\tau_0} - \frac{\tau_0}{\tau_p} e^{-t/\tau_p} \right), \quad \forall t \geq 0$$

Расчётная часть:

Для исследуемого каскада при заданных преподавателем значениях параметров элементов усилителя рассчитать:

1. Коэффициент усиления по току K_i

$$K_i = \frac{h_{213} \cdot R_H}{R_{BX2}},$$

где: R_{BX2} – входное сопротивление следующего каскада:

$$R_{BX2} = R_{BX.VT2} \parallel R_{D2}; \quad R_{BX2} = \frac{R_{BX.VT2} \cdot R_{D2}}{R_{BX.VT2} + R_{D2}},$$

R_{D2} – сопротивление делителя напряжения на входе второго каскада:

$$R_{D2} = \frac{R7 \cdot R8}{R7 + R8};$$

R_H – сопротивление нагрузки цепи коллектора, равное параллельному соединению R_K , $R_{BX.VT2}$ и R_{D2} :

$$R_H = R_K \parallel R_{BX.VT2} \parallel R_{D2};$$

С учётом параллельного включения $R_{BX.VT2}$ и R_{D2} введём значение

$$R_0 = \frac{R_{BX.VT2} \cdot R_{D2}}{R_{BX.VT2} + R_{D2}}.$$

R_K – резистор в цепи коллектора $VT1$ (на схеме рис.79 это резисторы R_6, R_3, R_4 , коммутируемые с помощью переключателя S_2).

$$R_{BX.VT2} = r_{B2} + (r_{Э2} + R8)(h_{213} + 1),$$

где $r_{Э}$ – дифференциальное сопротивление эмиттера, определяемое по формуле $r_{Э} = \frac{U_T}{I_{0Э}}$.

В последней формуле $U_T = \frac{kT}{e}$ – температурный потенциал (при комнатной температуре), равный приблизительно 26 мВ;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; $T^\circ K$ – температура $p - n$ - перехода (град. Кельвина); e – заряд электрона.

2. Коэффициент усиления по напряжению K :

$$K = \frac{K_i \cdot R_{BX2}}{R_{BX1}},$$

где R_{BX1} – входное сопротивление первого каскада:

$$R_{BX1} = R_{BX.VT1} \parallel R_{D1}; \quad R_{BX1} = \frac{R_{BX.VT1} \cdot R_{D1}}{R_{BX.VT1} + R_{D1}};$$

$$R_{BX.VT1} = r_{B1} + r_{э1}(h_{21э} + 1); \quad R_{D1} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

3. Коэффициент усиления по мощности $K_p = K \cdot K_i$.

4. Коэффициент частотных искажений M_B и M_H за счёт C_P и $C_Э$ для заданных частот f_B и f_H , а также для заданных C_P и $C_Э$,

где: C_P – разделительная ёмкость между каскадами (на схеме рис.79 это ёмкости C_3, C_4, C_5). Они меняются с помощью переключателей S_3 и S_4 .

$C_Э$ – ёмкость, шунтирующая резистор в цепи отрицательной обратной связи по току (на схеме рис.79 это ёмкости C_8, C_7, C_6). Они меняются с помощью переключателей S_5 и S_6 .

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi f_B C_0 R_{ЭКВ.В})^2}$$

где:

$$R_{ЭКВ.В} = \frac{R_\Gamma R_H}{R_\Gamma + R_H}; \quad R_H = \frac{R_K R_0}{R_K + R_0}.$$

$$C_0 = C_{ВЫХ} + C_M = C_{ВХ.Э.СЛ};$$

$$M_H = M_{HCP} \cdot M_{HЭ};$$

$$M_{HCP} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{2\pi f_H C_P (R_{ЭКВ.Н} + R_0)} \right]^2},$$

$$R_{ЭКВ.Н} = \frac{R_\Gamma R_K}{R_\Gamma + R_K};$$

$$M_{HЭ} = \sqrt{\frac{(1 + S \cdot R_Э)^2 + C_Э^2 (2\pi f_H R_Э)^2}{C_Э^2 (2\pi f_H R_Э)^2 + 1}},$$

$S = \frac{1+h_{213}}{R_{\Gamma}+R_{BXVT2}}$ – крутизна вольтамперной характеристики.

R_3 – резистор в цепи эмиттера транзистора $VT1$. В данной схеме $R_3 = R_5$

5. Коэффициент фазовых искажений φ_H и φ_B для заданных частот f_H и f_B :

$$\varphi_H = \arctg \frac{1}{2\pi f_H C_0 (R_{\text{ЭКВ.Н}} + R_0)} ;$$

$$\varphi_B = -\arctg(2\pi f_B C_0 R_{\text{ЭКВ.В}}) ;$$

6. Время установления импульса $\tau_{\text{уст}}$ при $\tau_{\text{уст}} = 2,2 C_0 R_{\text{ЭКВ.В}}$;

7. Относительную величину спада импульса Δ_C за счёт C_P и C_3 . При длительности импульса $\tau_i = 10$ мкс:

$$\Delta_C = \frac{\tau_i}{C_P (R_{\text{ЭКВ.Н}} + R_0)} .$$

(Иногда величина спада импульса в литературе носит название «Скол»).

Исходные данные к расчёту:

Числовые значения параметров элементов приведены на лицевой панели стенда, где изображена принципиальная схема усилителя (рис.79):

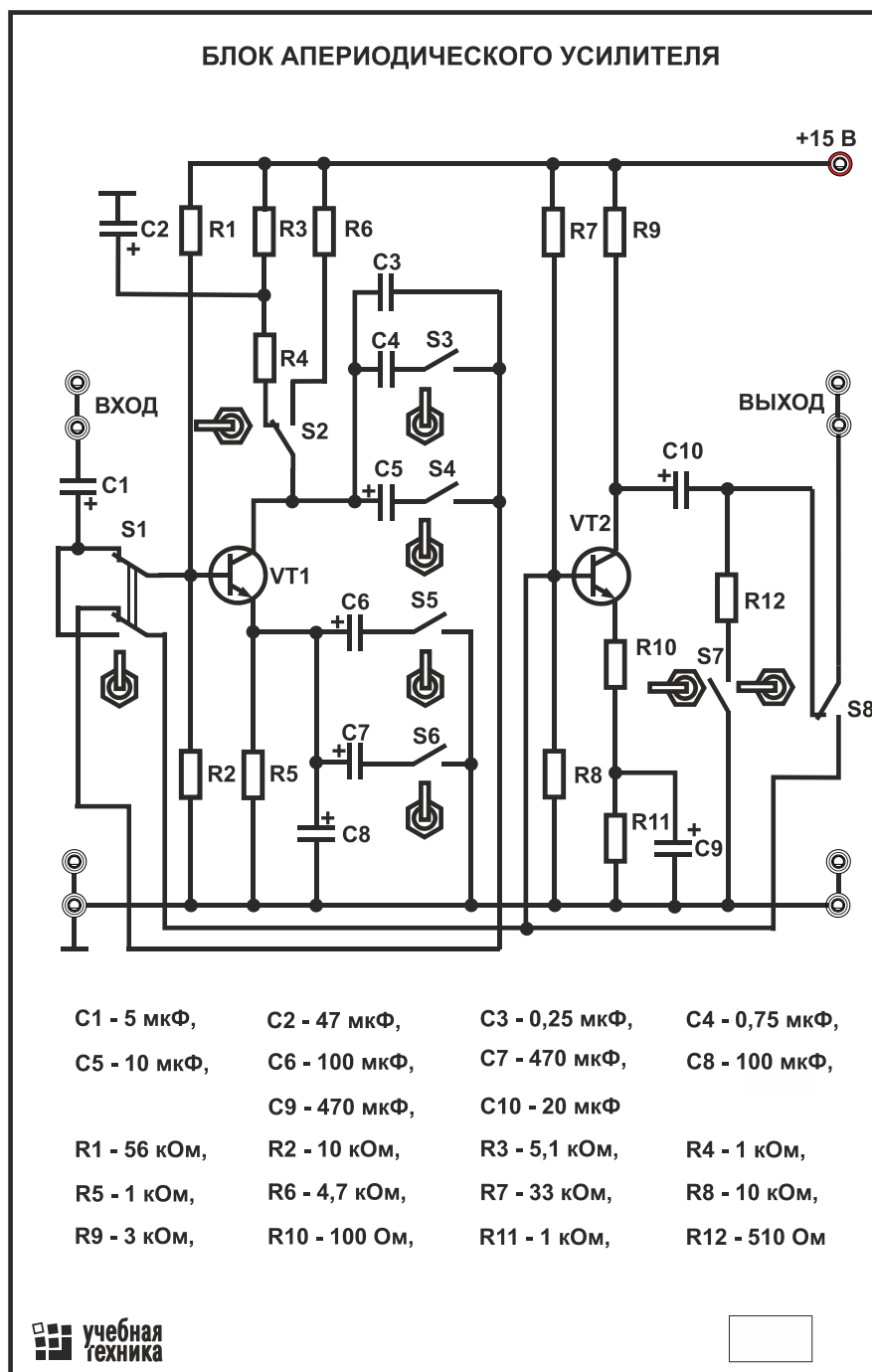


Рис. 79. Схема экспериментальной сборки для исследования транзисторного резистивного усилителя

$$R1 = 56 \text{ кОм}; R2 = 10 \text{ кОм}; R7 = 33 \text{ кОм}; R8 = 10 \text{ кОм};$$

$$R9 = 3 \text{ кОм}; C_{\text{ВЫХ}} = C_M = 20 \text{ пФ}; f_B = 200 \text{ кГц}; f_H = 100 \text{ Гц}.$$

В эксперименте используются транзисторы **КТ3102**. Напряжение источника питания, $E_{\text{П}} = 15 \text{ В}$. При расчётах полагать, что токи покоя коллекторов транзисторов **VT1** и **VT2**:

$$I_{0Э1} = I_{0К1} = 0,9 \text{ мА}; I_{0Э2} = I_{0К2} = 1,5 \text{ мА};$$

$$r_{Б1} = r_{Б2} = 100 \text{ Ом}; h_{21Э} = 50 \dots 100$$

Принципиальная схема транзисторного усилителя приведена на лицевой панели «БЛОКА АПЕРИОДИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ» и позволяет изучать влияние входящих в неё элементов на основные параметры и характеристики усилителя. Усилитель реализован на транзисторах **КТ3102**. Питание исследуемого усилителя $E_{П} = 15 \text{ В}$, подаётся с блока питания с помощью проводника со штекерами. Сигнал на вход усилителя подаётся от генератора сигналов (звуковой, синусоидальный или импульсный сигнал). Требуемые величины $R_K(R4; R7); C_P(C3; C4; C5); C_Э(C6, C7, C8); R_H(R12; \infty)$ устанавливаются переключателями **S2, S3, S4, S5, S6, S7** соответственно. Осциллографом в режиме вольтметра измеряется напряжение сигнала на входе усилителя. В зависимости от положения переключателя **S8** осциллографом измеряется напряжение сигнала $U_{ВЫХ}$ на нагрузке первого каскада **S8** в правом положении или на нагрузке второго каскада **S8** в левом положении. Исследование переходных характеристик осуществляется с помощью осциллографа, подключённого к выходу каскада.

Лабораторная работа № 14

Определение основных параметров каскада усиления

Для первого каскада определить:

- входное сопротивление $R_{ВХ1}$;
- коэффициент усиления по току K_i ;
- коэффициент усиления по напряжению K ;
- коэффициент усиления по мощности K_P .

На входе усилителя стоит делитель входного напряжения 1:100, ввиду того что внешний генератор не может обеспечить необходимое напряжение.

Для определения входного сопротивления транзистора на вход каскада подаётся напряжение $U_{ВХ} = 10 \text{ мВ}$ с частотой $f = 1000 \text{ Гц}$ через резистор $R = 1 \text{ кОм}$ (установить в цепь входа усилителя дополнительно) и измеряется напряжение на выходе генератора E_U . По величинам $E_U, U_{ВХ}, R$ определяется ток

$$I_{BX1} = \frac{E_U - U_{BX}}{R}$$

По известным I_{BX1} и U_{BX} вначале определяется R_{BX1} как параллельное соединение R_{BXVT1} и R_{D1} в цепи транзистора $VT1$

$$(R_{D1} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}) R_{BX1} = \frac{R_{BXVT1} \cdot R_{D1}}{R_{BXVT1} + R_{D1}},$$

а затем R_{BX} .

$$R_{BX1} = \frac{U_{BX}}{I_{BX1}}; \quad R_{BX} = \frac{R_{BX1} R_{D1}}{R_{D1} + R_{BX1}}.$$

Входное сопротивление второго каскада определяется аналогично первому. Для нахождения коэффициентов усиления K , K_i и K_P измеряются напряжения на выходе каскада $U_{ВЫХ}$, входное напряжение U_{BX} , входной ток I_{BX} и выходной ток $I_{ВЫХ}$:

$$K_i = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{BX}}; \quad K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}}; \quad K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{BX}},$$

$$\text{где: } I_{BX} = \frac{U_{BX}}{R_{BX}}; \quad P_{BX} = I_{BX} U_{BX}; \quad P_{ВЫХ} = I_{ВЫХ} U_{ВЫХ}.$$

Выходной ток $I_{ВЫХ}$, необходимый для определения K_i , находится по измеренному $U_{ВЫХ1}$ и известному $R_{ВХ2}$: $I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ1}}{R_{ВХ2}}$.

Результаты измерений занести в таблицу 10.

Таблица 10

$F=1000 \text{ Гц}$ $U_{BX}=10 \text{ мВ}$											
E_U мВ	I'_{BX} мкА	R'_{BX} Ом	R_{BX1} кОм	I_{BX1} мкА	P_{BX1} мВт	$U_{ВЫХ1}$ мВ	$I_{ВЫХ1}$ мкА	$P_{ВЫХ1}$ мВт	K_i	K	K_P

Лабораторная работа № 15

Измерение амплитудно-частотной характеристики усилителя

При снятии амплитудно-частотных характеристик входное напряжение должно поддерживаться постоянным (0,5 мВ). Выходное напряжение $U_{ВЫХ1}$ первого каскада измеряется на частотах генератора:

25; 50; 100; 200; 400; 800; 1600; 3600; 6400; 13.000; 25.000;
50.000; 100.000 и 200.000 Гц.

1. Снять и построить амплитудно-частотную характеристику (АХЧ)

$$\frac{K}{K_{max}} = f(F)$$

Результаты измерений занести в таблицу 11.

Таблица 11

F (Гц)	$U_{BX}= 0,5$ мВ; $R_K=$ $C_P=$ $C_3=$; $R_H=$													
	25	50	100	200	400	800	1600	3200	6400	13.000	25.000	50.000	100.000	200.000
$U_{ВЫХ1}$ (мВ)														
$\frac{K}{K_{max}}$														
$U_{ВЫХ2}$ (мВ)														
$\frac{K}{K_{max}}$														

2. Снять и построить графики зависимости $K = f(R_K)$, $K = f(C_3)$,
 $K = f(C_P)$ на частоте $f = 100$ Гц и зависимости $K = f(R_K)$,
 $K = f(C_3)$ на частоте $f = 200$ кГц.

3. Снять и построить АХЧ второго каскада усилителя. Результаты занести в таблицу 12.

4. Определить входное сопротивление второго каскада усилителя $R_{ВХ2}$.
Результаты занести в таблицу 12.

Таблица 12

$f=1000$ Гц		$U=10$ мВ	$R_H= 510$ Ом		
E_U (мВ)	$I'_{ВХ}$ (мкА)	$R'_{ВХ}$ (Ом)	$R_{ВХ2}$ (Ом)	$U_{ВЫХ2}$ (В)	K

Пример: снимем амплитудно-частотную характеристику первого каскада при трёх значениях C_3 : 100 мкФ, 200 мкФ и 670 мкФ.

Результаты представить в виде графика с логарифмической шкалой по оси частот (рис. 80):

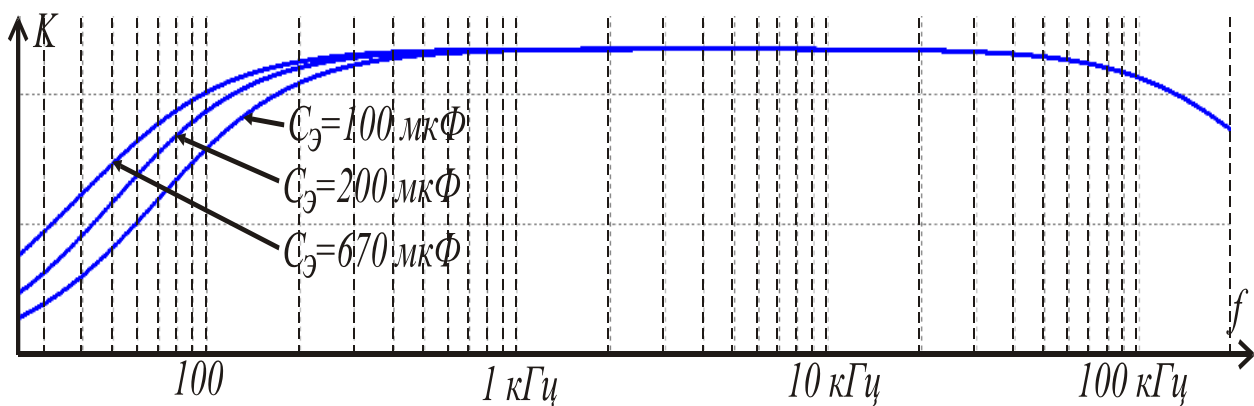


Рис. 80. АЧХ первого каскада усилителя при различных величинах C_3

Лабораторная работа № 16

Измерение фазо-частотной характеристики усилителя

Произвести измерение ФЧХ, для чего:

1. Осциллограф включить в режим внешней синхронизации. Косвенное измерение фазового сдвига между выходным и входным сигналами основывается на прямом измерении временного сдвига.

2. Подключить вертикальные усилители осциллографа на вход и выход исследуемой цепи.

3. Установить характерную точку входного сигнала (переход через нуль) в центре экрана. Производить измерение смещения этой точки у выходного сигнала. Измерять также период сигнала. Для ускорения измерений сдвиг и период рекомендуется определять в делениях сетки, нанесённой на экран осциллографа. Частоты генератора устанавливать те же, что и при измерении АЧХ. При увеличении частоты изменять скорость развёртки (масштаб по оси времени), чтобы на экране укладывалось не более одного периода сигнала, в противном случае измерения временного сдвига будут очень неточными.

4. Будем считать временной сдвиг положительным ($\tau > 0$), если выходной сигнал опережает по фазе входной (сдвигается влево). В случае запаздывания выходного сигнала (сдвиг вправо) временной сдвиг считается отрицательным ($\tau < 0$) (рис.81):

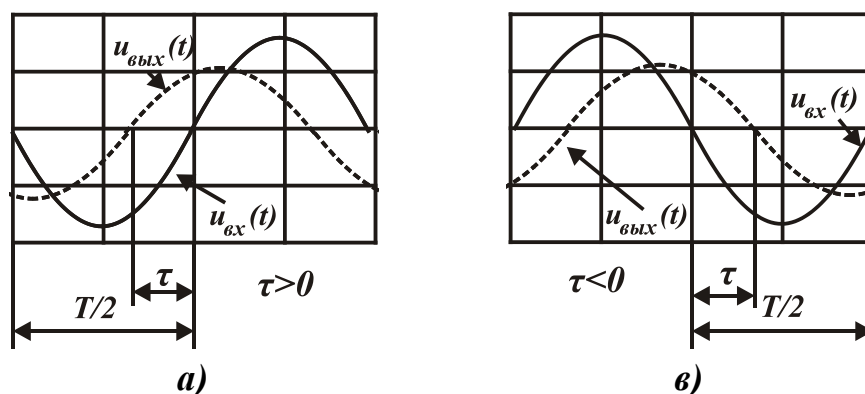


Рис. 81. Фазовые соотношения двух гармонических сигналов

5. Фазовый сдвиг рассчитать по формуле:

$$\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 2\pi \text{ (рад.)}$$

6. Результаты измерений занести в таблицу. Построить график ФЧХ $\varphi = f(F)$.

Пример: снимем фазо-частотную характеристику первого каскада при трёх значениях C_3 : 100 мкФ, 200 мкФ и 670 мкФ.

Результаты представим в виде графика с логарифмической шкалой по оси частот (рис. 82).

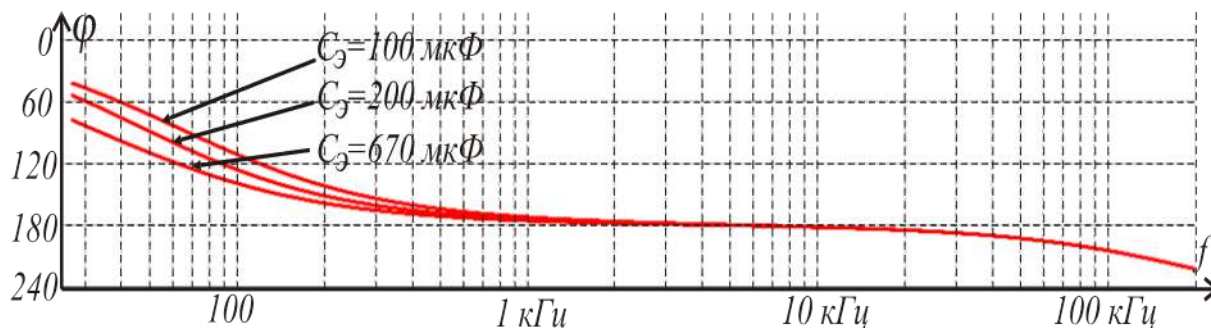


Рис. 82. Фазо-частотная характеристика первого каскада усилителя при различных значениях C_3

Лабораторная работа № 17

Исследование временных характеристик усилителя

При исследовании искажений фронта испытательного импульса длительность этого импульса устанавливается равной 15 ... 50 мкс, а частота по-

вторения равной **10 ... 30 кГц**. Время установления импульса $\tau_{уст}$ определяется для обоих значений R_H и R_K (рис.79).

При исследовании искажений плоской вершины испытательного импульса длительность его устанавливается равной **1000 мкс**, частота повторения **1 кГц**; спад ($U_{скол}$) плоской вершины прямоугольного импульса определяется при изменении $R_K, C_Э, C_P$.

Зарисовать осциллограммы, характеризующие спад (скол) вершины прямоугольного импульса напряжения на выходе первого каскада при изменении $R_K, C_Э, C_P$.

Пример: получим форму выходного сигнала при $R_K = 4,7 \text{ кОм}$,

$$C_Э = 100 \text{ мкФ}, C_P = 0,25 \text{ мкФ}.$$

Результат представлен на рис. 83.

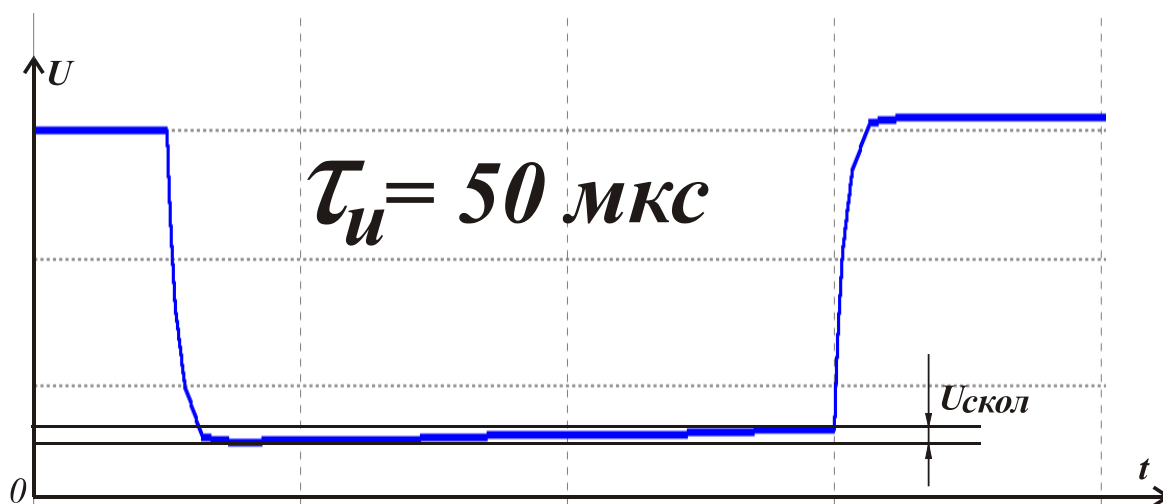


Рис. 83. Осциллограмма спада вершины прямоугольного импульса

6. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Краткие теоретические сведения

Структурная схема аperiodического усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению, изображена на рис. 84.

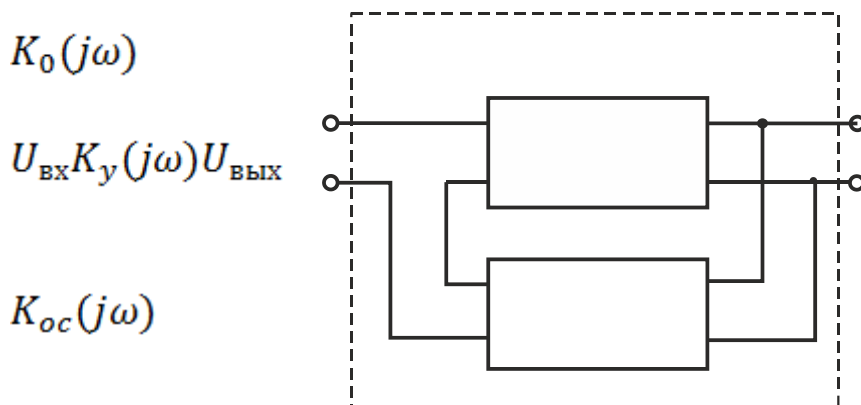


Рис. 84. Структурная схема усилителя с обратной связью

Передаточная функция $K_0(j\omega)$ усилителя с обратной связью (ОС) определяется отношением:

$$K_0(j\omega) = \frac{K_y(j\omega)}{1 + K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega)},$$

где $K_y(j\omega)$ и $K_{oc}(j\omega)$ — передаточные функции исходного усилителя и четырёхполюсника обратной связи соответственно. Обратная связь будет отрицательной, если

$$K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega) = -|K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega)| = -K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega).$$

Отрицательная обратная связь (ООС) влияет на многие параметры усилителя. В частности, нестабильность коэффициента усиления $\frac{\Delta K_0}{K_0}$ четырёхполюсника, охваченного ООС, обусловленная нестабильностью усиления $\frac{\Delta K_y}{K_y}$ усилителя, уменьшается в $(1 + K_y \cdot K_{oc})$ раз. Нижняя граничная частота $\omega_H = 1/\tau_H$ при введении ООС уменьшается в $(1 + K_y \cdot K_{oc})$ раз, а верхняя граничная частота $\omega_B = 1/\tau_B$ увеличивается во столько же раз.

Расчётная часть:

Рассчитать для усилителя без обратной связи коэффициент усиления по напряжению $K = K_1 \cdot K_2$. В этом выражении:

$$K_1 = h_{213} \frac{R3 \parallel R_{BXVT2}}{R_{BXVT1}} ;$$

$$K_2 = h_{213} \frac{R7 \parallel R11}{R_{BXVT2}},$$

где

$$R_{BXVT1} = r_{B1} + r_{Э1}(1 + h_{213}) ; \quad r_{Э1} = \frac{26\text{мВ}}{I_{0Э1}}$$

$$R_{BXVT2} = r_{B2} + r_{Э2}(1 + h_{213}) ; \quad r_{Э2} = \frac{26\text{мВ}}{I_{0Э2}} .$$

Принципиальная схема усилителя изображена на лицевой панели «БЛОКА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ» (рис.85). Блок содержит двухкаскадный усилитель на транзисторах **КТ3102** и цепи коммутации, позволяющие подключать и отключать внутренние и внешние цепи обратной связи. Коммутация цепей обратной связи осуществляется с помощью переключателей **S2,S3,S4,S5,S6,S7**.

Внешняя цепь обратной связи может обеспечить как частотно-зависимую (конденсатор **C5** подключён, ключ **S7** разомкнут), так и частотно-независимую обратную связь (конденсатор **C8** замкнут, конденсатор **C5** отключён).

Для определения входного сопротивления усилителя последовательно во входную цепь введён резистор **R1**. Для обеспечения возможности измерения выходного сопротивления параллельно резистору нагрузки **R11** подключается резистор **R10**. Подключение и отключение цепей обратной связи, соответствующих заданию экспериментальной части работы, осуществляется коммутацией переключателей **S2 ...S8**. Питание исследуемого усилителя **+15 В**.

К входу усилителя подключается генератор сигналов и осциллограф в режиме измерения напряжений, контролирующий напряжение на входе усилителя. Численные данные параметров элементов приведены на лицевой панели «БЛОКА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ» (рис.85):

$$R3 = 5,6 \text{ кОм}; R4 = 100 \text{ Ом}; R2 = 3,9 \text{ кОм}; R8 = 390 \text{ Ом};$$

$$R9 = 3,9 \text{ кОм}; R7 = 2 \text{ кОм}; R11 = 820 \text{ Ом}.$$

Параметры транзисторов **КТ3102**:

$$h_{213} = 50 \dots 100; I_{0Э1} = I_{0К1} = 0,9 \text{ мА}; I_{0Э2} = I_{0ЭК2} = 2,2 \text{ мА};$$

$$r_{B1} = r_{B2} = 100 \text{ Ом}.$$

Лабораторная работа № 18

Определение входного и выходного сопротивлений усилителя

На входе блока стоит делитель входного напряжения 1:100, ввиду того, что внешний генератор не может обеспечить необходимое напряжение.

1. Установить требуемую частоту генератора и напряжение на входе усилителя, равное **1 мВ** (ключ **S1** в положении **2**), (рис.79).

2. Входное сопротивление усилителя определить как отношение напряжения, приложенного к входу усилителя, к входному току.

3. Входной ток усилителя определить как отношение падения напряжения на резисторе **R1** к величине его сопротивления.

4. Выходное сопротивление усилителя определить по изменению выходного напряжения при изменении величины сопротивления нагрузки, которое осуществляется подключением резистора **R10** ключом **S8** параллельно резистору нагрузки **R11**:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{11} \cdot R_{\text{Н}} \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ2}} \cdot R_{11} + U_{\text{ВЫХ1}} \cdot R_{\text{Н}}},$$

где $R_{\text{Н}} = \frac{R_{10} \cdot R_{11}}{R_{10} + R_{11}}; \quad \Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}};$

$U_{\text{ВЫХ1}}$ – выходное напряжение при отключённом резисторе **R10**;

$U_{\text{ВЫХ2}}$ – выходное напряжение при подключённом резисторе **R10**.

5. Входное и выходное сопротивления усилителя измеряется на частоте сигнала, равной **1000 Гц**.

6. Результаты измерений занести в таблицу 13.

Таблица 13

<div><div>$U_{BX}=1\text{ мВ}$</div><div>$f=1000\text{ Гц}$</div></div>										
Исследуемая схема		E_U мВ	R_{BX} Ом	$U_{Вых1}$ мВ	$U_{Вых2}$ мВ	$R_{вых1}$ Ом	K_{OC}	K	F	$K_{Г}$
Внешняя ОС	Частотно-зависимая									
	Частотно-независимая									
Внутренняя ОС	ОС во 2-м каскаде									
	ОС в 1-м каскаде									
	ОС в двух каскадах									
	Усилитель без ОС									

Лабораторная работа № 19

Определение глубины обратной связи

Рассчитать для усилителя, принципиальная схема которого изображена на лицевой панели «БЛОКА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ», глубину обратной связи (рис.85) и занести расчётные данные в таблицу 14.

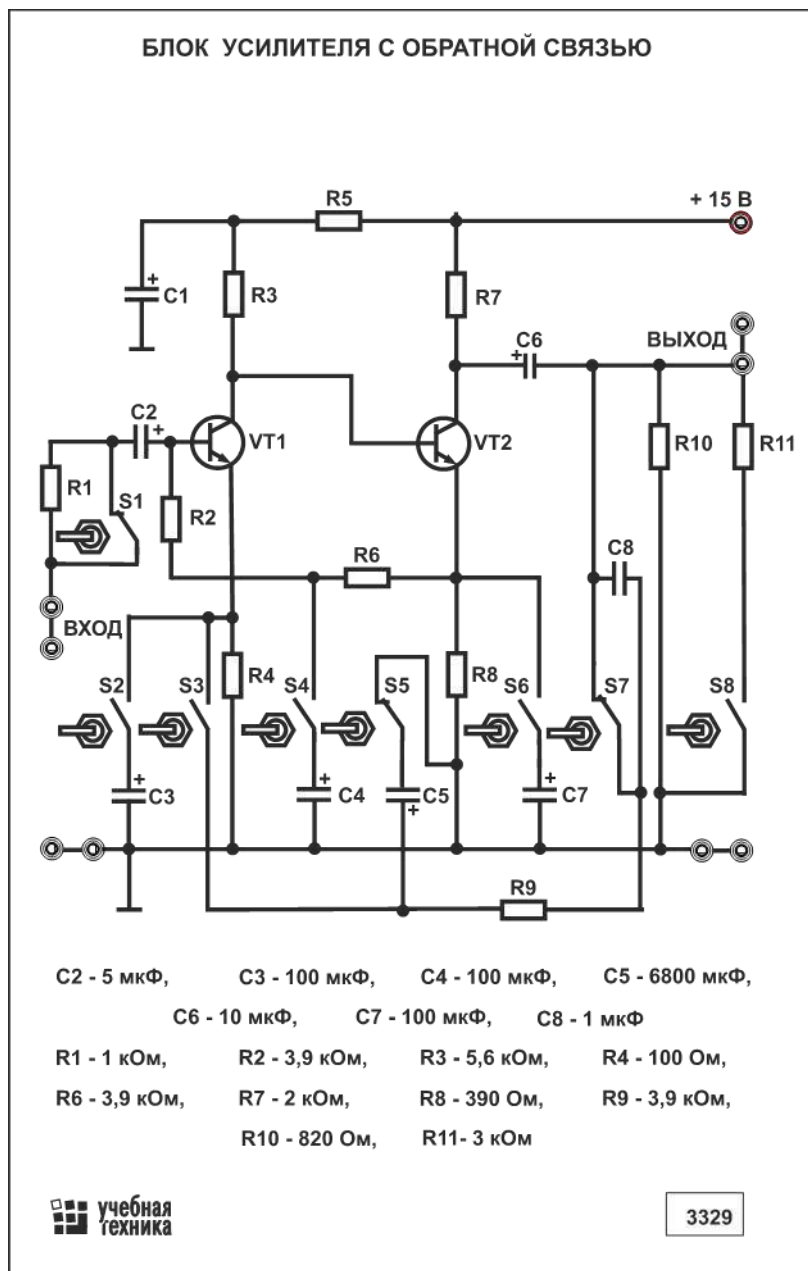


Рис. 85. Схема экспериментальной сборки для исследования глубины отрицательной обратной связи усилителя

При экспериментальном определении глубины обратной связи, возникающей за счёт одной из цепей усилителя, необходимо определить значения

коэффициентов усиления при отключённом и подключённом виде соответствующей обратной связи. Глубина обратной связи F может быть определена из выражения:

$$F = \frac{K}{K_{OC}},$$

где: K – коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

K_{OC} – коэффициент усиления усилителя с обратной связью.

Рассчитать глубину обратной связи в исследуемом усилительном устройстве на средних частотах для следующих случаев за счёт:

1. Внутренней цепи обратной связи, образующейся в первом каскаде за счёт резистора $R4$ (конденсаторы $C4$ и $C7$ подключены):

$$F_1 = \frac{K}{K_{OC1}},$$

где:

$$K_{OC1} = \frac{K_1}{1 + \beta_1 K_1} K_2 ; \quad \beta_1 = \frac{R4 + r_{\Sigma 1}}{R2 \parallel R_{BXVT2}},$$

R_{BXVT2} – входное сопротивление второго каскада усиления;

$r_{\Sigma 1} = \frac{26 \text{ мВ}}{I_{0 \Sigma 1}}; I_{0 \Sigma 1} = I_{0K1}$ – ток покоя транзистора первого каскада.

2. Внутренней цепи обратной связи, образующейся во втором каскаде за счёт резистора $R8$ (конденсаторы $C3$ и $C4$ подключены):

$$F_2 = \frac{K}{K_{OC2}},$$

где:

$$K_{OC2} = K'_1 K'_2 ; \quad K'_1 = h_{213} \frac{R3 \parallel R_{BXVT2}}{R_{BXVT1}},$$

K'_1, K'_2 – коэффициенты усиления первого и второго каскадов с учётом ОС;

$$R'_{BXVT2} = r_{\Sigma 2} + (r_{\Sigma 2} + R8)h_{213} ;$$

R'_{BXVT2} – входное сопротивление второго каскада с учётом ОС;

$$K'_2 = \frac{K_2}{1 + \beta_2 K_2} ; \quad \beta_2 = \frac{R8 + r_{\Sigma 2}}{R7 \parallel R11} ;$$

$r_{\Sigma 2} = \frac{26 \text{ мВ}}{I_{0 \Sigma 2}}; I_{0 \Sigma 2} = I_{0K2}$ – ток покоя транзистора второго каскада.

3. Внешней цепи обратной связи, образующейся вследствие подключения между выходной и входной цепями резистора $R9$ при отключённых конденсаторах $C3$ и $C5$ и короткозамкнутом конденсаторе $C8$:

$$F_3 = \frac{K}{K_{OC3}},$$

где

$$K_{OC3} = \frac{K}{1 + \beta_3 K_{OC1}}; \quad \beta_3 = \frac{R4}{R4 + R9};$$

4. Внутренней цепи обратной связи, охватывающей оба каскада и образующейся за счёт резисторов $R8, R6, R2$ (конденсаторы $C4, C8, C5$ отключены, а конденсатор $C3$ подключён)

$$F_4 = \frac{K}{K_{OC4}},$$

где

$$K_{OC4} = \frac{K'_1}{1 + \beta_4 K'_1} K'_2; \quad \beta_4 = 0,0006.$$

В этих формулах:

β – коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи (коэффициент обратной связи), равный отношению её выходного напряжения U_{CB} к выходному напряжению усилителя, являющемуся входным напряжением цепи обратной связи:

$$\beta = U_{CB}/U_{ВЫХ}.$$

Отсюда:

$$U_{CB} = \beta \cdot U_{ВЫХ}.$$

$\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ – коэффициенты обратной связи при различных вариантах подключения резисторов и конденсаторов в цепях обратной связи исследуемого усилителя.

Лабораторная работа № 20 **Определение коэффициента гармоник** **при заданном уровне выходного напряжения**

1. Для определения коэффициента нелинейных искажений K_Γ выход усилителя подключить к измерителю нелинейных искажений (ИНИ) типа $C6 - 11$.

2. Установить входное напряжение частотой **1 кГц**, амплитудой **0,7 В**. Использовать при этом инструкцию по работе с измерителем нелинейных искажений.

3. При отсутствии прибора ИНИ можно воспользоваться менее точным способом измерения. Для этого перевести виртуальный осциллограф в режим анализа спектра сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье.

4. По амплитуде гармоник выходного сигнала сделать вывод о нелинейных искажениях в усилителе при различных видах обратной связи в усилителе.

Лабораторная работа № 21

Измерение амплитудно-частотных характеристик при различных уровнях обратной связи

Снять амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителя при изменении частоты входного сигнала в пределах 50...200.0000 Гц.

Рекомендуется при каждом последующем измерении выходного напряжения устанавливать частоту в два раза большую, чем предыдущем.

При наличии подъёма АЧХ необходимо экспериментально определить выходное напряжение на этой частоте. Результаты измерений занести в таблицу 14.

Амплитудно-частотные характеристики построить на одном графике как зависимость:

$$Y = \frac{K}{K_0} = f(F) .$$

Поскольку исследуемый усилитель является широкополосным, то при построении АЧХ градуировку оси частот (ось абсцисс) необходимо выполнять в логарифмическом масштабе.

Таблица 14

Исследуемая схема		$U_{BX} = 1 мВ$												
		F (Гц)	50	100	200	400	800	1600	3200	6400	13.000	25.000	50.000 200.0000
Внешняя ОС	Частотно-зависимая ОС	$U_{ВЫХ}$												
		K												
	Частотно-независимая ОС	$U_{ВЫХ}$												
		K												
Внутренняя ОС	ОС во 2-м каскаде	$U_{ВЫХ}$												
		K												
	ОС в 1-м каскаде	$U_{ВЫХ}$												
		K												
	ОС в двух каскадах	$U_{ВЫХ}$												
		K												
	Усилитель без ОС	$U_{ВЫХ}$												
		K												

Пример: построим АЧХ усилителя для двух вариантов внутренней обратной связи. Для первого каскада обратная связь по току обеспечивается за счёт резистора $R4$ в цепи эмиттера $VT1$ (подключаются конденсаторы $C4$ и $C7$).

Для второго каскада обратная связь по току обеспечивается за счёт резистора $R8$ в цепи эмиттера $VT2$ (подключаются конденсаторы $C4$ и $C3$), (рис.86).

K

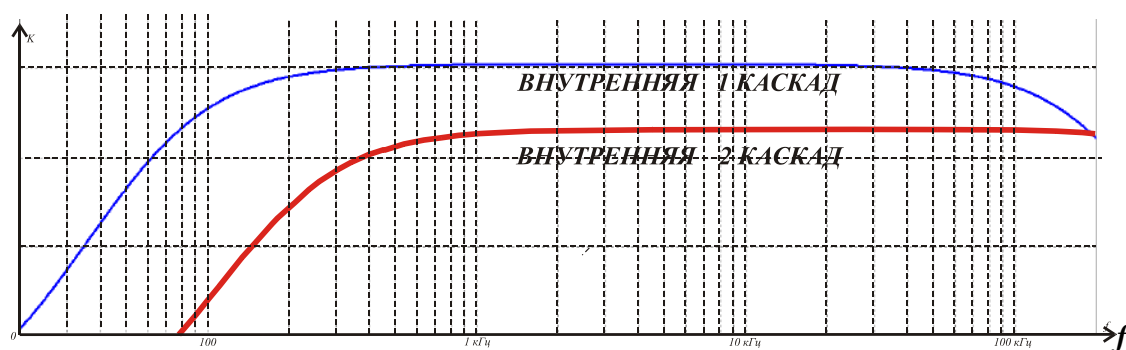


Рис. 86. АЧХ каскадов усилителя в зависимости от вида ООС

Контрольные вопросы:

1. Начертите схему усилителя на транзисторе $n - p - n$ - структуры и объясните назначение его элементов.
2. Начертите схему эмиттерного повторителя и объясните принцип его работы. Достоинства и недостатки эмиттерного повторителя.
3. Дайте определение амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) усилителя. Начертите блок-схему измерительного комплекса для снятия АЧХ усилителя и объясните назначение элементов схемы.
4. Что такое «полоса пропускания» усилителя? Как она определяется?
5. Какие виды отрицательной обратной связи (ООС) используются в усилителях? Для какой цели используется ООС в усилителях?
6. Что такое «нормированная АЧХ» усилителя? Как она строится и используется?
7. Почему АЧХ широкополосного усилителя (ШПУ) строится в логарифмическом масштабе?
8. Каковы причины возникновения линейных искажений в усилителе? Как они проявляются?
9. Каковы причины возникновения нелинейных искажений в усилителе? Как они проявляются?
10. Режимы работы усилительных элементов.

7. ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ТРЁХТОЧЕК

Краткие теоретические сведения

Автоколебательными называются активные электрические цепи, в которых без посторонних воздействий самостоятельно возникают электрические колебания. Такие колебания называются автоколебаниями, а сами электрические цепи, в которых возникают автоколебания, – автогенераторами (или, чаще, генераторами). Автогенераторы используются в радиотехнике для получения электрических колебаний.

В зависимости от формы вырабатываемых колебаний различают генераторы гармонических и негармонических (релаксационных) колебаний. По принципу работы генераторы делятся на генераторы с внешней обратной связью и с внутренней обратной связью, т.е. с отрицательным сопротивлением. Наконец, различие в элементной базе пассивной части схемы генератора позволяет вести речь об LC -генераторах или об RC -генераторах. В качестве активных элементов в генераторах применяются электронные лампы, биполярные и полевые транзисторы, туннельные диоды и др.

На рис. 87, *а* показан параллельный колебательный контур, состоящий из элементов L , C и G . Если контуру сообщить некоторое количество энергии, то в нем возникнут свободные колебания. По первому закону Кирхгофа

$$i_C + i_G + i_L = 0$$

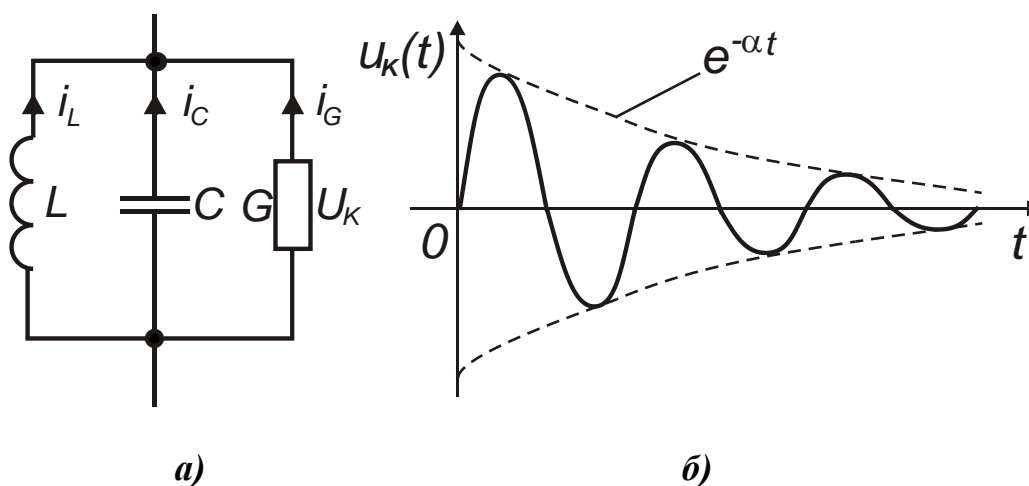


Рис. 87. Параллельный колебательный контур (*а*) и затухание свободных колебаний в контуре (*б*)

Дифференцируя данное уравнение по времени и деля обе части на C , получаем

$$\frac{d^2 u_K}{dt^2} + \frac{G}{C} \frac{du_K}{dt} + \frac{1}{LC} u_K = 0$$

Напомним, что при сопротивлении контура $R = 1/G > 2\rho$ или $G < 1/(2\rho)$ переходный процесс имеет колебательный характер.

Величина $\alpha = G/(2C)$ называется коэффициентом затухания контура, а величина $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ резонансной частотой контура.

В этих обозначениях уравнение переписывается в виде

$$\frac{d^2 u_K}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_K}{dt} + \omega_0^2 u_K = 0$$

Дифференциальное уравнение имеет следующее решение:

$$u_K(t) = U_{MK} e^{-\alpha t} \sin(\omega_c t + \theta),$$

где U_{MK} - начальная амплитуда напряжения на контуре, зависящая от введённой в контур энергии; $\omega_c = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ - частота собственных колебаний; θ - начальная фаза.

Так как $\alpha = G/(2C) > 0$, то колебание имеют затухающий характер (рис. 87, б при $\theta = 0$), что объясняется потерями в контуре из-за наличия резистивной проводимости G . Чтобы превратить такой генератор в генератор незатухающих колебаний, нужно возмещать в нём потери, т.е. пополнять контур энергией. Причём, если энергии в контур вводится ровно столько, сколько необходимо для компенсации потерь, то это эквивалентно внесению в контур отрицательной проводимости G_{BH} , при этом результирующая проводимость контура обращается в нуль. Тогда $\alpha = 0$, и в контуре возникают незатухающие колебания. В том случае, когда энергии в контур вводится больше, чем это необходимо для компенсации потерь (т.е. отрицательная проводимость $G_{BH} > G$ и, следовательно, $G_{BH} + G < 0$), в контуре возникают нарастающие по амплитуде колебания, так как коэффициент затухания α становится отрицательным.

Энергию в контуре можно пополнять, например, за счёт собственных колебаний, снятых с контура и усиленных усилителем. Причиной возникновения колебаний в автогенераторе являются флуктуации (случайные возмущения) тока в элементах реальной схемы (за счёт теплового движения электронов в активных элементах и резисторах, дробового эффекта и т.д.), а также за счёт внешних помех. Флуктуации тока i_k , протекающего через контур,

вызывают флуктуации напряжения в контуре u_k . Спектр этих случайных возмущений весьма широк и содержит составляющие всех частот.

Составляющие напряжения u_k с частотами, близкими к резонансной частоте контура ω_0 , имеют наибольшую амплитуду, так как модуль комплексного эквивалентного сопротивления контура является наибольшим и равным R_{03} именно на резонансной частоте ω_0 .

Выделенное на контуре гармоническое колебание с частотой ω_0 через цепь ОС, передаётся на вход транзистора, создавая напряжение u_k .

Это напряжение вызовет увеличение коллекторного тока i_k , что, в свою очередь, приведёт к увеличению напряжения на контуре u_k . Как следствие этого увеличатся напряжение обратной связи u_{oc} и напряжение u_k и, значит, вновь увеличатся коллекторный ток и напряжение на контуре u_k и т.д. Таким образом, в замкнутой системе автогенератора самовозбуждаются колебания частоты, близкие к резонансной частоте контура ω_0 . Очевидно, важным условием возникновения колебаний является то, что фаза напряжения $u_{БЭ}$ должна быть такой, при которой увеличение напряжения u_k вызывает увеличение коллекторного тока i_k и, тем самым, порождает новое увеличение u_k . Данное условие является условием **баланса фаз**.

Процесс самовозбуждения колебаний в контуре с энергетической точки зрения объясняется тем, что от источника питания через транзистор в контур за один период колебания поступает энергии больше, чем расходуется её в резистивном сопротивлении контура. Обратная связь, при которой выполняется баланс фаз, является **положительной обратной связью**. В противном случае обратная связь является отрицательной.

Самовозбуждение автогенератора возможно только при наличии положительной ОС.

Из предыдущего рассуждения следует, что схема автогенератора должна содержать активный элемент с нелинейной вольтамперной характеристикой, колебательную систему (в данном случае контур) и внешнюю цепь положительной ОС, по которой колебания с выхода колебательной системы подаются на вход активного элемента. Такие автогенераторы, называются генераторами с внешней ОС. Структурная схема построения таких генераторов приведена на рис. 88. Заметим, что нелинейный активный элемент с колебательной системой образуют нелинейный резонансный усилитель. Поэтому можно представить обобщённую структурную схему автогенератора с ра-

замкнутой цепью обратной связи. Комплексная передаточная функция всей цепи выражается формулой:

$$H_p(j\omega) = U_{oc}(j\omega) / U_{вх}(j\omega) = H_y(j\omega) \cdot H_{oc}(j\omega)$$

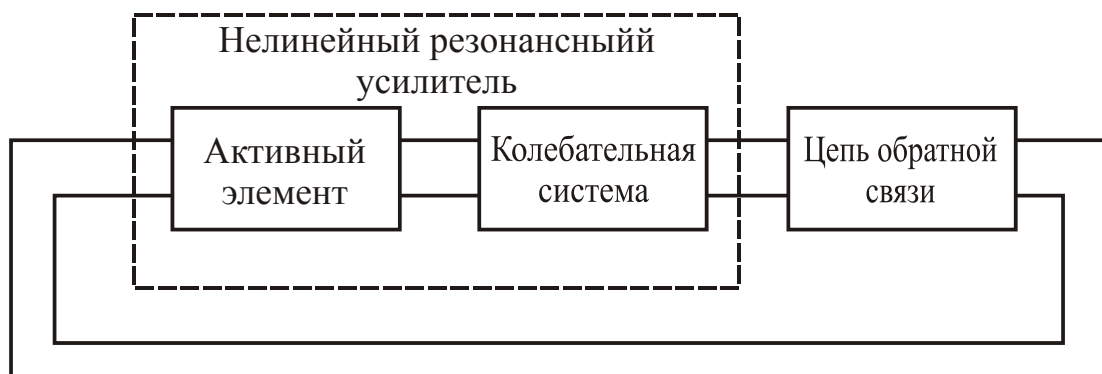


Рис. 88. Структурная схема нелинейного резонансного усилителя

Чтобы в генераторе происходило самовозбуждение колебаний, необходимо, чтобы модуль комплексного напряжения $|U_{oc}(j\omega)|$ на выходе схемы был больше модуля комплексного напряжения $|U_{вх}(j\omega)|$ на входе схемы, откуда следует

$$|H_p(j\omega)| = |H_p(j\omega)| |H_{oc}(j\omega)| > 1.$$

При приближении к стационарному режиму модуль комплексного коэффициента передачи усилителя $|H_p(j\omega)|$ за счёт влияния нелинейности начинает уменьшаться до тех пор, пока не наступит динамическое равновесие:

$$|H_p(j\omega)| = |H_p(j\omega)| |H_{oc}(j\omega)| = 1$$

Это условие соответствует стационарному режиму и известно под названием **баланса амплитуд**. Фазовый сдвиг в разомкнутой цепи автогенератора

$$\varphi_p(\omega) = \varphi_p(\omega) + \varphi_{oc}(\omega).$$

Баланс фаз, т. е. совпадение фаз напряжений на входе и выходе схемы, наступает при $\varphi_p(\omega) = 2\pi$. Таким образом, сдвиг фаз в цепи обратной связи зависит от сдвига фаз в усилителе и дополняет его до 2π .

Если на частоте генерируемых колебаний усилитель вносит сдвиг фаз $\varphi_y = \pi$, то цепь обратной связи должна на этой же частоте также вносить сдвиг фазы $\varphi_{oc}(\omega) = \pi$.

Лабораторная работа № 22

Исследование ёмкостной трёхточки (генератора Колпитца)

Краткие теоретические сведения

На рис. 89 представлена обобщённая эквивалентная схема ёмкостной трёхточки.

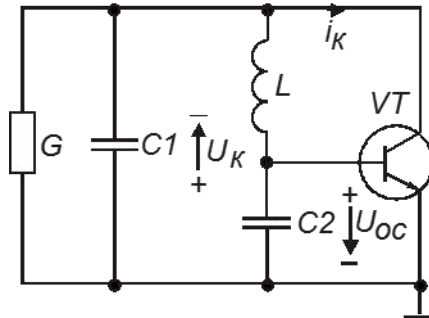


Рис. 89. Эквивалентная схема ёмкостной трёхточки

Генерация колебаний в этой схеме будет происходить на частоте резонанса токов

$$\omega_{\Gamma} = \omega_2 = \sqrt{\frac{C1 + C2}{L \cdot C1 \cdot C2}},$$

когда сопротивление колебательного контура будет активным $Z_K(\omega) = 1/G$ и максимальным по величине. Комплексная передаточная функция усилителя на частоте генерации:

$$H_y(\omega_{\Gamma}) = (S/G)e^{j\pi}$$

Цепь обратной связи представляет собой делитель напряжения, образованный индуктивностью L и ёмкостью $C2$. Комплексная передаточная функция цепи обратной связи

$$H_{oc}(j\omega) = \frac{1/j\omega C2}{j\omega L + 1/j\omega C2} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC2};$$

на частоте генерации ω_{Γ} принимает вид

$$H_{oc}(j\omega_{\Gamma}) = \frac{C1}{C2} = \frac{C1}{C2} e^{j\pi}.$$

Из неравенства $H_y(\omega_r) \cdot H_{oc}(\omega_r) > 1$ можно определить условия самовозбуждения ёмкостной трёхточки

$$\frac{S}{G} \cdot \frac{C1}{C2} > 1 \text{ или } \frac{C2}{C1} < \frac{S}{G}.$$

Из условия баланса амплитуд можно определить стационарное значение средней крутизны (S_{CP}^*):

$$S_{CP}^* = \frac{C2 \cdot G}{C1}.$$

Эксперименты по исследованию генератора на основе ёмкостной трёхточки проводятся с использованием блока, изображённого на рис. 90.

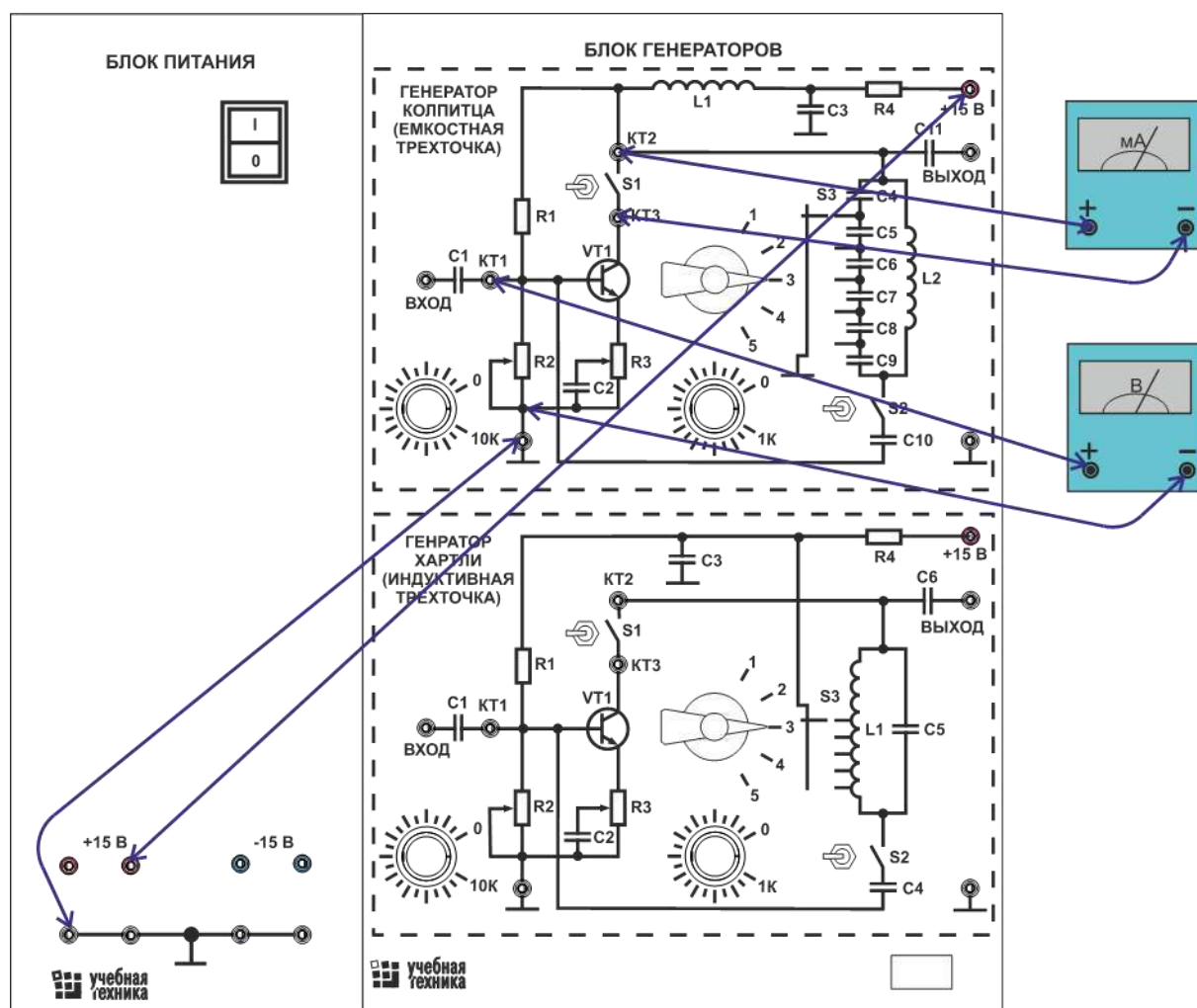


Рис. 90. Схема экспериментальной сборки для исследования схем генераторов ёмкостной трёхточки

Снять вольтамперную характеристику (ВАХ) транзистора, для чего:

1. Установить тумблер S2 в положение «Разомкнуто», таким образом разрывая цепь обратной связи.
2. Подключить мультиметр в режиме амперметра (шкала **20 мА**) в разрыв цепи коллектора транзистора (переключатель **S1** в положении «Разомкнуто»).
3. Подключить второй мультиметр для измерения напряжения на базе транзистора.
4. Подать напряжение питания на схему ёмкостной трёхточки.
5. Снять зависимость силы тока в коллекторной цепи транзистора от величины напряжения смещения: $I_K = f(U_{CM})$. Для этого потенциометром в цепи базы устанавливать по вольтметру величину напряжения смещения и записывать величину тока коллектора.

Результаты занести в таблицу 15.

Таблица 15

U_{CM}										
I_K										

6. Определить напряжение отсечки $U_{отс}$ – это такое напряжение смещения, при котором исчезает ток коллектора. Построить график.
7. Рассчитать соотношение ёмкостей в контуре в зависимости от положения переключателя **S3** при условии, что ёмкость конденсаторов **C4 ... C8** равна **6200 пФ**, а ёмкость конденсатора **C9 = 820 пФ**. Снять зависимость величины напряжения сигнала на коллекторе транзистора от коэффициента включения в контур (рис. 91).

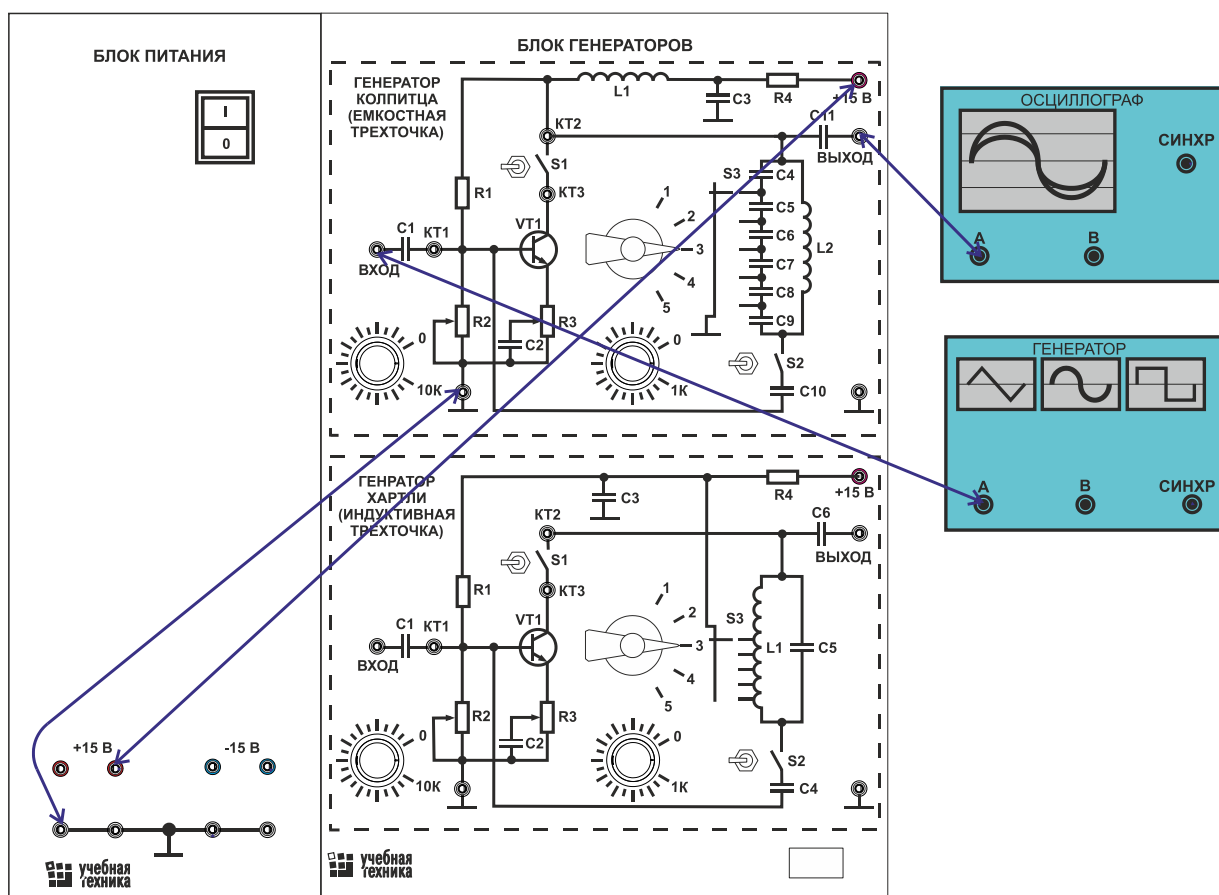


Рис. 91. Схема экспериментальной сборки для определения зависимости величины напряжения сигнала на коллекторе транзистора от коэффициента включения в контур

Провести эксперимент по анализу работы автогенератора в «мягком» режиме самовозбуждения, для чего:

1. Отключить внешний генератор (рис. 91).
2. Включить цепь положительной обратной связи с помощью тумблера **S2**.
3. Переключатель **S3** установить в положение «1».
4. По графику $I_K = f(U_{CM})$ определить напряжение, соответствующее середине линейного участка ВАХ.
5. Потенциометром **R2** установить величину этого напряжения на базе транзистора.
6. Изменяя величину обратной связи с помощью переключателя **S3**, добиться появления генерации автогенератора. На выходе автогенератора возникнет напряжение, которое можно наблюдать на экране осциллографа.

7. Изменяя коэффициент усиления транзисторного каскада на частоте генерации с помощью резистора $R3$, получить минимальную и максимальную возможную амплитуду гармонических колебаний.

8. Установить максимальную неискажённую амплитуду сигнала на выходе автогенератора с помощью переключателя $S3$ и $R3$.

9. Снять зависимость амплитуды выходного сигнала от значения напряжения смещения на базе транзистора. Зафиксировать значение напряжения смещения, при котором произойдет срыв колебаний.

Провести эксперимент по анализу работы автогенератора в «жёстком» режиме самовозбуждения, для чего:

1. Выбрать положение рабочей точки на нелинейном участке ВАХ и установить соответствующее значение напряжение смещения.

2. Изменяя коэффициент связи с контуром с помощью $S3$ и коэффициент усиления с помощью $R2$, добиться генерации автогенератора. Если колебания отсутствуют, необходимо немного уменьшить напряжение смещения.

3. Изменяя положение переключателя $S3$, добиться появления генерации.

Определить резонансную частоту контура, для чего:

1. Установить частоту генератора, соответствующую максимальной амплитуде выходного сигнала на коллекторе транзистора. Амплитуду входного сигнала установить равной 10 мВ .

2. Установить напряжение смещения $U_{см1}$, соответствующее работе генератора в «мягком» режиме самовозбуждения.

3. Изменяя напряжение на входе усилителя $U_{вх}$, снять амплитудную характеристику резонансного усилителя $U_{вых} = f(U_{вх})$ на резонансной частоте. Напряжения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ можно измерять с помощью двух каналов осциллографа, подключив их к точкам входа и выхода усилителя. Данные занести в таблицу 16.

Таблица 16

«Мягкий» режим: $E_{см} = E_{см1} = \dots \text{В}$; $f_{рез} = \dots \text{кГц}$										
$U_{вх} (\text{В})$										
$U_{вых} (\text{В})$										
K_U										
$I_1 (\text{мА})$										
$S_{ср}$ (мА/В)										

4. Определить коэффициент усиления по формуле $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ и данные занести в таблицу 7.1.2.

5. Определить по ВАХ крутизну характеристики в рабочей точке, соответствующей «мягкому» режиму самовозбуждения автогенератора $S = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{\text{СМ}}}$.

6. Определить резонансное сопротивление $R_{\text{РЕЗ}}$. Его величина связана с коэффициентом усиления резонансного усилителя K в линейном режиме (область малых значений $U_{\text{ВХ}} \approx 0,1 \text{ В}$): $K = S \cdot R_{\text{РЕЗ}}$.

7. Найти значение первой гармоники тока коллектора по формуле $I_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{РЕЗ}}}$ для каждого значения $U_{\text{ВЫХ}}$. Данные занести в таблицу.

8. Определить значение средней крутизны по формуле $S_{\text{СР}} = \frac{I_1}{U_{\text{ВХ}}}$ для каждого $U_{\text{ВЫХ}}$. Данные занести в таблицу 16.

9. Построить колебательную характеристику – зависимость $I_1 = f(U_{\text{ВХ}})$.

10. Построить график зависимости средней крутизны от амплитуды входного сигнала.

Лабораторная работа № 23

Исследование индуктивной трёхточки (генератора Хартли)

Краткие теоретические сведения

На практике часто используют схемы LC – генераторов с автотрансформаторной ОС, в которых напряжение ОС снимается с части колебательного контура. Такая схема изображена на рис. 92. Она известна также под названием схемы *индуктивной трёхточки*.

Элементы $C, L1$ и $L2$ образуют колебательный контур; резистор R_B является элементом цепи автоматического смещения, через который протекает постоянная составляющая тока базы; конденсатор C_B является разделительным, т.е. предотвращает попадание напряжения питания $U_{\text{ПИТ}}$ на базу, а также влияет на постоянную времени цепи автосмещения. На рис. 92, б приведена эквивалентная схема индуктивной трёхточки по переменному току, т.е. цепи питания и смещения (на рисунке не показаны).

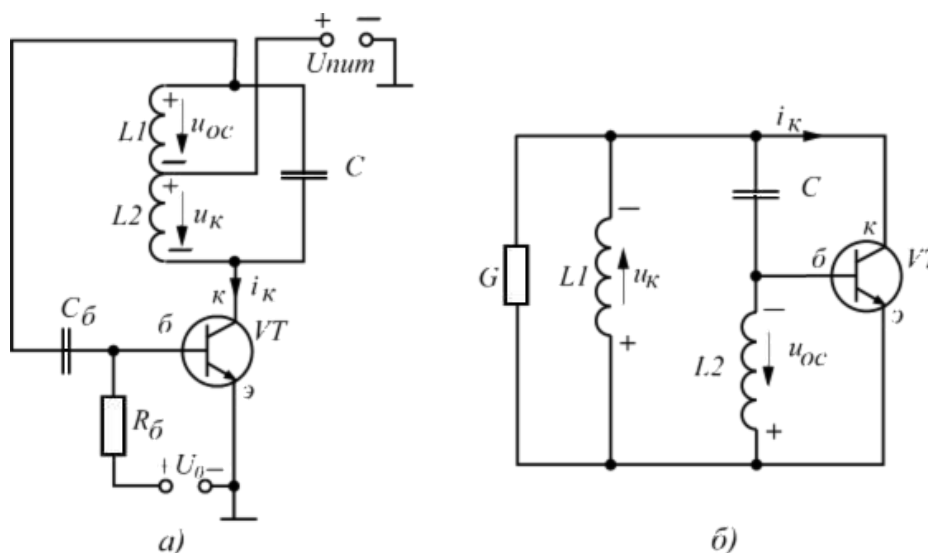


Рис. 92. Индуктивная трёхточка:
а) принципиальная схема; **б)** эквивалентная схема

Обычно полагают, что входное сопротивление транзистора настолько велико, что током базы можно пренебречь. В этом случае, как видно из рис. 92, **б**, элементы **C**, **L1** и **L2** образуют трёхэлементный реактивный двух-полюсник, в котором сначала происходит резонанс токов, а затем резонанс напряжений в контуре **CL2**. Частотные характеристики реактивного и полного сопротивлений колебательного контура показаны на рис. 93, **а**, **б**.

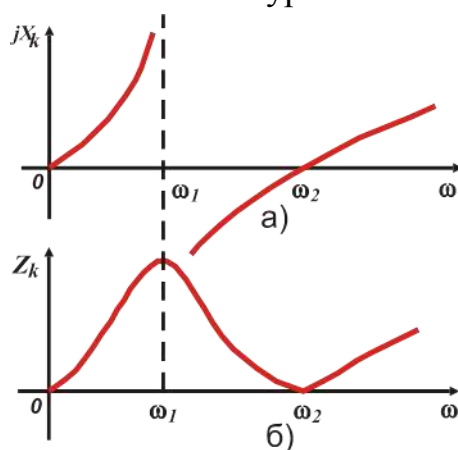


Рис. 93. Частотные характеристики реактивного (**а**) и полного (**б**) сопротивлений колебательного контура

Генерация колебаний происходит на частоте резонанса токов

$$\omega_r = \omega_1 = 1 / \sqrt{(L1 + L2)C}.$$

Сопротивление контура на этой частоте является чисто активным и принимает максимальное значение, равное $1/G$. Цепью обратной связи в этой схеме служит делитель напряжения, образованный ёмкостью C и индуктивностью $L2$. Действительно, напряжение, снимаемое с выхода усилительного элемента (транзистора), приложено к колебательному контуру, или, что то же самое, к ветви $CL2$. Напряжение ОС снимается с индуктивности $L2$ и подаётся на вход усилительного элемента.

Усилительный каскад на одном транзисторе инвертирует фазу сигнала на 180° . Для соблюдения баланса фаз цепь обратной связи также должна вносить фазовый сдвиг 180° . Это и происходит в действительности. Ток в ветви $CL2$ из-за ёмкостного характера её сопротивления опережает напряжение на контуре $u_k(t)$ на 90° . В свою очередь, напряжение $u_{oc}(t)$ на индуктивности $L2$ опережает этот ток ещё на 90° . Таким образом, сдвиг фаз между напряжениям $u_k(t)$ и $u_{oc}(t)$ составляет 180° .

После решения дифференциального уравнения условие самовозбуждения имеет вид

$$L1/L2 < S/G.$$

Для анализа работы генератора в частотной области необходимо использовать соотношения баланса амплитуд и баланса фаз

$$H_y(\omega_r)H_{oc}(\omega_r) \geq 1 \quad \text{и} \quad \varphi_y(\omega_r) + \varphi_{oc}(\omega_r) = 2\pi$$

Поскольку на частоте генерации ω_r сопротивление контура $Z_k(\omega) = 1/G$, комплексная передаточная функция усилителя принимает простой вид

$$H_y(\omega_r) = -S/G = (S/G)e^{j\pi}$$

Комплексная передаточная функция цепи ОС определяется выражением

$$H_{oc}(j\omega) = \frac{j\omega L2}{j\omega L2 + \frac{1}{j\omega C}}.$$

После подстановки значения частоты генерации

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(L2 + L1) \cdot C}}$$

она будет иметь вид

$$H_{oc}(j\omega_r) = \frac{\frac{L2 \cdot c}{(L1+L2) \cdot c}}{1 - \frac{L2 \cdot c}{(L1+L2) \cdot c}} = \frac{L2}{L1} = \frac{L2}{L1} e^{jk}$$

В режиме самовозбуждения, т.е. когда

$$H_y(\omega_r)H_{oc}(\omega_r) > 1,$$

имеем:

$$\frac{L2}{L1} \cdot \frac{S}{G} > 1 \quad \text{или} \quad \frac{L1}{L2} < \frac{S}{G}$$

Для стационарного режима, когда выполняется условие баланса амплитуд

$$H_y(\omega_r)H_{oc}(\omega_r) = 1,$$

можно определить стационарное значение средней крутизны:

$$\frac{L2}{L1} \cdot \frac{S_{cp}^*}{G} = 1 \quad \text{или} \quad S_{cp}^* = \frac{L1G}{L2}$$

Из анализа выражений $H_y(j\omega_r)$ и $H_{oc}(j\omega_r)$ видно, что

$$\varphi_y(\omega_r) + \varphi_o(\omega_r) = 2\pi.$$

Эксперименты по исследованию генератора на основе ёмкостной трёх-точки проводятся с использованием блока, изображённого на рис. 94.

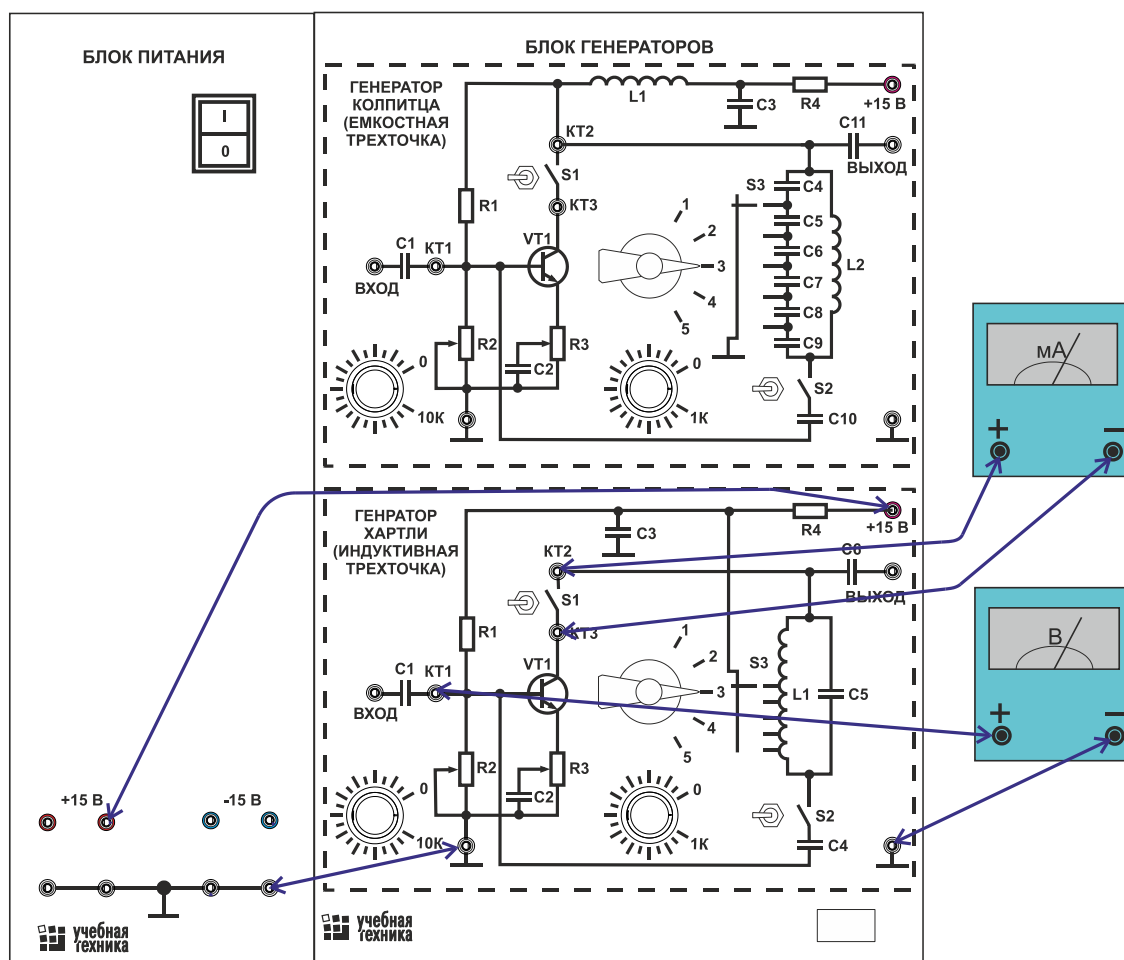


Рис. 94. Схема экспериментальной сборки для исследования автогенераторов

Снять вольтамперную характеристику (ВАХ) транзистора, для чего:

1. Установить тумблер **S2** в положение «Разомкнуто», таким образом разрывая цепь обратной связи.
2. Подключить мультиметр в режиме амперметра (шкала **20 mA**) в разрыв цепи коллектора транзистора, поставив переключатель **S1** в положение «Разомкнуто»).
3. Подключить второй мультиметр для измерения напряжения на базе транзистора.
4. Подать напряжение питания на схему генератора Хартли.
5. Снять зависимость силы тока в коллекторной цепи транзистора от величины напряжения смещения: $I_K = f(U_{CM})$. Для этого потенциометром в цепи базы устанавливать по вольтметру величину напряжения смещения и

записывать величину тока коллектора. Результаты измерений занести в таблицу 17.

Таблица 17

$U_{см}$										
I_K										

6. Определить напряжение отсечки $U_{отс}$. Это такое напряжение смещения, при котором исчезает ток коллектора. Построить график.

7. Снять зависимость напряжения сигнала на коллекторе транзистора от коэффициента включения в контур (рис. 95).

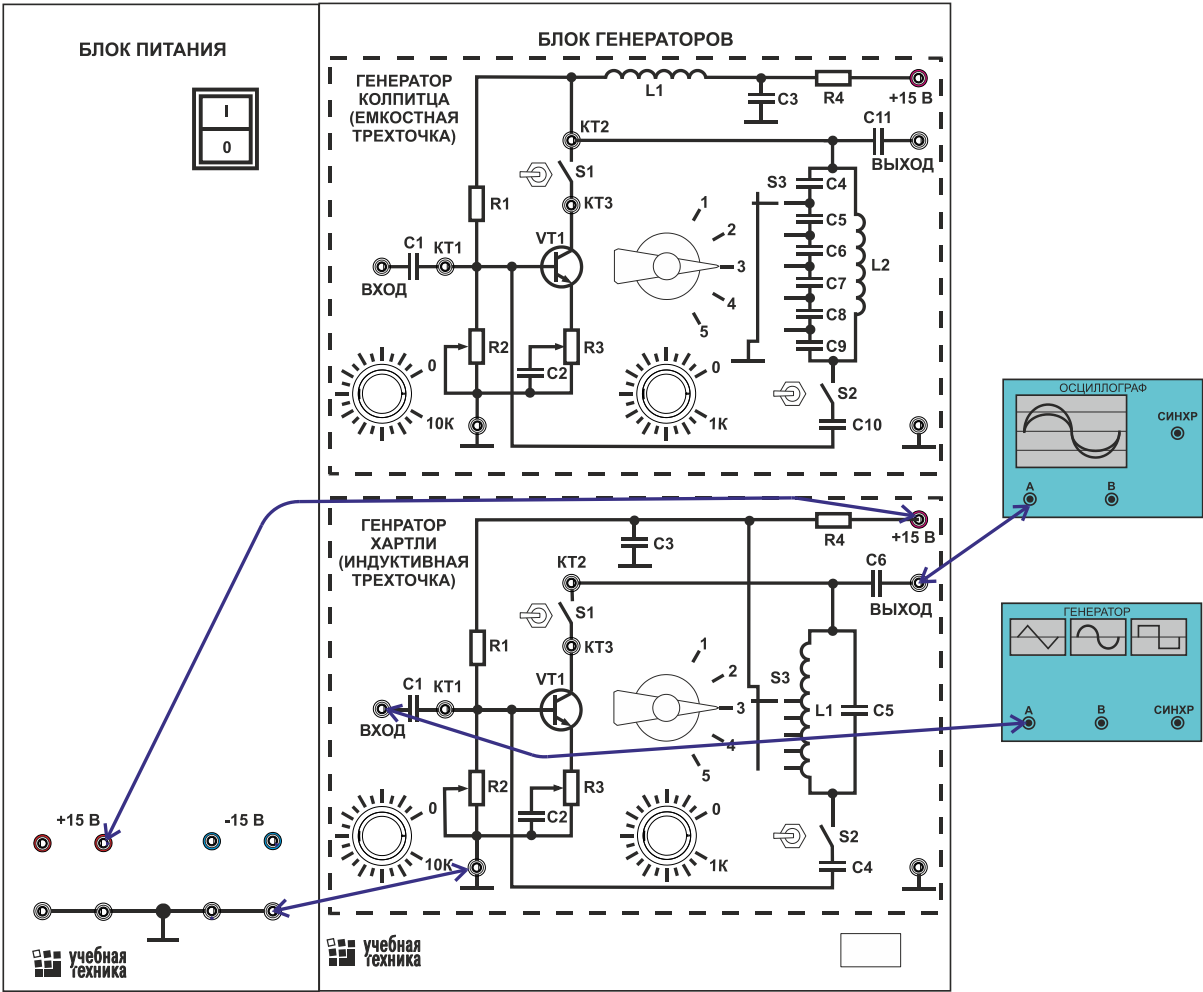


Рис. 95. Схема экспериментальной сборки для исследования автогенераторов

Провести эксперимент по анализу работы автогенератора в «мягком» режиме самовозбуждения, для чего:

1. Отключить внешний генератор (рис. 95).
2. Включить положительную обратную связь тумблером S2.

3. Переключатель $S3$ установить в положение «1».
4. По графику $I_K = f(U_{CM})$ определить напряжение, соответствующее середине линейного участка ВАХ.
5. Потенциометром $R2$ установить величину этого напряжения на базе транзистора.
6. Изменяя величину обратной связи с помощью переключателя $S3$, добиться появления генерации автогенератора. На выходе автогенератора возникнет напряжение, которое можно наблюдать на экране осциллографа.
7. Изменяя коэффициент усиления транзисторного каскада на частоте генерации с помощью резистора $R3$, получить минимальную и максимальную возможную амплитуду гармонических колебаний.
8. Установить максимальную амплитуду неискаженного сигнала на выходе автогенератора с помощью переключателя $S3$ и резистора $R3$.
9. Снять зависимость амплитуды выходного сигнала от величины напряжения смещения на базе транзистора.
10. Зафиксировать значение напряжения смещения, при котором произойдет срыв колебаний.

Провести эксперимент по анализу работы автогенератора в «жестком» режиме самовозбуждения, для чего:

1. Выбрать положение рабочей точки на нелинейном участке ВАХ и установить соответствующее значение напряжения смещения.
2. Изменяя коэффициент связи с контуром с помощью переключателя $S3$ и коэффициент усиления с помощью резистора $R2$, добиться генерации автогенератора. Если колебания отсутствуют, то необходимо немного уменьшить напряжение смещения.
3. Изменяя положение переключателя $S3$, добиться появления генерации.

Определить резонансную частоту контура, для чего:

1. Установить частоту генератора, соответствующую максимальной амплитуде выходного сигнала на коллекторе транзистора.
2. Установить амплитуду входного сигнала, равную 10 мВ.
3. Установить напряжение смещения U_{CM1} , соответствующее работе генератора в «мягком» режиме самовозбуждения.
4. Изменяя напряжение на входе усилителя U_{BX} , снять амплитудную характеристику резонансного усилителя $U_{ВЫХ} = f(U_{BX})$ на резонансной частоте. Напряжения U_{BX} и $U_{ВЫХ}$ можно измерять с помощью двух лучей осциллографа, подключив их к точкам входа и выхода усилителя.

5. Данные занести в таблицу 18.

Таблица 18

«Мягкий» режим: $E_{CM} = E_{CM1} = \dots \text{ В}; f_{PE3} = \dots \text{ кГц}$										
$U_{BX} (\text{В})$										
$U_{ВЫХ} (\text{В})$										
K_U										
$I_1 (\text{мА})$										
S_{CP} (мА/В)										

6. Определить коэффициент усиления по формуле $K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}}$ и данные занести в таблицу 18.

7. Определить по ВАХ крутизну характеристики для рабочей точки, соответствующей «мягкому» режиму самовозбуждения автогенератора $S = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{CM}}$.

8. Определить резонансное сопротивление R_{PE3} . Его величина связана с коэффициентом усиления по напряжению резонансного усилителя K в линейном режиме (область малых значений $U_{BX} \approx 0,1 \text{ В}$):

$$K = S \cdot R_{PE3}.$$

9. Найти значение первой гармоники тока коллектора по формуле $I_1 = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{PE3}}$ для каждого значения $U_{ВЫХ}$. Данные занести в таблицу 18.

10. Определить значение средней крутизны по формуле $S_{CP} = \frac{I_1}{U_{BX}}$ для каждого $U_{ВЫХ}$. Данные занести в таблицу 18.

11. Построить колебательную характеристику усилителя – зависимость $I_1 = f(U_{BX})$.

12. Построить график зависимости средней крутизны от амплитуды входного сигнала.

8. ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Краткие теоретические сведения

Генерирование колебаний с частотами меньше $15 \dots 20$ кГц на резонансных LC - элементах затруднено и неудобно из-за их громоздкости. Это объясняется тем, что технические характеристики и показатели LC - генераторов в диапазонах достаточно низких частот существенно ухудшаются вследствие резкого возрастания величин индуктивностей и ёмкостей колебательных контуров и соответствующих им размеров катушек индуктивностей и конденсаторов. В низкочастотном диапазоне широко используются генераторы типа RC . Они могут генерировать весьма стабильные синусоидальные колебания в сравнительно широком диапазоне частот от долей герца до сотен килогерц. Кроме того, они имеют малые габариты и массу. Наиболее полное преимущества RC - генераторы проявляются в области низких частот.

В низкочастотных автогенераторах в качестве колебательных систем и цепей положительной обратной связи используют частотно-избирательные RC - цепи. Практически все современные RC - генераторы малой и средней мощности (до $10 \dots 15$ ватт) строятся на ОУ.

Напряжение ПОС в RC - генераторах на операционных усилителях можно подавать как на инвертирующий, так и на неинвертирующий входы. В схемах RC - генераторов с неинвертирующим включением операционного усилителя частотно-избирательная цепь ПОС не должна вносить фазового сдвига в выходной сигнал. В RC - генераторах с инвертирующим включением ОУ, наоборот, RC - цепь ПОС на частоте генерации должна сдвигать фазу выходных колебаний на угол $\varphi_{\beta} = \pi$.

В радиоэлектронике наибольшее распространение нашли автогенераторы двух разновидностей: с фазосдвигающей RC - цепью и с мостом Вина.

Автогенератор с фазосдвигающей RC - цепью

Такой автогенератор содержит инвертирующий усилитель и трёхзвенную RC - цепь положительной обратной связи (рис.96).

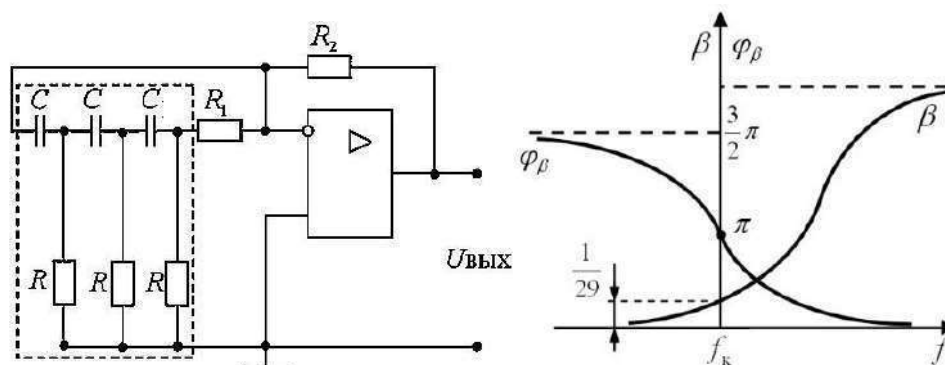


Рис. 96. Автогенератор с трёхзвенной RC - цепью:
а – схема; **б** – частотная и фазовая характеристики

Из курса ТОЭ известно, что данная трёхзвенная RC - цепь (т.н. « R - параллель») имеет типовые частотную $\beta(\omega)$ и фазовую $\varphi(\omega)$ характеристики, показанные на рис. 96, б. Анализ графиков частотной и фазовой характеристик показывает, что на **квазирезонансной** циклической частоте генерации f_k трёхзвенная RC - цепь положительной ОС имеет вещественное значение коэффициента передачи $\beta = 1/29$ и вносит фазовый сдвиг $\varphi(\beta) = \pi$. Поэтому для обеспечения в автогенераторе баланса амплитуд необходимо выбирать коэффициент усиления усилителя $|K| = R_2/R_1 \geq 29$, а баланс фаз обеспечивается автоматически путём инвертирующего включения ОУ.

Можно показать, что квазирезонансная частота генерации для схемы с идеальным ОУ (рис. 96) определяется формулой

$$f_k = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}.$$

Как следует из этой формулы, генерируемая частота зависит только от параметров цепи обратной связи R и C (т.е. внешних элементов усилителя).

Если в схеме рассмотренного RC - генератора (рис.96, а) поменять местами резисторы и конденсаторы, в трёхзвенной цепи, то квазирезонансная частота будет определяться другим соотношением:

$$f_k = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}.$$

При этом, как показывают расчёты, необходимо обеспечить коэффициент усиления собственно усилителя $K \geq 18,4$, поскольку коэффициент передачи такой цепи $\beta \approx 0,055$.

Недостатки RC - генератора на инвертирующем ОУ и трёхзвенной RC - цепью – довольно большое количество элементов в петле ПОС и, как следст-

вие, трудность настройки на необходимую частоту в широком диапазоне. Поэтому чаще применяют автогенераторы с неинвертирующим включением ОУ и мостом Вина в цепи положительной обратной связи.

RC-генератор с мостом Вина

Данный автогенератор имеет более компактную структуру, построения схемы. В ней цепь ПОС включается между выходом и неинвертирующим входом ОУ (рис.97, а).

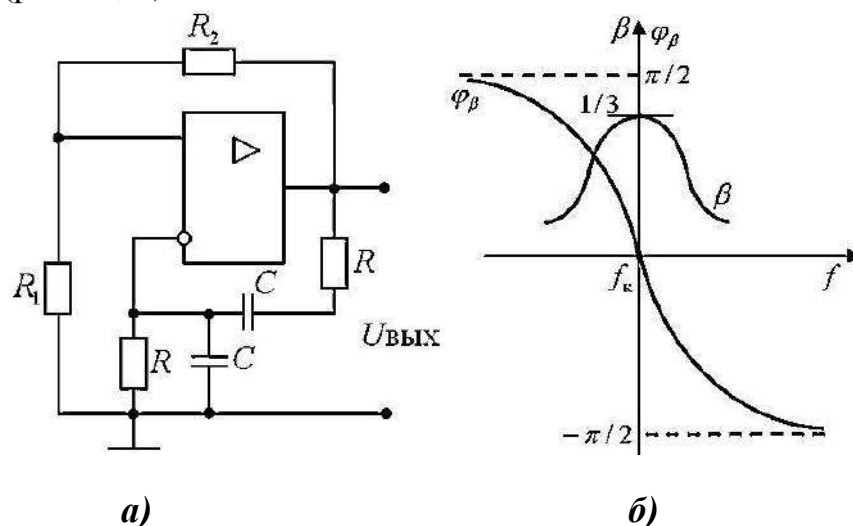


Рис. 97. **RC**-генератор с мостом Вина

а) схема; б) частотная и фазовая характеристики

Мост Вина представляет собой частотно-избирательную последовательно-параллельную **RC**- цепь, состоящую из двух ёмкостей **C** и двух резисторов **R**. Частотная $\beta(f)$ и фазовая $\varphi_\beta(f)$ характеристики моста Вина (рис.97, б) известны из курса ТОЭ. Из графика частотной характеристики следует, что на квазирезонансной частоте коэффициент передачи моста Вина $\beta = 1/3$. Значит, самовозбуждение автогенератора обеспечивается при коэффициенте усиления усилителя $|K| = R_2/R_1 \geq 3$.

Фазовый сдвиг в выходном сигнале отсутствует ($\varphi_\beta = 0$) только на квазирезонансной частоте (рис.97, б), которая определяется известной формулой Томсона

$$f_k = \frac{1}{2\pi RC}$$

На сравнительно низких частотах, где реализация контуров становится затруднительной из-за низкой добротности и невозможности перестройки, используют автогенераторы. Они представляют собой комбинацию активных четырёхполюсников (усилителей) и пассивных RC - цепей для создания ОС.

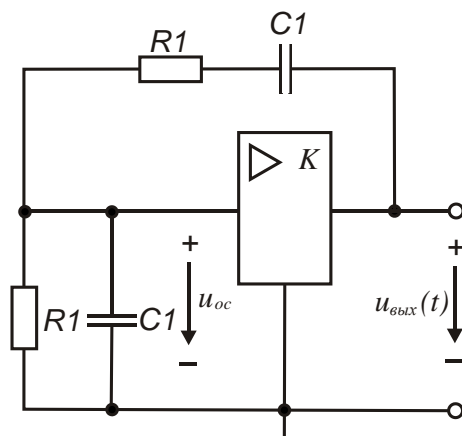


Рис. 98. Схема RC - генератора с мостом Вина

На рис. 98 показана одна из таких схем (RC - генератор с мостом Вина), которая представляет собой усилитель с коэффициентом передачи K , между входом и выходом которого включена RC - цепь. Усилитель с заданным коэффициентом передачи можно реализовать на операционном усилителе (ОУ) по схеме неинвертирующего масштабного усилителя. RC - цепь здесь используется в качестве частотно-избирательной цепи.

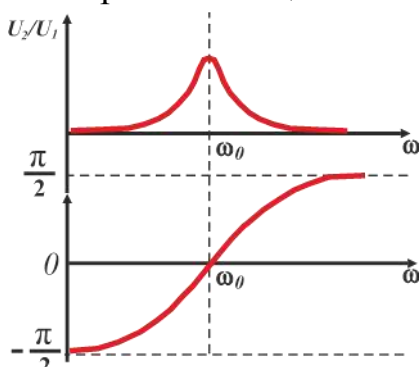


Рис. 99. АЧХ и ФЧХ усилителя на базе моста Вина

Мост (цепочка) Вина (рис. 98) состоит из двух RC - звеньев. Первое звено состоит из последовательного соединения R и C и имеет сопротивление

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + j\omega C}{j\omega C}.$$

Второе звено состоит из параллельного соединения таких же R и C и имеет сопротивление

$$Z_2 + \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega C}.$$

Коэффициент передачи звена положительной обратной связи определяется выражением:

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2},$$

откуда после подстановки Z_1 и Z_2 , найдём:

$$\gamma = \frac{j\omega CR}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + 3j\omega CR}.$$

Если выполнить условие:

$$1 + \omega^2 C^2 R^2 = 0.$$

то фазовый сдвиг будет равен 0, а $\gamma = 1/3$.

В этом случае частоту генератора можно будет определить по формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Таким образом, мост Вина на частоте «квазирезонанса» не создаёт фазовый сдвиг и вносит затухание, равное $1/3$. Поэтому мост Вина должен быть включён в цепь положительной обратной связи в усилителе, коэффициент усиления которого при разомкнутой цепи ОС должен быть не менее 3. Применение однокаскадных схем усилителей в этом случае невозможно. В каскадах с общим эмиттером или с общим истоком сдвиг по фазе между входным и выходным сигналами равен 180° , что исключает их применение, т.к. в этом случае нарушается условие баланса фаз. Схемы с общим коллектором или общим стоком, хотя и не инвертируют фазы сигнала, но имеют коэффициент усиления напряжения меньше единицы, в результате чего невозможно выполнить условие баланса амплитуд. Усилительные каскады с общей базой или общим затвором имеют очень малое входное сопротивление, которое при введении обратной связи шунтирует её выход, уменьшая его коэффициент передачи. Следовательно, выполнение условия баланса амплитуд оказывается весьма затруднительным. Поэтому при построении генератора на дискретных элементах используют двухкаскадный усилитель.

Наиболее просто строится генератор на мосте Вина при использовании операционного усилителя. В нём цепь ПОС, формируемую мостом Вина, можно подсоединить к прямому, неинвертирующему входу, а нужный коэф-

коэффициент усиления задать резистивным делителем в цепи ООС, подключённой к инвертирующему входу (рис. 100).

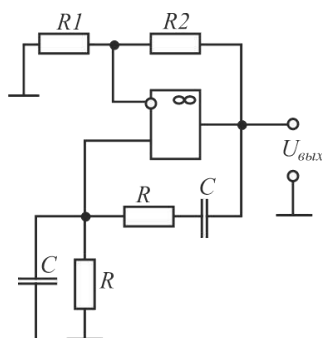


Рис.100. Схема генератора на базе моста Вина

Отношение резисторов в цепи ООС, обеспечивающее выполнение условия баланса амплитуд, должно отвечать соотношению $\frac{R_2}{R_1} \geq 2$, т.к. коэффициент усиления для сигнала, подаваемого на неинвертирующий вход, на единицу больше отношения указанных резисторов.

Эксперименты по исследованию генератора на основе моста Вина проводятся с использованием блока, изображённого на рис. 101.

Лабораторная работа № 24

Исследование генератора на основе моста Вина

Собрать схему, показанную на рис. 101.

1. Рассчитать частоту автоколебаний генератора при значениях ёмкостей и сопротивлений в схеме моста в соответствии с положением переключателей **S2 и S4**.

2. Подключить генератор к контрольной точке на прямом входе операционного усилителя.

3. Установить переключатели **S5 и S6** в положение «Замкнуто» для срыва колебаний в генераторе.

4. Снять амплитудно-частотную характеристику частотно-зависимой цепи моста Вина вблизи частоты наибольшей проводимости для различных элементов, входящих в мост Вина (при различных положениях переключателей **S2 и S4**).

5. Построить графики АЧХ и определить граничные частоты.

6. Отключить генератор и включить питание.

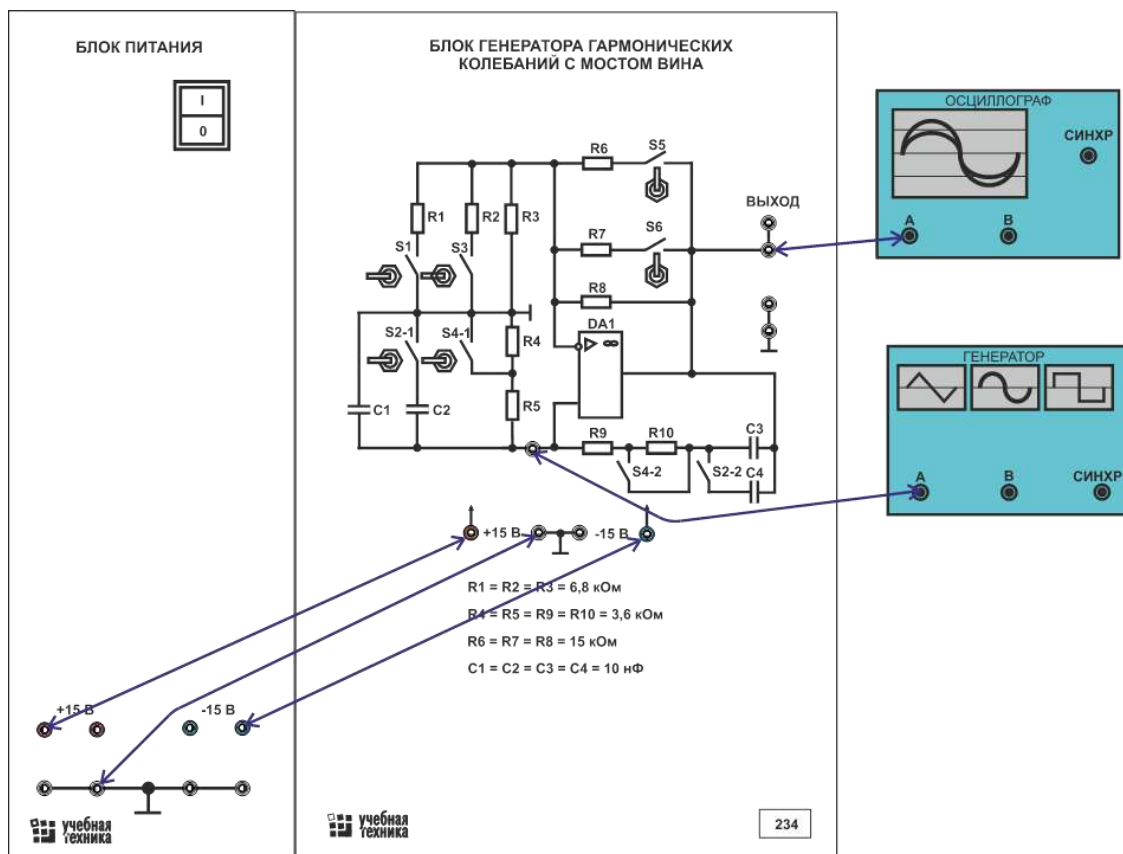


Рис.101. Схема экспериментальной сборки для исследования генератора на основе моста Вина

7. Рассчитать коэффициент отрицательной обратной связи (коэффициент усиления операционного усилителя) при различных положениях переключателей **S1, S3, S5 и S6**. Для рассчитанных значений, соответствующих режиму генерации, установить переключатели в это положение. Получить устойчивую генерацию.

8. Определить частоту генерации при различных значения элементов моста Вина. Сравнить их с расчётными.

9. При различных значениях коэффициента усиления операционного усилителя оценить искажения выходного сигнала генератора.

10. Определить амплитуду выходных колебаний.

Контрольные вопросы:

1. При каких условиях возможно возникновение гармонических колебаний?
2. Какие режимы самовозбуждения автогенераторов вам известны?
3. Дайте определение автогенератора.
4. Чем отличаются генераторы гармонических и релаксационных колебаний? Что общего в принципах их работы?

5. Почему генераторы гармонических колебаний на низких частотах собираются на RC - элементах?
6. Дайте определение релаксационного генератора. Где применяются релаксационные генераторы?
7. Как объясняется возникновение гармонических колебаний в генераторе с самовозбуждением?
8. Какие способы стабилизации частоты автогенераторов вам известны?
9. Что такое «индуктивная трёхточка» и «ёмкостная трёхточка»?
10. Начертите схему автогенератора с трёхзвенной RC - цепью на операционном усилителе и объясните принцип её работы

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Оформление титульного листа лабораторной работы

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
**ФГБОУ ВО «ЕЛЕЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. И.А. Бунина»**

КАФЕДРА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И КОМПЬЮТЕРНОЙ ТЕХНИКИ

Лабораторная работа № 5
по курсу «Радиотехнические цепи и сигналы»

**«Исследование параллельного контура с различными
сопротивлениями нагрузки»**

Выполнил:
*Студент 2-го курса
гр. Фр-21
Шилов М.И.*

Принял:
*Ст. преподаватель
Исакович Э.И.*

Елец – 201__

Построение амплитудно-частотных характеристик

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) является одним из основных параметров усилителя. Усилители разделяют по диапазону усиливаемых частот. Усилители низкой частоты предназначены для усиления электрических сигналов в полосе частот от **30 Гц** до **20 кГц**. Усилители высокой частоты предназначены для усиления сигналов радиочастот от **100 кГц** и выше. Усилители, работающие в диапазоне сверхвысоких частот, часто выделяют в особую группу – усилители СВЧ. Усилители постоянного тока усиливают сигналы в полосе частот от **0 Гц** до некоторой заданной рабочей частоты. При этом они обеспечивают усиление как постоянной, так и переменных составляющих сигнала.

Известно, что коэффициент усиления усилителя при изменении частоты усиливаемого сигнала изменяется как по модулю, так и по фазе. Таким образом, отдельные гармонические составляющие сложного электрического сигнала, подаваемого на вход усилителя, усиливаются неодинаково и сдвигаются на различное время относительно входного сигнала. Обе эти причины приводят к изменению формы выходного сигнала.

Изменения формы сигнала на выходе усилителя, вызываемые неодинаковым усилением различных частотных составляющих входного сигнала, называют **частотными искажениями**; изменения формы сигнала, вызываемые сдвигом начальной фазы частотных составляющих, вносимым усилителем, называют **фазовыми искажениями**. Как частотные, так и фазовые искажения определяются величинами линейных элементов схемы усилителя, т.е. элементами, подчиняющимися закону Ома. Поэтому их называют **линейными искажениями**.

Оценку вносимых усилителем частотных искажений производят по его амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), представляющей собой зависимость модуля коэффициента усиления **K** от частоты при постоянной амплитуде сигнала на входе усилителя.

Математически эта зависимость выражается следующей формулой:

$$K = F(f) \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{Const},$$

где: **f** – частота сигнала на входе усилителя;

$U_{\text{вх}}$ – напряжение сигнала на входе усилителя.

В этом выражении K – коэффициент усиления – отношение выходного напряжения усилителя к напряжению к на его входе:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Иногда понятие «**коэффициент усиления**» заменяют более общим понятием «**коэффициент передачи**». Это объясняется тем, что усилитель в общем смысле является четырёхполюсником, коэффициент усиления которого может быть не только больше, но и меньше единицы. Как правило, в последнем случае четырёхполюсник не содержит в своём составе активного (усилительного) элемента.

Для количественной оценки АЧХ служит понятие полосы пропускания. **Полосой пропускания** называют область частот, в пределах которой коэффициент усиления по мощности усилителя уменьшается не более чем на 3 дБ, что соответствует уменьшению коэффициента усиления по напряжению в $1/\sqrt{2} = 0,707$ раз. Ширину полосы пропускания измеряют в единицах циклической частоты $\Delta f \left[\frac{1}{\text{с}} \right]$ (Гц) или в единицах круговой частоты $\omega \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$.

Как правило, АЧХ усилителя в определённой полосе частот представляет собой прямую линию, но иногда можно наблюдать подъём или спад (т.е. неравномерность) в какой-либо области частот. Неравномерность АЧХ характеризует степень её отклонения от прямой, параллельной оси частот. Неравномерность АЧХ выражается в децибелах (дБ).

Примерный вид амплитудно-частотной характеристики приведён на рис. 1.

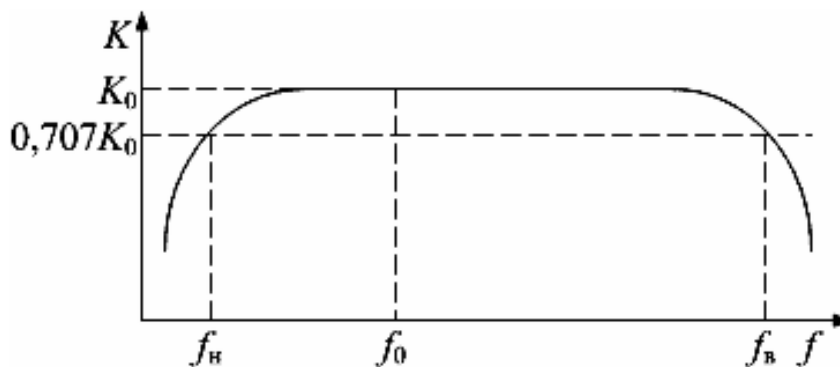


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика

Амплитудно-частотная характеристика устройства определяется относительно его центральной частоты. Для усилителей звуковой частоты в качестве центральной частоты принята частота $f_0 = 1000$ Гц.

Типичная амплитудно-частотная характеристика по напряжению вещательного РПрУ показана на рис. 2.

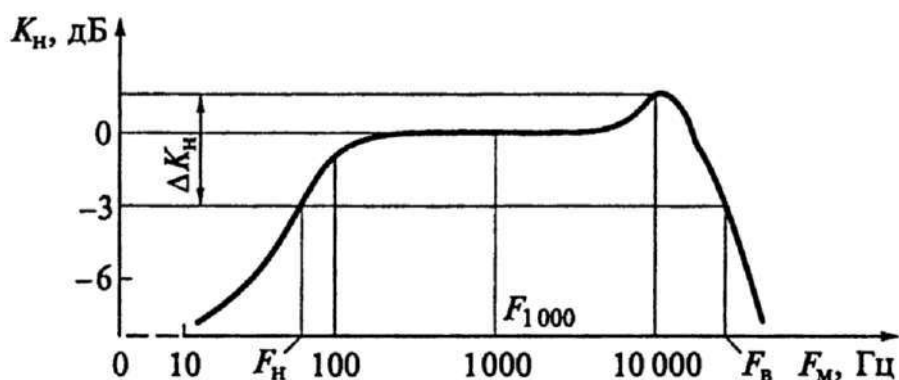


Рис.2. Амплитудно-частотная характеристика по напряжению вещательного РПрУ

Амплитудно-частотная характеристика позволяет оценить неравномерность коэффициента усиления в зависимости от частоты.

По характеристике рис.2 при заданной неравномерности ΔK_H определяют эффективный диапазон $F_H \div F_B$ принимаемых частот модуляции.

Количественная оценка частотных искажений определяется **коэффициентами частотных искажений**, равными отношению коэффициента усиления на частоте F_{1000} к коэффициентам усиления на границах диапазона частот F_H и F_B , т. е.

$$M_H = \frac{K(F_{1000})}{K(F_H)} \text{ и } M_B = \frac{K(F_{1000})}{K(F_B)}$$

Требования к полосе пропускания различных устройств определяются их назначением. Например, для телефонной связи достаточной считается полоса около **3 кГц (300 ... 3400 Гц)**, для высококачественного воспроизведения музыкальных произведений – не менее **30 ... 16000 Гц**, а для телевизионного вещания – шириной до 8 МГц.

При анализе четырёхполосников удобнее пользоваться не обычной, а **нормированной** АЧХ, у которой по оси ординат откладывается отношение модуля коэффициента передачи $K(f)$ на любой заданной частоте к максимальному коэффициенту передачи $K_{max}(f)$. Для построения нормированной АЧХ заполняется следующая таблица:

Частота F (Гц)	$U_{\text{вх}} (В)$	$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	$\frac{K}{K_{\text{max}}}$

Для проведения исследования АЧХ задаётся (или определяется) амплитуда входного напряжения $U_{вх}$, которая должна поддерживаться постоянной при любой частоте сигнала. При этом амплитуда входного сигнала должна удовлетворять условию

$$U_{max} > U_{вх} > U_{min},$$

где: U_{min} – минимальная амплитуда сигнала, соответствующая чувствительности усилителя;

U_{max} – максимальная амплитуда сигнала, не вызывающая перегрузки усилителя.

При анализе данных таблицы необходимо определить границы частот входных сигналов, при которых коэффициент передачи $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ будет примерно одинаковым. Этот диапазон относится к области средних частот АЧХ ($F_{ср}$).

Ясно, что в этой области частот отношение $\frac{K}{K_{max}}$ будет примерно равным 1, а за пределами этой области может быть $\frac{K}{K_{max}} < 1$ или $\frac{K}{K_{max}} > 1$.

По данным значений таблицы $\frac{K}{K_{max}}$ строится нормированная амплитудно-частотная характеристика.

Операция нормирования даёт возможность сравнивать различные усилители (четырёхполосники) по ширине полосы пропускания и неравномерности АЧХ в этой полосе частот.

При построении АЧХ узкополосных (например, резонансных) усилителей значения частот по оси абсцисс обычно откладываются в линейном (равномерном) масштабе. Однако построение АЧХ широкополосных усилителей в линейном масштабе очень сложно, а иногда практически невозможно. В этом случае горизонтальную ось частот целесообразно выполнять в логарифмическом масштабе. Для этого полезно помнить следующее:

1. **Логарифмом** данного числа по данному основанию называется показатель степени, в которую нужно возвести данное основание, чтобы получить данное число;
2. В качестве **основания для логарифмирования** можно выбирать любое число, но в радиотехнике используются два числа: **10** (и тогда логарифм называется **десятичным**) или **$e \approx 2,718 \dots$** (и тогда логарифм называется **натуральным**).

3. При логарифмировании операция умножения чисел заменяется операцией сложения, а операция деления – операцией вычитания.
4. Значения десятичных логарифмов в пределах от 1 до 10:

Число	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Логарифм числа	0	0,3010	0,4771	0,6020	0,6990	0,7781	0,8451	0,9031	0,9542	1,000

Далее определяется верхняя граница частоты АЧХ (например, 10^4 Гц). Если построение АЧХ производится на масштабнo-координатном листе бумаги («миллиметровке»), то по горизонтали этот лист разделяют на 4 отрезка одинаковой длины. Начало первого отрезка обозначается цифрой «1 Гц», второго – «10 Гц», третьего – «100 Гц», четвёртого – «1000 Гц» и т.д. Деление отрезка производится в соответствии с приведенной выше таблицей логарифмов. На участке (1 – 10) Гц частоты будут «расставлены» следующим образом:

1 Гц $lg1 = 0$ – начало отсчёта шкалы;

2 Гц $lg2 = 0,3010$ длины отрезка;

3 Гц $lg3 = 0,4770$ длины отрезка;

4 Гц $lg4 = 0,6020$ длины отрезка;

и т.д.

9 Гц $lg9 = 0,9542$ длины отрезка;

10 Гц $lg10 = 1,0000$ (полная длина отрезка).

На втором отрезке «10 – 100 Гц» пропорции сохраняются, только на горизонтальной оси отмечаются частоты 20 Гц, 30 Гц, 40 Гц и т.д. На третьем отрезке – 200 Гц, 300 Гц, 400 Гц и т.д. Таким образом, в логарифмическом масштабе будут проградуированы все отрезки по горизонтальной оси.

Если необходимо построить АЧХ для широкополосного усилителя с полосой частот в несколько МГц, то достаточно выбрать другой масштаб отрезков (например, $1 - 10^3$ Гц, $10^3 - 10^6$ Гц, $10^6 - 10^9$ Гц и т.д.).

Если требуется построить логарифмическую шкалу также и по оси ординат, то принцип её построения остаётся прежним.

В этом случае АЧХ называется «логарифмической АЧХ» (ЛАЧХ).

Приложение 3

**Номиналы сопротивлений, ёмкостей и индуктивностей,
используемых в стенде**

<i>R</i>	<i>C</i>	<i>L</i>
<i>1 Ом</i>	<i>0,5 нФ</i>	<i>1,0 мкГн</i>
<i>5,1 Ом</i>	<i>1,0 нФ</i>	<i>2,2 мкГн</i>
<i>10 Ом</i>	<i>2,0 нФ</i>	<i>5,6 мкГн</i>
<i>51 Ом</i>	<i>5,1 нФ</i>	<i>10 мкГн</i>
<i>100 Ом</i>	<i>10 нФ</i>	<i>56 мкГн</i>
<i>1,0 кОм</i>	<i>100 нФ</i>	<i>100 мкГн</i>
<i>5,1 кОм</i>	<i>200 нФ</i>	<i>220 мкГн</i>
<i>10 кОм</i>	<i>470 нФ</i>	<i>560 мкГн</i>
<i>20 кОм</i>	<i>1,0 мкФ</i>	<i>1,0 мГн</i>
<i>51 кОм</i>	<i>1,5 мкФ</i>	<i>2,2 мГн</i>
<i>100 кОм</i>	<i>2,2 мкФ</i>	<i>10 мГн</i>

Приложение 4

Варианты схем последовательного колебательного контура

Ф.И.О.	Вариант схемы (рис.14)	Параметры элементов схемы		
		<i>R</i>	<i>L</i>	<i>C</i>
	<i>а</i>			
	<i>б</i>			
	<i>в</i>			
	<i>а</i>			
	<i>б</i>			
	<i>в</i>			
	<i>а</i>			
	<i>б</i>			
	<i>в</i>			
	<i>а</i>			
	<i>б</i>			
	<i>в</i>			
	<i>а</i>			
	<i>б</i>			

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2009.
2. Нефёдов В.И., Сигов А.С. Основы радиоэлектроники и связи. – М.: Высшая школа, 2009.
3. Медиченко М.П., Литвинов В.П. Радиотехнические цепи и сигналы: в 2 т. – М.: Изд-во МГОУ, 2011.
4. Транзисторы и полупроводниковые диоды / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1963. – 644 с. – ISBN 978-5-4458-4115-9; То же [Электронный ресурс]. - URL: <http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=212707>
5. Данилов В.С. Анализ работы и применение активных полупроводниковых элементов: учебное пособие / В.С. Данилов, Ю.Н. Раков. – Новосибирск: НГТУ, 2014. – 418 с. : табл., граф., схем., ил. - (Учебники НГТУ). – Библиогр. То же [Электронный ресурс]. - URL: <http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=436202>

Учебно-методическое издание
**А.А. Зайцев, И.Н. Зайцева,
Э.И. Исакович, Н.А. Фортунова**

**Методические указания
к выполнению лабораторных работ по курсу
«РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
И СИГНАЛЫ»**

*Техническое исполнение – В. М. Гришин
Технический редактор – О.А. Ядыкина*

Лицензия на издательскую деятельность
ИД № 06146. Дата выдачи 26.10.01
Формат 60 x 84 /16. Гарнитура Times. Печать трафаретная.
Печ.л. 8,6 Уч.-изд.л. 8,0
Тираж 300 экз. (1-й завод 1-30 экз.). Заказ 181

Отпечатано с готового оригинал-макета на участке оперативной полиграфии
Елецкого государственного университета им. И.А.Бунина.

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина»
399770, г. Елец, ул. Коммунаров, 28,1