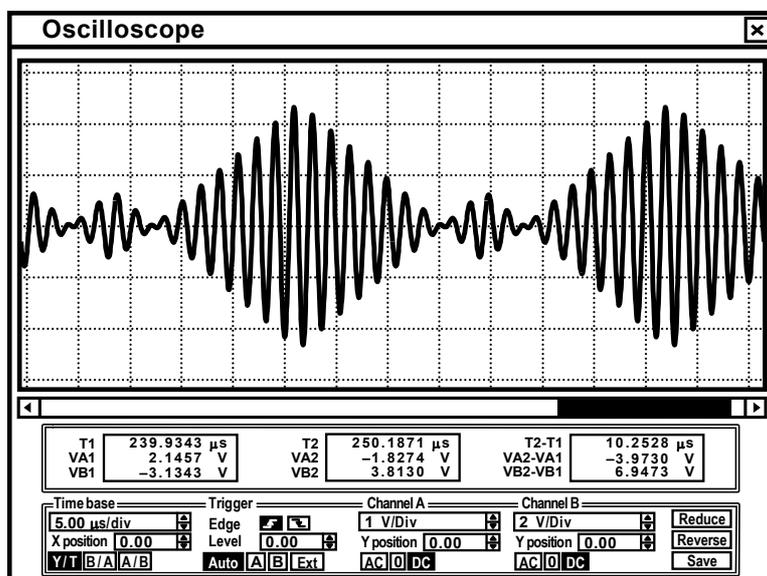


А. В. Останков

# РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ

Лабораторный практикум



Воронеж 2022

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Воронежский государственный технический университет»

**А. В. Останков**

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ  
И СИГНАЛЫ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО  
ОБУЧЕНИЯ**

Лабораторный практикум

Воронеж 2022

УДК 621.37(075.8)

ББК 32.84я7

О-76

**Рецензенты:**

*кафедра информационной безопасности и систем связи  
Международного института компьютерных технологий (Воронеж);  
Н. Н. Щетинин, канд. техн. наук, ст. преподаватель кафедры основ  
радиотехники и электроники Воронежского института ФСИН России*

**Останков, А. В.**

**Радиотехнические цепи и сигналы для дистанционного обучения:** лабораторный практикум [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые и граф. данные (2,7 Мб) / А. В. Останков. – Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2022. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Систем. требования: ПК 500 и выше; 256 Мб ОЗУ; Windows XP; SVGA с разрешением 1024x768; Adobe Acrobat; CD-ROM дисковод; мышь. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7731-1013-2

Изложены рекомендации к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы» применительно к условиям дистанционного обучения.

Предназначен для студентов третьего курса направления 11.03.01 «Радиотехника» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Ил. 86. Табл. 50. Библиогр.: 4 назв.

**УДК 621.37(075.8)  
ББК 32.84я7**

*Издается по решению редакционно-издательского совета  
Воронежского государственного технического университета*

ISBN 978-5-7731-1013-2

© Останков А. В., 2022

© ФГБОУ ВО «Воронежский  
государственный технический  
университет», 2022

## ВВЕДЕНИЕ

Изучение большинства радиотехнических дисциплин в условиях дистанционного обучения осложняется необходимостью удалённого выполнения лабораторных работ. Реализация удалённого лабораторного практикума возможна в основном двумя способами.

Первый заключается в создании специальных лабораторий с удалённым доступом, которые призваны дублировать лабораторные работы очного обучения и позволять студентам работать с реальным оборудованием, ставить физические эксперименты из любой точки страны. Заметим, что подобные автоматизированные лаборатории со специальным программным обеспечением, позволяющим сопрягать аппаратную часть установки с программной надстройкой, являются дорогостоящими. Их реализация не может быть осуществлена в кратчайшие сроки и является перспективой на будущее.

Второй способ, который может быть использован уже сейчас, заключается в переходе в лабораторных работах от использования реального физического оборудования к имитационному (математическому) моделированию, то есть к использованию виртуальных установок, реализованных в подходящем программном обеспечении. Такой подход экономически более эффективен, однако, требует наличия у студентов программного обеспечения и методических рекомендаций.

В настоящее время известно большое количество пакетов имитационного моделирования: Altium Designer, AutoCAD Electrical, Proteus, OrCAD, PSpice, NI MultiSim, Micro-Cap, LabView, EveryCircuit, CircuitMaker, Qucs и др. Наблюдается устойчивая тенденция к выравниванию возможностей разных моделирующих программ. Специалист, привыкший к тому или другому пакету, не испытывает жесткой потребности в смене симулятора по причине баланса возможностей. Среди симуляторов схемотехнической направленности в вузах наиболее популярны два пакета: Micro-Cap и ранняя версия NI MultiSim – Electronics Workbench. По мнению многих педагогов наиболее простым и легко осваиваемым пользовательским интерфейсом обладает именно симулятор Electronics Workbench (EWB). Симулятор позволяет максимально приблизить процедуру моделирования к эксперименту, обеспечивая при этом возможность многопланового исследования свойств цепей с получением достоверных результатов. Информация, минимально необходимая для работы в симуляторе Electronics Workbench, приведена в прил. 1.

Настоящее учебное пособие предназначено для методической поддержки лабораторных работ по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы» преимущественно в схемотехническом симуляторе Electronics Workbench. Малая часть лабораторных работ выполняется исключительно методом математического моделирования в системе компьютерного моделирования MathCAD.

Основной целью лабораторных работ по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы» является проверка, углубление и закрепление теоретических

положений, приобретение новых знаний практического характера. В ходе выполнения лабораторных работ осваиваются типовые методики ведения экспериментальных исследований, формируются навыки работы с измерительной аппаратурой, вычислительной техникой и современными программами математического и схемотехнического моделирования.

Перед непосредственным выполнением каждой лабораторной работы студент обязан выполнить предварительное задание, которое предполагает:

1) изучение (повторение) теоретического материала по соответствующей теме, уяснение содержания работы, её основной цели и определяемых содержанием работы способов её достижения;

2) выполнение подготовительных расчётов.

По ходу выполнения лабораторной работы студент формирует отчёт в электронной форме.

Отчёт оформляется на страницах формата А4 в книжной ориентации с обязательным указанием Ф.И.О. и группы студента, названия лабораторной работы и её цели. Далее следуют разделы лабораторного задания, в каждом из которых отражаются результаты выполнения подготовительных расчётов, краткое содержание лабораторного задания. Кроме того, приводятся необходимые структурные схемы, иллюстрирующие методику проведения экспериментов, а также электрические схемы исследуемых радиотехнических цепей, таблицы и графики (с разлиновкой), которые заполняются в ходе эксперимента. В разделах лабораторных заданий приводятся расчёты и промежуточные выводы. Выводы следует формулировать по каждому разделу задания и носить они должны строго конкретный, вытекающий только из результатов эксперимента характер. В конце отчёта формулируется заключение.

Размер шрифта текста отчёта – 14, цвет шрифта – чёрный. В прил. 2 показан пример оформления отчёта в соответствии с действующими требованиями стандарта ВГТУ.

Защита каждой лабораторной работы предполагает объяснение полученных экспериментальных результатов, ответы на теоретические вопросы, решение микрозадач, связанных с тематикой проведённых исследований, или тестирование с использованием специально разработанного программного средства. Зачёт по проделанной работе должен быть сдан до начала следующей.

Представленные в лабораторном практикуме иллюстрации являются авторскими.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

### ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ ПРИ ИХ ТИПОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ

#### 1.1. Цель работы

**Цель работы** заключается в выявлении взаимосвязи между временной и спектральной формами представления сигналов, исследовать влияние типовых преобразований временной формы сигналов на их амплитудные и фазовые спектры.

#### 1.2. Краткие теоретические сведения

С теоретическими сведениями по теме работы можно ознакомиться в учебных пособиях: [1, с. 8-48], [2, с. 33-56; 97-103], [3, с. 38-40; 42-47; 50-55; 74-82].

#### 1.3. Задания и указания к их выполнению

Работа выполняется индивидуально на персональном компьютере с использованием программного файла «Временные и спектральные характеристики сигналов при их типовых преобразованиях (!).xmcadz», активируемого в системе компьютерной математики MathCAD. Номер варианта (№) совпадает с порядковым номером студента в журнале.

Загрузить программный файл. Установить параметры исходного периодического сигнала, полагая, что параметр «Форма» совпадает с номером варианта, период составляет 2 мс, скважность равна двум.

##### 1.3.1. Исследование спектральных и корреляционных функций исходного сигнала при изменении длительности его импульсов

Получить с использованием программы моделирования временную и спектральные диаграммы, а также автокорреляционную функцию (АКФ) исходного сигнала. Диаграммы скопировать в отчёт. Указать экспериментальное значение практической ширины спектра сигнала, полагая, что в её пределах сосредоточено не менее 95 процентов мощности сигнала.

Исследовать влияние длительности импульсов (при фиксированной величине периода) на спектр и АКФ сигнала. Для этого сначала увеличить скважность до трёх, а затем ещё в два раза. Внести в отчёт новые диаграммы и оценить их изменения. Указать практическую ширину спектров сигнала. Получить и привести в отчёте две зависимости ширины спектра сигнала от его длительности при 95 и 90 процентах мощности сигнала, сосредоточенной в пределах ширины спектра. Сделать выводы.

### **1.3.2. Исследование влияния гармоник низшего и высшего порядков на форму импульсов сигнала**

Установить скважность импульсов, равную трём. Выявить влияние гармоник высшего порядка на форму импульсов сигнала, для чего ограничить (в разд. 2 компьютерной программы) число гармоник, учитываемых при синтезе, сначала величиной 30, а затем — 10. Временные диаграммы синтезированных импульсов внести в отчёт и сравнить их с исходным сигналом. Указать величину погрешностей синтеза. Сделать вывод.

Вернуться к исходному числу учитываемых при синтезе гармоник ( $n_{\text{гарм}} = 500$ ). Выявить влияние гармоник низшего порядка на форму сигнала, для чего исключить из спектра сигнала сначала постоянную составляющую (установить  $n_{\text{искл}} = 0$ ), потом первую гармонику ( $n_{\text{искл}} = 1$ ), а затем вторую гармонику ( $n_{\text{искл}} = 2$ ). Временные диаграммы синтезированных импульсов внести в отчёт и сравнить с диаграммой исходного сигнала. Указать величину погрешностей выполненного синтеза сигнала. Сделать вывод.

Перейти к разд. 5 моделирующей программы и, установив «Сглад» = 1, активировать сглаживание сигнала (для деактивации дифференцирования указать «Дифф» = 0). Устанавливая поочередно параметр сглаживания, равным 10, 20, 30, фиксировать временную диаграмму и спектр амплитуд сигнала. Проанализировать полученные результаты, сделать вывод.

### **1.3.3. Проверка теорем о спектрах: теорем запаздывания, инверсии времени и подобия**

Перейти к разд. 3 компьютерной программы. Ввести задержку импульсов на  $\frac{1}{8}$  периода. Проанализировать спектр амплитуд и автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала. Сделать вывод. Спектр фаз и временную диаграмму сигнала привести в отчёте. Проверить теорему запаздывания, для чего измерить начальные фазы 4-й гармоники исходного и запаздывающего сигналов, найти их разность и сравнить с величиной  $\pi$  (произведением угловой частоты 4-й гармоники на  $\frac{1}{8}$  периода).

Ввести временную инверсию сигнала — «Инверсия» = 1. Проанализировать спектр амплитуд и АКФ сигнала. Сделать вывод. Спектр фаз и временную диаграмму сигнала привести в отчёте. Сравнить начальные фазы гармоник сигнала до и после его инверсии. Сделать вывод.

Установить коэффициент подобия сигналов равным «минус» единице. Проанализировать спектр амплитуд и АКФ сигнала. Сделать вывод. Спектр фаз и временную диаграмму сигнала привести в отчёте. Сравнить начальные фазы гармоник до и после введения подобия. Сделать вывод.

### 1.3.4. Проверка теорем о спектрах: интегрирование, дифференцирование и умножение сигнала на гармоническое колебание

Перейти к разд. 4 программы. Обнулить постоянную составляющую сигнала — «УбрПост» = 1. Включить интегрирование сигнала — «Интеграл» = 1. Временную и спектральные диаграммы, а также АКФ проинтегрированного сигнала скопировать в отчёт. Сделать вывод. Проверить теорему об интегрировании сигнала применительно к первой гармонике.

Перейти к разд. 5 программы. Активировать сглаживание фронтов импульсов — «Сглад» = 1. Включить дифференцирование сигнала — «Дифф» = 1. Установить параметр сглаживания, равным двум. Временную и спектральные диаграммы, а также АКФ продифференцированного сигнала скопировать в отчёт. Сделать вывод. Проверить теорему о дифференцировании сигнала применительно к первой гармонике.

Перейти к разд. 6 компьютерной программы. Обеспечить умножение исходного сигнала на гармоническое колебание высокой частоты, установив частоту, равной  $(10+N_0)$  кГц. Временную, спектральные диаграммы и АКФ преобразованного сигнала скопировать в отчёт. Сделать вывод. Проверить теорему о смещении спектра применительно к первой гармонике исследуемого сигнала.

#### Контрольные вопросы к защите работы

1. Что такое гармонический спектр сигнала? Спектр амплитуд? Спектр фаз? Каковы особенности гармонического спектра периодического колебания?

2. Что представляет собой гармоника в составе периодического процесса? Как определяется её частота, амплитуда и начальная фаза?

3. Запишите и поясните выражения для ряда Фурье и коэффициентов разложения в ряд периодического сигнала.

4. Изобразите спектр амплитуд и фаз периодической последовательности прямоугольных импульсов произвольной скважности. Укажите их характерные точки и свяжите их значения с параметрами импульсов.

5. Как влияют на спектр амплитуд последовательности импульсов её параметры: амплитуда, длительность и период повторения импульсов?

6. Какой вклад в формирование импульсов вносят гармоники: низшего порядка? Высшего порядка?

7. Что такое практическая ширина спектра сигнала? По каким критериям её можно определить? Как ширина спектра связана с длительностью импульсов периодического сигнала?

8. Как влияет скважность периодической последовательности импульсов: на вид её амплитудного спектра? На величину практической ширины спектра?

9. Как в инженерной практике может быть использована практическая ширина спектра сигнала? Как она должна соотноситься с полосой пропускания тракта обработки сигнала?

10. Запишите ряд Фурье в комплексной форме и формулы для вычисления коэффициентов разложения. Как определяются комплексные амплитуды гармоник сигнала?

11. Что такое АКФ сигнала? Каково её практическое назначение? Чем определяется величина пикового значения АКФ периодического (импульсного) сигнала?

12. Сформулируйте теорему запаздывания. Как влияет временная задержка сигнала на его спектр амплитуд и фаз? Почему АКФ сигнала при его запаздывании не изменяется?

13. В чём суть теоремы о сумме спектров? Можно ли при отыскании амплитуд гармоник суммарного сигнала просто складывать амплитуды гармоник составляющих сигнала?

14. В чём состоят изменения спектра амплитуд и фаз, а также АКФ сигнала при его временной инверсии?

15. Какие изменения характерны для спектра амплитуд и фаз сигнала после его дифференцирования (интегрирования)?

16. Что происходит со спектром сигнала и его АКФ при умножении мгновенных значений сигнала на высокочастотное гармоническое колебание?

17. Сформулируйте теорему об изменении масштаба времени. Каким трансформациям подвергнется спектр амплитуд и фаз, АКФ сигнала при увеличении длительности сигнала фиксированной амплитуды? Фиксированной мощности?

18. Чем схожи и чем отличаются спектры одиночного импульсного сигнала и его периодической последовательности?

19. Каковы основные свойства комплексной спектральной плотности импульсного сигнала? Как на её основе рассчитать спектр периодической последовательности таких импульсов?

20. В чём существо спектрального метода для анализа прохождения сигнала через линейную цепь?

**Литература:** [1, с. 8-48],  
[2, с. 33-56; 97-103],  
[3, с. 38-40; 42-47; 50-55; 74-82].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

### ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

#### 2.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально установить связь между временными диаграммами и спектральными характеристиками радиосигналов с амплитудной и угловой модуляцией.

#### 2.2. Краткие теоретические сведения

При амплитудной модуляции (АМ) пропорционально мгновенным значениям информационного сигнала  $s_{И}(t)$  изменяется огибающая амплитуд радиосигнала (рис. 1):

$$A(t) = K_{AM} \cdot s_{И}(t) + S_0, \quad (1)$$

где  $K_{AM}$  — крутизна модулятора (безразмерная величина);  
 $S_0$  — амплитуда несущего (модулируемого) колебания.

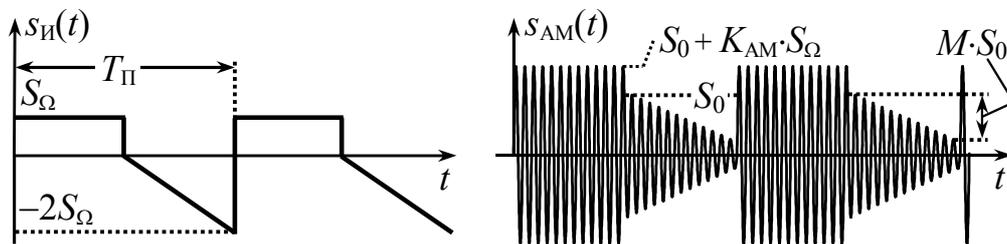


Рис. 1

Мгновенная частота  $f(t)$  и набег фазы  $\varphi(t)$  АМ-сигнала постоянны:  $f(t) = f_0$  ( $f_0$  — частота несущего колебания),  $\varphi(t) = 0$ . Выражение для АМ-сигнала ( $\psi_0$  — начальная фаза несущей) —

$$s_{AM}(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \psi_0) = [K_{AM} \cdot s_{И}(t) + S_0] \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \psi_0). \quad (2)$$

Коэффициент амплитудной модуляции ( $M$ ) АМ-сигнала определяется отношением к амплитуде несущей  $S_0$  максимального абсолютного отклонения огибающей амплитуд  $A(t)$  от амплитуды несущей  $S_0$ :

$$M = \max|A(t) - S_0| / S_0 = K_{AM} \cdot \max|s_{И}(t)| / S_0. \quad (3)$$

Теоретически коэффициент АМ может принимать значения от 0 до  $\infty$ , практически – при равном отклонении  $s_{И}(t)$  «вверх» и «вниз» от нуля – значение  $M$  не превышает единицы.

Гармонический спектр амплитуд АМ-сигнала при модуляции периодическим сигналом  $s_{И}(t)$  (рис. 2) определяется:

— спектральной составляющей с частотой несущей  $f_0$  амплитуды  $S_0 + K_{AM} \cdot S_-$ , где  $S_-$  – постоянная составляющая информационного сигнала  $s_{И}(t)$ ;

— верхней боковой полосой – группой гармоник, являющей собой копию гармонического спектра амплитуд информационного сигнала, масштабированную с коэффициентом  $K_{AM}/2$  и смещённую вверх по оси частот на частоту несущей  $f_0$ ;

— нижней боковой полосой – зеркальной копией верхней полосы относительно составляющей с частотой несущей.

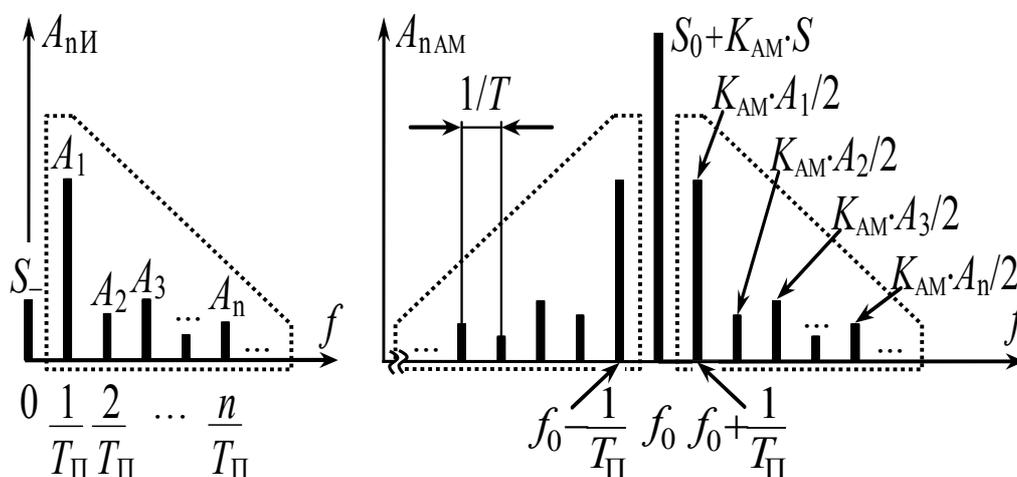


Рис. 2

Разнос по частоте соседних составляющих спектра равен частоте модуляции  $F_M = 1/T_{\Pi}$ , которая соответствует основной частоте периодического информационного сигнала.

При частотной модуляции (ЧМ) амплитуда радиосигнала постоянна и равна амплитуде модулируемого колебания  $S_0$ , а пропорционально мгновенным значениям информационного модулирующего сигнала  $s_{И}(t)$  изменяется отклонение мгновенной частоты от частоты несущей (рис. 3):

$$f(t) - f_0 = K_{\text{ЧМ}} \cdot s_{И}(t), \quad (4)$$

где  $K_{\text{ЧМ}}$  – крутизна частотного модулятора, Гц/В.

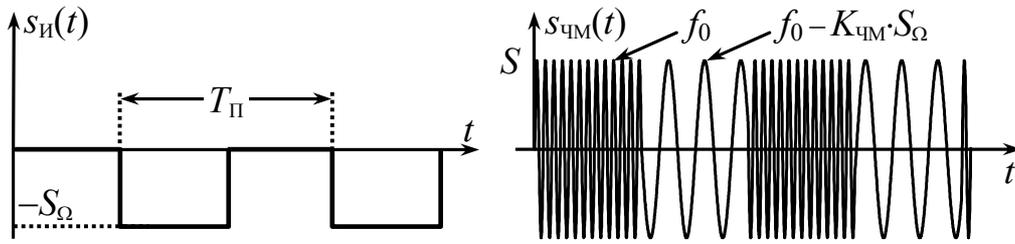


Рис. 3

Набег фазы ЧМ-сигнала равен интегралу от  $s_{И}(t)$ :

$$\varphi(t) = K_{\text{ЧМ}} \cdot \int_{t_0}^t s_{И}(t) dt, \quad (5)$$

где  $t_0$  – точка отсчёта набег фазы, совпадающая с моментом начала  $s_{И}(t)$  или его периода.

Заметим, что при  $t_0 = 0$  значение полной текущей фазы радиосигнала  $\Psi(t) = 2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t) + \psi_0$  определяет начальную фазу  $\psi_0$ . Аналитическое выражение ЧМ-сигнала –

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + K_{\text{ЧМ}} \cdot \int_{t_0}^t s_{И}(t) dt + \psi_0). \quad (6)$$

При фазовой модуляции (ФМ) амплитуда радиосигнала постоянна и равна амплитуде несущей ( $A(t) = S_0$ ), а набег фазы изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего сигнала (рис. 4):

$$\varphi(t) = K_{\text{ФМ}} \cdot s_{И}(t), \quad (7)$$

где  $K_{\text{ФМ}}$  – крутизна фазового модулятора, рад/В.

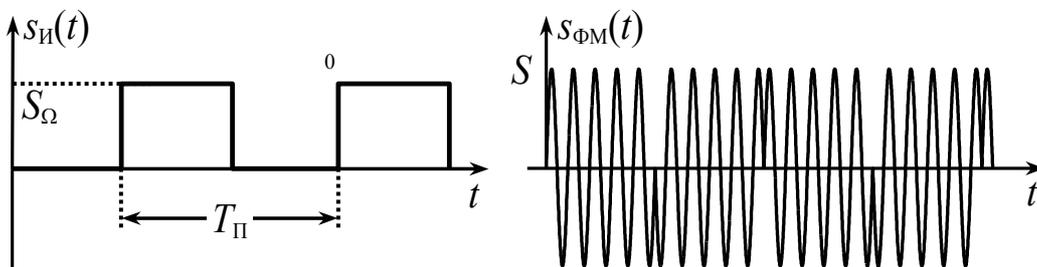


Рис. 4

Мгновенная частота ФМ-сигнала определяется производной от модулирующего сигнала  $s_{И}(t)$ :

$$f(t) = f_0 + 1/(2\pi) \cdot K_{\text{ФМ}} \cdot ds_{\text{И}}(t)/dt. \quad (8)$$

Аналитическое выражение ФМ-колебания имеет вид

$$s_{\text{ФМ}}(t) = S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + K_{\text{ФМ}} \cdot s_{\text{И}}(t) + \psi_0). \quad (9)$$

Девияция частоты — максимальное абсолютное отклонение мгновенной частоты сигнала с угловой модуляцией (УМ: ЧМ или ФМ) от частоты несущего колебания:

$$F_{\text{д}} = \max|f(t) - f_0|. \quad (10)$$

Индекс модуляции — максимальное абсолютное значение набегу фазы радиосигнала (ФМ, ЧМ):

$$m = \max|\varphi(t)|. \quad (11)$$

Ведущим (основным) параметром ЧМ-сигнала, т.е. зависящим только от максимального абсолютного мгновенного значения информационного сигнала, но не от его длительности, периода или частоты модуляции, является девияция частоты, которая согласно (10) и (4) определяется как  $F_{\text{д ЧМ}} = K_{\text{ЧМ}} \cdot \max|s_{\text{И}}(t)|$ . Ведущим параметром ФМ-сигнала соответственно является индекс модуляции:  $m_{\text{ФМ}} = K_{\text{ФМ}} \cdot \max|s_{\text{И}}(t)|$ .

Для частного случая угловой модуляции — гармоническим колебанием  $s_{\text{И}}(t) = S_{\Omega} \cdot \cos(2\pi \cdot F_{\text{М}} \cdot t + \phi)$  (так называемой тональной модуляции) — справедливо простое соотношение, связывающее индекс модуляции и девию частоты:

$$m = F_{\text{д}}/F_{\text{М}}. \quad (12)$$

При тональной угловой модуляции гармонический спектр амплитуд радиосигнала (ЧМ или ФМ) содержит неограниченное число спектральных составляющих с частотами  $f_0 + n \cdot F_{\text{М}}$ , где  $n$  — номер составляющей ( $n = 0, \pm 1, \dots$ ). Амплитудный спектр является симметричным (рис. 5) относительно частоты несущей; амплитуды спектральных составляющих определяются значениями функций Бесселя:

$$A_n \text{ УМ ГС} = S_0 \cdot |J_n(m)|, \quad (13)$$

где  $J_n(m)$  — функция Бесселя  $n$ -го порядка вещественного переменного  $m$  (рис. 6).

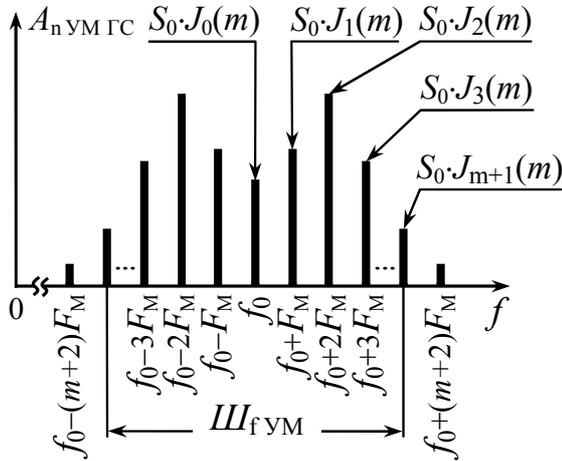


Рис. 5

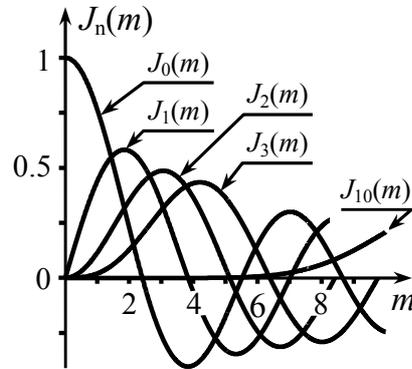


Рис. 6

Функции Бесселя при фиксированном значении индекса модуляции  $m$  с ростом номера  $n$  в среднем затухают, поэтому при расчёте амплитудного спектра обычно ограничиваются учётом спектральных составляющих, заключённых между «минус»  $(m + 1)$ -й и «плюс»  $(m + 1)$ -й гармониками. Тогда практическая ширина спектра при тональной угловой модуляции определяется приближённо выражением

$$\text{Ш}_{f \text{ УМ}} = 2 \cdot (m + 1) \cdot F_M = 2 \cdot (F_D + F_M). \quad (14)$$

Если при угловой модуляции тональным колебанием гармонический спектр радиосигнала рассчитать несложно, то задача нахождения спектра в случае модуляции импульсными многочастотными сигналами (рис. 7, б, в — периодической последовательностью пилообразных ( $\nabla$ ) или прямоугольных ( $\square$ ) импульсов) может вызвать определённую трудность, так как предложить универсальный способ аналитического расчёта спектра ЧМ- и ФМ-сигналов, к сожалению, невозможно.

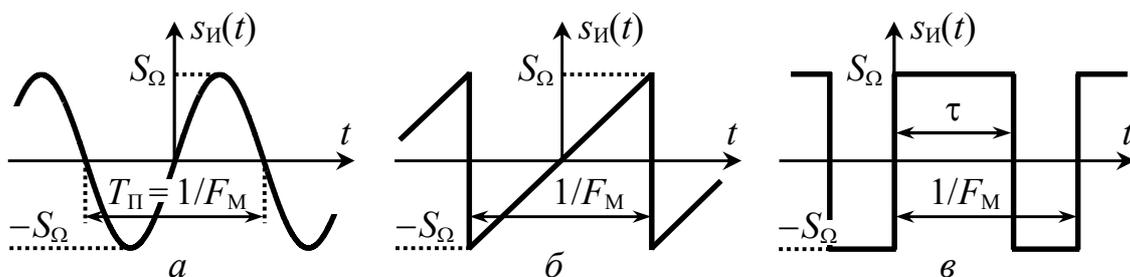


Рис. 7

Каждый случай аналитического расчёта спектра сигнала с УМ требует особого подхода. В прил. 2 приведены примеры аналитического расчёта гармонического спектра амплитуд радиосигнала при  $\Delta$ -й и  $\square$ -й формах модулирующего сигнала и трёх типах модуляции.

### 2.3. Подготовительное расчётное задание

Работа выполняется индивидуально. Номер варианта совпадает с порядковым номером студента в журнале. Исходные данные указаны в табл. 1 со ссылками на табл. 2, 3 и 5.

Таблица 1

Номер варианта	Позиция в табл. 2	Позиция в табл. 3	Позиция в табл. 5	Номер варианта	Позиция в табл. 2	Позиция в табл. 3	Позиция в табл. 5	Номер варианта	Позиция в табл. 2	Позиция в табл. 3	Позиция в табл. 5
1	①	⑨	⑧	11	②	③	④	21	③	⑤	④
2	②	⑦	⑨	12	③	④	⑤	22	④	⑧	⑥
3	③	⑧	⑦	13	④	⑤	⑥	23	⑤	③	④
4	④	⑥	⑤	14	⑤	⑥	⑦	24	⑥	②	①
5	⑤	④	⑥	15	⑥	⑦	⑧	25	⑦	②	③
6	⑥	⑤	④	16	⑦	⑧	⑨	26	⑧	③	⑦
7	⑦	③	②	17	⑧	⑨	①	27	⑨	④	⑤
8	⑧	①	③	18	⑨	①	⑧	28	①	⑤	⑥
9	⑨	②	①	19	①	⑧	⑨	29	②	⑥	⑦
10	①	②	③	20	②	⑥	⑦	30	③	⑦	⑧

**2.3.1.** Изобразить в масштабе временную диаграмму радиосигнала, модулированного по амплитуде периодической последовательностью импульсов заданной в табл. 1 и 2 формы. Изучить и кратко изложить методику аналитического расчёта спектра заданного АМ-сигнала. На основе аналитических соотношений рассчитать и изобразить в масштабе спектр амплитуд заданного АМ-сигнала (в пределах практической ширины – по уровню 0,05 от амплитуды несущей).

щей в спектре сигнала). Амплитуду несущей на входе модулятора взять равной  $S_0$ , частоту несущей –  $f_0$ , частоту модуляции –  $F_M$ , коэффициент модуляции –  $M$ , длительность импульсов  $\square$ -й формы –  $\tau$  (табл. 2).

Таблица 2

Позиция	$S_0$ , В	$f_0$ , Гц	$s_{И}(t)$	$F_M$ , Гц	$\tau/T_{П}$	$M$
①	10	46		4,0	–	1,0
②	15	55		3,0	–	0,9
③	20	48		1,5	1/3	0,8
④	25	50		5,0	–	0,7
⑤	30	62		6,0	–	0,6
⑥	35	54		5,0	2/3	0,5
⑦	40	48		4,0	–	0,8
⑧	45	50		3,5	–	0,7
⑨	50	55		2,0	1/5	0,6
 – рис. 7, а;  – рис. 7, б;  – рис. 7, в.						

Рекомендации. Расчёт спектра АМ-сигнала следует выполнять по методике, изложенной в п. 2.2, или с использованием формул, полученных в прил. 3. В первом случае считать, что амплитуда модулирующего сигнала  $S_{\Omega} = 1$  В, крутизна модулятора  $K_{АМ} = M \cdot S_0 / S_{\Omega}$ , амплитуды гармоник модулирующего сигнала определяются как  $A_{nИ} = \{0 \text{ при } n = 0; 2S_{\Omega} / (\pi \cdot n) \text{ при } n > 0\}$  – для -х импульсов и  $A_{nИ} = \{S_{\Omega} \cdot (2\tau \cdot F_M - 1) \text{ при } n = 0; 4S_{\Omega} \cdot \tau \cdot F_M \times |\text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M)| \text{ при } n > 0\}$  – для -х импульсов.

**2.3.2.** Изобразить в масштабе временную диаграмму колебания с ЧМ периодическим сигналом заданной в табл. 1 и 3 формы. Кратко изложить методику аналитического расчёта спектра заданного ЧМ-сигнала. На основе аналитических соотношений рассчитать и изобразить в отчёте спектр амплитуд заданного ЧМ-сигнала (в пределах практической ширины — по уровню 0,05 от амплитуды наиболее интенсивной гармоники). При расчётах амплитуду сигнала взять равной  $S_0$ , частоту несущей —  $f_0$ , частоту модуляции —  $F_M$ , девиацию частоты —  $F_D$ , длительность -х импульсов —  $\tau$  (табл. 3).

Рекомендации. Спектр амплитуд ЧМ-сигнала при модуляции гармоническим сигналом следует рассчитывать по формуле (13) с использованием данных табл. 4 до  $(m + 1)$ -й боковой составляющей, где  $m = F_D / F_M$  – индекс модуляции. Методика и аналитические соотношения для расчёта спектра ЧМ-сигналов при

модуляции периодической последовательностью  $\square$ -х и  $\sphericalangle$ -х импульсов приведены в прил. 3.

Таблица 3

Позиция	$S_0, В$	$f_0, Гц$	$s_{и}(t)$	$F_M, Гц$	$\tau/T_{П}$	$F_D, Гц$
①	10	54	$\sphericalangle$	6	–	18
②	20	50	$\sphericalangle$	5	–	20
③	30	52	$\square$	4	1/4	16
④	40	51	$\sphericalangle$	3	–	18
⑤	50	56	$\sphericalangle$	7	–	17
⑥	40	54	$\square$	6	2/7	21
⑦	30	60	$\sphericalangle$	4	–	16
⑧	20	64	$\sphericalangle$	8	–	19
⑨	10	60	$\square$	6	1/2	24

$\sphericalangle$  – рис. 7, а;  $\sphericalangle$  – рис. 7, б;  $\square$  – рис. 7, в.

Таблица 4

$m$	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$	$J_4(m)$	$J_5(m)$	$J_6(m)$	$J_7(m)$	$J_8(m)$
1	+0,765	+0,440	+0,115	+0,020	+0,002	+0,000	+0,000	+0,000	+0,000
2	+0,224	+0,577	+0,353	+0,129	+0,034	+0,007	+0,001	+0,000	+0,000
3	–0,260	+0,339	+0,486	+0,309	+0,132	+0,043	+0,011	+0,003	+0,000
4	–0,397	–0,066	+0,364	+0,430	+0,281	+0,132	+0,049	+0,015	+0,004
5	–0,178	–0,328	+0,047	+0,365	+0,391	+0,261	+0,131	+0,053	+0,018
6	+0,151	–0,227	–0,243	+0,115	+0,358	+0,362	+0,246	+0,130	+0,056
7	+0,300	–0,005	–0,301	–0,168	+0,158	+0,348	+0,339	+0,234	+0,128

**2.3.3.** Изобразить в масштабе временную диаграмму колебания с фазовой модуляцией периодическим сигналом заданной в табл. 1 и 5 формы. Кратко изложить методику аналитического расчёта спектра заданного ФМ-сигнала. На основе аналитических соотношений рассчитать и изобразить в отчёте спектр амплитуд заданного ФМ-сигнала (в пределах практической ширины — по уровню 0,1 от амплитуды наиболее интенсивной гармоники). При расчётах амплитуду сигнала взять равной  $S_0$ , частоту несущей —  $f_0$ , частоту модуляции —  $F_M$ , индекс модуляции —  $m$ , длительность  $\square$ -х импульсов —  $\tau$  (табл. 5).

Рекомендации. Спектр амплитуд ФМ-сигнала при модуляции гармоническим колебанием следует рассчитывать по формуле (13) с использованием дан-

ных табл. 4 до  $(m + 1)$ -й боковой составляющей, где  $m$  – индекс модуляции. Методика и соотношения для расчёта спектра при модуляции последовательностью  $\square$ -х и  $\sphericalangle$ -х импульсов приведена в прил. 3.

Таблица 5

Позиция	$S_0$ , В	$f_0$ , Гц	$s_{и}(t)$	$F_M$ , Гц	$\tau/T_{\Pi}$	$m$
①	50	57	$\sphericalangle$	3	–	5
②	45	64	$\sphericalangle$	8	–	$5\pi/2$
③	40	56	$\square$	7	1/4	$\pi/2$
④	35	52	$\sphericalangle$	5	–	4
⑤	30	63	$\sphericalangle$	7	–	$3\pi/2$
⑥	25	72	$\square$	6	3/4	$\pi/2$
⑦	20	64	$\sphericalangle$	4	–	6
⑧	15	48	$\sphericalangle$	2	–	$7\pi/2$
⑨	10	60	$\square$	5	1/3	$\pi/2$
$\sphericalangle$ – рис. 7, а; $\sphericalangle$ – рис. 7, б; $\square$ – рис. 7, в.						

## 2.4. Описание виртуального стенда

Работа выполняется на персональном компьютере с использованием программного файла «Временные и спектральные характеристики модулированных сигналов.xmcdz», активируемого в системе компьютерной математики MathCAD.

Программа предназначена для качественного и количественного исследования временных и спектральных характеристик модулированных сигналов, формируемых виртуальным идеальным модулятором АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов с модуляцией периодической последовательностью импульсов (рис. 7).

Программа имеет простой и дружелюбный интерфейс, позволяющий легко изменять установленные по умолчанию параметры модулирующего сигнала, несущего колебания и генерируемого радиосигнала в целом. После задания исходных данных производится расчёт временной и спектральной диаграмм радиосигнала, отображаемых графически. Расчёт спектра выполняется с использованием быстрого преобразования Фурье. В программе имеется возможность копирования и поточечной оцифровки графиков. Ширина спектра радиосигнала по заданному уровню от амплитуды наибольшей гармоники определяется автоматически.

## 2.5. Задания и указания к их выполнению

### 2.5.1. Исследование амплитудной модуляции

Для заданной формы модулирующего сигнала, амплитуды  $S_0$  и частоты несущей  $f_0$ , частоты модуляции  $F_M$ , коэффициента модуляции  $M$ , длительности импульсов  $\square$ -й формы  $\tau$  (см. табл. 1 и 2) получить с использованием программы моделирования временную и спектральную диаграммы АМ-колебания. Диаграммы скопировать в отчёт. Сопоставить экспериментально полученный амплитудный спектр с расчётным. Выявить и объяснить отличия. Указать экспериментальное значение практической ширины спектра АМ-сигнала.

Исследовать влияние частоты несущей  $f_0$  и частоты модуляции  $F_M$  на временную диаграмму и спектр АМ-сигнала. Для этого сначала увеличить частоту  $f_0$  на (20...30) %, а затем изменить в два раза частоту модуляции  $F_M$ . Внести в отчёт новые диаграммы. Оценить изменения диаграмм. Обратить внимание на практическую ширину спектра. Сделать выводы.

Выявить влияние коэффициента амплитудной модуляции на временную диаграмму и спектр АМ-сигнала. Для этого изменить (сначала уменьшить, а затем увеличить) в 1,5-2 раза коэффициент  $M$ . Полученные диаграммы внести в отчёт и оценить их изменения. Сделать вывод.

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов  $\tau$  (для вариантов 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30). Для этого уменьшить, а затем увеличить в 1,5-2 раза значение длительности модулирующих  $\square$ -х импульсов (учесть, что значение  $\tau$  ограничено сверху:  $\tau \leq 1/F_M$ ). Зафиксировать полученные диаграммы. Выявить изменения в спектре амплитуд и его практической ширины. Сделать вывод.

### 2.5.2. Исследование частотной модуляции

Сформировать колебание с ЧМ и заданной формой модулирующего сигнала, значениями амплитуды  $S_0$ , несущей частоты  $f_0$ , частоты модуляции  $F_M$ , девиации частоты  $F_d$  и длительности импульсов  $\square$ -й формы  $\tau$  (табл. 1, 3). Зафиксировать осциллограмму и спектральную диаграмму радиосигнала. Измерить амплитуды спектральных составляющих и сравнить их с расчётными. Указать экспериментальную ширину спектра.

Исследовать влияние на временную диаграмму и спектр радиосигнала девиации частоты  $F_d$ , сначала уменьшив, а затем увеличив её на 50 %. Зафиксировать новые диаграммы, оценить их изменения, сделать вывод. Отследить, как изменяется ширина спектра сигнала при вариации  $F_d$ . Результат отразить в виде графика, построенного по (4-5)-ти точкам.

Выявить влияние частоты модуляции  $F_M$  на временную диаграмму и спектр ЧМ-сигнала, сначала уменьшив, затем увеличив её значение в 1,5-2 раза.

Оценить изменения в зафиксированных диаграммах сигнала, сделать вывод. Проследить, как изменяется ширина спектра сигнала.

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов (для вариантов 1, 4, 7, 11, 14, 17, 20, 23, 26, 29). Для этого сначала уменьшить, а затем увеличить в 1,5-2 раза длительность импульсов  $\tau$  (учесть, что  $\tau$  не может превышать период  $1/F_M$ ) и оценить изменения спектра амплитуд, в том числе и по его практической ширине. Сделать вывод.

### 2.5.3. Исследование фазовой модуляции

Сформировать колебание с ФМ и заданной формой модулирующего сигнала, значениями амплитуды  $S_0$ , несущей частоты  $f_0$ , частоты модуляции  $F_M$ , индекса модуляции  $m$  и длительности импульсов  $\square$ -й формы  $\tau$  (см. табл. 1, 5). Зафиксировать осциллограмму и спектральную диаграмму сигнала. Измерить амплитуды спектральных составляющих и соотнести их с расчётными. Указать экспериментальную ширину спектра.

Исследовать влияние индекса модуляции  $m$  на временную диаграмму и спектр ФМ-сигнала. Для этого увеличить, а затем уменьшить на 50 % величину  $m$ , снять новые диаграммы, оценить их изменения, сделать вывод. Отследить, как изменяется практическая ширина спектра сигнала.

Выявить влияние частоты модуляции  $F_M$  на временную диаграмму и спектр ФМ-сигнала, сначала уменьшив, затем увеличив её значение в 1,5-2 раза. Выявить изменения во временных диаграммах сигнала. Сделать вывод. Установить, как при этом изменяется ширина спектра ФМ-сигнала.

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов (для вариантов 2, 5, 8, 10, 13, 16, 19, 22, 25 и 28). Для этого изменить значение длительности  $\square$ -х импульсов  $\tau$  (увеличить, а затем уменьшить в 1,5...2 раза, полагая, что  $\tau \leq 1/F_M$ ), и оценить изменившиеся параметры спектра амплитуд, в том числе и ширину спектра. Сделать вывод.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Как изменяется огибающая амплитуд, мгновенная частота и набег фазы АМ-сигнала? ФМ- и ЧМ-сигналов? Для заданного модулирующего сигнала изобразите осциллограмму соответствующего АМ-сигнала.

2. Охарактеризуйте спектр амплитуд и фаз АМ-сигнала с тональной модуляцией. Укажите соотношение между амплитудами (фазами) несущей и боковых спектральных составляющих? От каких параметров информационного сигнала зависит ширина спектра соответствующего АМ-колебания?

3. Как по осциллограмме колебания с АМ можно экспериментально оценить частоты несущей и модуляции, коэффициент амплитудной модуляции? Как те же параметры определить по спектру?

4. Дайте определение коэффициента амплитудной модуляции. Как его рассчитать при модуляции тоном? Импульсами? Каковы предельные значения коэффициента модуляции? Что такое перемодуляция? К каким отрицательным последствиям может привести наличие у радиосигнала перемодуляции?

5. Как рассчитать спектр АМ-колебания при модуляции произвольным периодическим сигналом, располагая спектром модулирующего сигнала? Чем определяется в этом случае практическая ширина спектра АМ-сигнала?

6. Что понимают под мгновенной частотой радиосигнала? Набегом фазы? Какова связь между ними? Для заданного модулирующего сигнала приведите диаграммы изменения частоты и набега фазы ЧМ- и ФМ-сигнала. Изобразите временные диаграммы соответствующих радиосигналов.

7. В чём заключается суть частотной модуляции? Фазовой модуляции? В чём сходство и различие между ЧМ- и ФМ-сигналами? Можно ли по осциллограмме однозначно указать, к какому виду модуляции – ЧМ или ФМ – относится колебание?

8. Что такое девиация частоты? Индекс модуляции сигнала? Какой параметр является ведущим для ЧМ-сигнала? ФМ-сигнала? Почему? Как связаны между собой девиация частоты и индекс модуляции при модуляции тоном? Импульсами?

9. Чем определяются амплитуды спектральных составляющих и практическая ширина спектра сигнала с угловой тональной модуляцией?

10. Как по осциллограмме ЧМ- или ФМ-колебания оценить девиацию частоты, частоту несущей, частоту модуляции? Как те же параметры определить по спектру ЧМ (ФМ)-сигнала?

11. Как трансформируется с увеличением частоты модуляции спектр амплитуд ФМ-сигнала? ЧМ-сигнала? Как изменяется при этом практическая ширина спектра радиосигнала?

12. В чём выражается изменение спектра амплитуд АМ-, ЧМ-, ФМ-сигнала при уменьшении амплитуды модулирующего сигнала?

13. Объясните, почему спектр амплитуд сигнала с ЧМ при импульсной модуляции может быть несимметричным относительно несущей. При каком условии амплитудный спектр ФМ-колебания, модулированного тем же сигналом, будет также несимметричным?

14. Изобразите качественно спектр амплитуд сигнала с линейной частотной модуляцией. Как изменится спектр амплитуд такого радиосигнала с ростом девиации частоты?

15. В чём проявляется сходство и различие спектров АМ- и ЧМ (ФМ)-радиосигналов при модуляции прямоугольными (пилообразными) импульсами?

16. Для указанного вида угловой модуляции (ЧМ или ФМ) и формы модулирующего сигнала ( $\sphericalangle$  или  $\square$ ) изложите методику аналитического расчёта спектра амплитуд.

**Литература:** [1, с. 54-73],  
[2, с. 106-131],  
[3, с. 92-97; 100-111].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

### ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

#### 3.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально выявить взаимосвязь между параметрами временных и частотных характеристик линейных электрических цепей на примере фильтров нижних частот.

#### 3.2. Краткие теоретические сведения

Фильтром нижних частот (ФНЧ) принято называть линейную радиотехническую цепь, предназначенную для передачи на выход с минимальным ослаблением колебания, частоты которого не превосходят частоты среза  $F_C$  фильтра. В то же время колебания с более высокими частотами в ФНЧ должны существенно ослабляться (рис. 8).

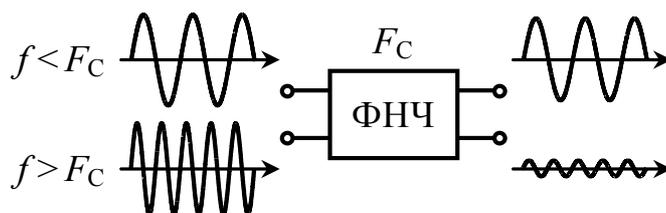


Рис. 8

Будем полагать, что на вход фильтра подается напряжение, сигнал с выхода снимается также в виде напряжения.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) цепи (обозначается  $K(f)$ ) представляет собой зависимость от частоты отношения амплитуды выходного гармонического напряжения в установившемся режиме к амплитуде гармонического напряжения на входе цепи. Типичные АЧХ реального ФНЧ показаны на рис. 9, а. Следует заметить, что максимальное значение АЧХ ( $K_0$ ) пассивного ФНЧ, реализованного в виде  $LC$ -цепи, за счёт проявления резонансов может превышать единицу. Частота среза АЧХ фильтра нижних частот ( $F_C$ ) ограничивает сверху диапазон частот, в пределах которого значения АЧХ отличаются от максимального значения  $K_0$  не более чем в  $\sqrt{2}$  раз. Интервал частот с верхней граничной частотой, равной частоте среза  $F_C$ , соответствует полосе пропускания ФНЧ ( $\Pi_f$ ), определяемой по уровню  $1/\sqrt{2} \approx 0.707$  или «минус» 3 дБ.

Фазочастотная характеристика цепи (ФЧХ, обозначается как  $\varphi(f)$ ) представляет собой зависимость от частоты разности фаз выходного и входного гармонических колебаний в установившемся режиме работы цепи. Типичная ФЧХ фильтра нижних частот показана на рис. 9, б.

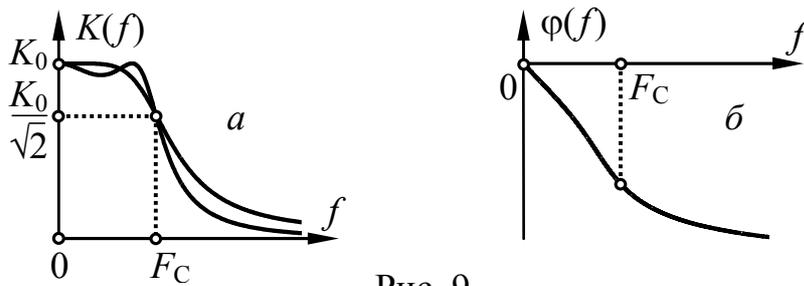


Рис. 9

Вследствие инерционности фильтра нижних частот сигнал на его выходе всегда запаздывает по времени относительно входного сигнала (при гармоническом характере сигналов наблюдается запаздывание по фазе). Время запаздывания (задержки) многочастотного негармонического сигнала в ФНЧ может быть оценено априори по наклону начального линейного участка ФЧХ:

$$t_3 \approx -\frac{1}{2\pi} \left. \frac{d\varphi(f)}{df} \right|_{f=0} \quad (15)$$

(если значения ФЧХ выражены в градусах, коэффициент  $1/(2\pi)$  заменяется на  $1/360^\circ$ ). Временем задержки обычно характеризуют фильтр второго или более высокого порядка ( $n \geq 2$ ). Напомним, что порядок цепи ( $n$ ) соответствует порядку дифференциального уравнения, описывающего переходные процессы в цепи. Оценка времени запаздывания  $t_3$  по формуле (15), как правило, совпадает по величине с постоянной времени фильтра  $\tau_\Phi$ :  $t_3 \approx \tau_\Phi$ . Постоянная времени цепи – есть интервал времени, по истечении которого огибающая свободного процесса в цепи затухает в  $e \approx 2.718$  раз по отношению к исходному значению. Параметр  $\tau_\Phi$  обычно используется для описания фильтров первого порядка.

Дельта-импульсом называют виртуальный сигнал (рис. 10, а), описываемый  $\delta$ -функцией:  $s_\delta(t) = S_0 \cdot T \cdot \delta(t)$ , где  $S_0$  и  $T$  – амплитудный и временной коэффициенты;  $\delta(t) = \{\infty, t = 0; 0, t \neq 0\}$ , причём площадь  $\delta$ -функции полагается равной единице. Дельта-импульс служит для математического описания реальных сигналов. Применительно к конкретной цепи сигнал, например, прямоугольный импульс (рис. 10, б) может быть заменен дельта-импульсом, если его длительность  $T$  существенно меньше постоянной времени ( $T \ll \tau_\Phi$ ), характеризующей продолжительность переходных процессов в цепи. Если рассуждать с частотных позиций, то ширина спектра сигнала  $\Delta f$ , претендующего на роль дельта-импульса для заданной цепи, должна значительно превышать полосу пропускания цепи ( $\Delta f \gg P_f$ ).

Импульсной характеристикой (ИХ) называют нормированный отклик  $g(t)$  линейной цепи на воздействие дельта-импульса при нулевых начальных условиях. Нормирование заключается в последующем делении всех значений от-

клика на площадь входного импульса ( $S_0 \cdot T$ ). Типичный вид импульсной характеристики ФНЧ (при  $n \geq 2$ ) показан на рис. 11.

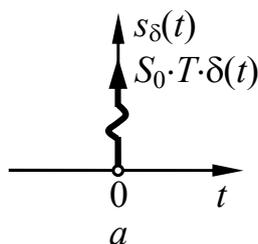


Рис. 10

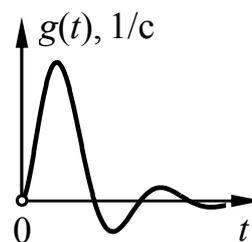
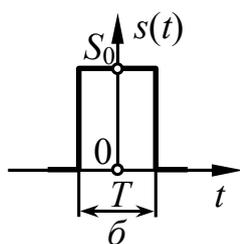


Рис. 11

Импульсная характеристика цепи связана с комплексным коэффициентом передачи обратным преобразованием Фурье:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot t} df = \int_{-\infty}^{\infty} K(f) \cdot e^{j\varphi(f)} \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot t} df, \quad (16)$$

откуда следует, что АЧХ цепи совпадает со спектральной плотностью амплитуд импульсной характеристики цепи. Это означает, например, что расширение (сужение) полосы пропускания ФНЧ приводит к сжатию (соответственно расширению) его импульсной характеристики и уменьшению (возрастанию) времени  $t_3$  (или  $\tau_\Phi$ ).

Переходной характеристикой линейной цепи называют её отклик  $h(t)$  на ступенчатое единичное воздействие, описываемое функцией  $1(t) = \{1, t \geq 0; 0, t < 0\}$ . Поскольку единичная функция  $1(t)$  связана с  $\delta$ -функцией интегральным преобразованием, то такая же связь характерна и для откликов  $h(t)$  и  $g(t)$ :

$$h(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt, \quad g(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \quad (17)$$

Переходную характеристику считают безразмерной, нормируя её значения к величине ступенчатого входного воздействия, каковым является 1 В.

Основное назначение импульсной и переходной характеристик цепи заключается в оценке реакции цепи на сложные воздействия с помощью интеграла свёртки (Дюамеля).

В идеальном случае ФНЧ пропускает с одинаковым коэффициентом передачи спектральные составляющие сигнала в полосе частот от нуля до  $F_C$  и полностью подавляет составляющие других частот. Это и определяет вид амплитудно-частотной характеристики идеального ФНЧ (рис. 12, а):

$$K_{\text{ИФНЧ}}(f) = \begin{cases} K_0 & \text{при } f \in [0, F_C], \\ 0 & \text{при } f \notin [0, F_C], \end{cases} \quad (18)$$

Однако прямоугольная АЧХ не гарантирует отсутствия искажений полезного сигнала (со спектром, ограниченным частотой  $F_C$ ) при его прохождении через ИФНЧ. Помимо сохранения формы амплитудного спектра сигнала необходимым условием отсутствия искажений является одинаковое время задержки в ИФНЧ всех спектральных составляющих колебания:  $t_3(f) = \text{const}$ . Последнее возможно только при наличии у ИФНЧ линейной фазочастотной характеристики (рис. 12, б):

$$\varphi_{\text{ИФНЧ}}(f) = -2\pi \cdot f \cdot t_3 \text{ при } f \in [0, F_C]. \quad (19)$$

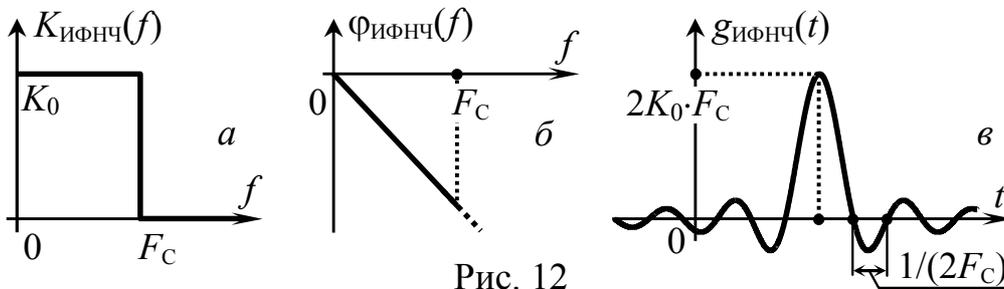


Рис. 12

Идеальный ФНЧ физически нереализуем: ни строгая равномерность АЧХ на каком-либо участке, ни её разрывы в каких-либо точках не могут быть воспроизведены на практике, так как соответствующая такой АЧХ импульсная характеристика

$$g_{\text{ИФНЧ}}(t) = 2K_0 \cdot F_C \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3)] \quad (20)$$

должна была бы отличаться от нуля на интервале, предшествующем моменту ( $t = 0$ ) воздействия порождающего ее дельта-импульса (рис. 12, в). Обратите внимание на то, что временной интервал между двумя соседними нулями импульсной характеристики ИФНЧ обратно пропорционален величине  $2F_C$ .

Реальная АЧХ должна быть гладкой кривой, без разрывов и строго горизонтальных участков, в том числе с бесконечным затуханием. Однако можно получить сколь угодно хорошее приближение к частотным характеристикам ИФНЧ, аппроксимировав их такими функциями, которые могут принадлежать физически реализуемой цепи.

Поскольку фильтрация сигналов представляет собой важную техническую проблему, ей было уделено серьёзное внимание и установлено, что ряд

аппроксимаций характеристик ИФНЧ отличаются особо удовлетворительными качествами. К ним можно отнести ставшие классическими аппроксимации по Баттерворту, Чебышёву, Бесселю и др. Передаточные функции (операторные коэффициенты передачи) таких фильтров описываются дробно-рациональными функциями вида

$$K(p) = \frac{A_m(p)}{B_n(p)} = \frac{a_m \cdot p^m + a_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}{b_n \cdot p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + b_0} \quad (21)$$

( $A_m(p)$  и  $B_n(p)$ ) – полиномы переменной  $p$  с действительными коэффициентами,  $n$  – порядок фильтра,  $n \leq m$ ) и могут быть заданы своими нормированными полюсами и нулями. Последние рассчитаны с высокой точностью для ФНЧ разных аппроксимаций и порядка и приводятся в справочной литературе.

Фильтры с заданной аппроксимацией частотных характеристик ИФНЧ могут быть реализованы, например, в виде лестничных  $LC$ -структур. Так, ФНЧ, передаточная функция которого не имеет нулей (так называемый полиномиальный фильтр), может быть синтезирован в виде цепи, показанной на рис. 13.

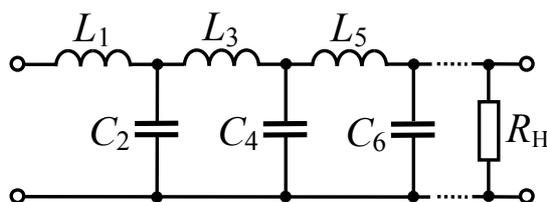


Рис. 13

Для расчёта параметров элементов фильтра, со схемой, показанной на рис. 13, достаточно выразить его операторный коэффициент передачи через искомые параметры  $L_i$ ,  $C_i$  и сопоставить с передаточной функцией, определяемой по известным полюсам. Приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях  $p$ , несложно получить систему уравнений относительно параметров  $L_i$  и  $C_i$ . Такой метод расчёта элементов хорошо проработан, а необходимые для реализации ФНЧ данные сведены в справочные таблицы. В них приводятся нормированные значения параметров  $\bar{L}_i$  и  $\bar{C}_i$  (табл. 6). В качестве нормирующих величин используются частота среза АЧХ фильтра  $F_C$  и активное сопротивление нагрузки  $R_H$ . Истинные значения элементов фильтра  $L_i$  и  $C_i$  определяются посредством денормирования  $\bar{L}_i$  и  $\bar{C}_i$  по следующему правилу:

$$L_i = \bar{L}_i \cdot R_H / (2\pi \cdot F_C), \quad C_i = \bar{C}_i / (2\pi \cdot F_C \cdot R_H). \quad (22)$$

Таблица 6

N	Тип ФНЧ	n	Нормированные значения элементов фильтра				
			$\bar{L}_1$	$\bar{C}_2$	$\bar{L}_3$	$\bar{C}_4$	$\bar{L}_5$
1	Фильтр Баттерворта	3	1.50000	1.33333	0.50000	—	—
2		4	1.53073	1.57716	1.08239	0.38268	—
3		5	1.54508	1.69443	1.38197	0.89443	0.30902
4	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 0.1 дБ	3	1.51328	1.50900	0.71642	—	—
5		4	1.51071	1.76817	1.45501	0.67253	—
6		5	1.56125	1.80689	1.76588	1.41728	0.65065
7	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 0.2 дБ	3	1.52737	1.52585	0.78775	—	—
8		4	1.49145	1.80570	1.49582	0.75327	—
9		5	1.57797	1.79383	1.81816	1.47092	0.73613
10	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 0.3 дБ	3	1.54191	1.52857	0.84266	—	—
11		4	1.47263	1.83581	1.51314	0.81450	—
12		5	1.59502	1.77697	1.85711	1.49597	0.80049
13	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 0.5 дБ	3	1.57200	1.51790	0.93182	—	—
14		4	1.43606	1.88877	1.52113	0.91291	—
15		5	1.62994	1.73996	1.92168	1.51377	0.90343
16	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 0.7 дБ	3	1.60324	1.49768	1.00731	—	—
17		4	1.40071	1.93819	1.51305	0.99561	—
18		5	1.66586	1.70175	1.97930	1.51207	0.98963
19	Фильтр Чебышёва с неравномерностью АЧХ 1.0 дБ	3	1.65199	1.45972	1.10778	—	—
20		4	1.34966	2.01053	1.48743	1.10515	—
21		5	1.72155	1.64455	2.06119	1.49297	1.10354
22	Фильтр Бесселя	3	1.46316	0.84275	0.29262	—	—
23		4	1.50126	0.97809	0.61275	0.21140	—
24		5	1.51247	1.02318	0.75315	0.47290	0.16184
25	Фильтр Лежандра	3	1.59082	1.42689	0.76336	—	—
26		4	1.61106	1.66112	1.42796	0.63939	—
27		5	1.63734	1.75206	1.73558	1.39362	0.64433
28	Фильтр Баттерворта-Томсона	3	1.51234	1.08668	0.39788	—	—
29		4	1.57663	1.32982	0.89557	0.31439	—
30		5	1.60272	1.35168	1.07126	0.68894	0.23756

### 3.3. Задания и указания к их выполнению

#### 3.3.1. Исследование частотных характеристик ФНЧ

Зарисовать схему исследуемого фильтра нижних частот. Рассчитать и установить параметры элементов фильтра. Выяснить назначение подключенных к ФНЧ приборов и коммутируемых источников сигналов.

Загрузить схемный файл, в имени которого указан порядок фильтра ( $n$ ), заданный в соответствии с Вашим вариантом (см. табл. 6). Например, если номер варианта  $N = 5$ , то порядок исследуемого фильтра, определяемый по табл. 6, равен  $n = 4$ , и следует загрузить файл с именем «Low-pass filter 4.ewb».

Примерный вид виртуальной установки для исследования характеристик ФНЧ, появляющейся в рабочем поле симулятора после загрузки файла, показан на рис. 14.

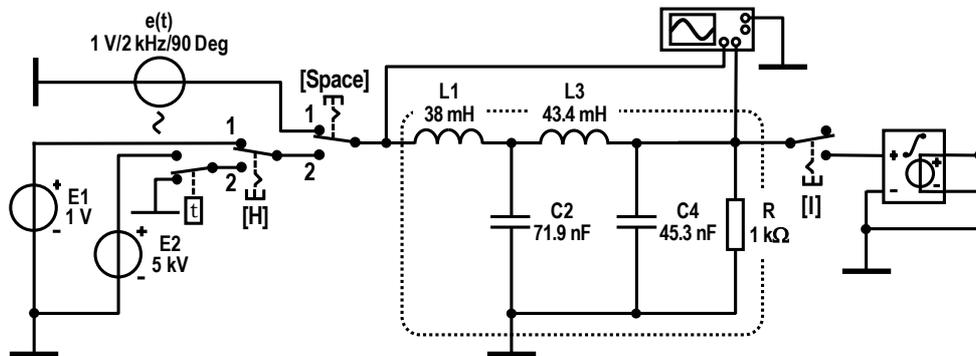


Рис. 14

Полагая, что частота среза АЧХ фильтра  $F_C$  известна и приведена для заданного Вам варианта в табл. 7, а нагрузочное сопротивление составляет  $R_H = 1 \text{ кОм}$  (вне зависимости от номера  $N$  варианта), рассчитать по формулам (22) значения элементов  $L_i$  и  $C_i$  в схеме реализации фильтра.

Таблица 7

$N$	$F_C$ , кГц	$N$	$F_C$ , кГц	$N$	$F_C$ , кГц
1...5	3	11...15	5	21...25	7
6...10	4	16...20	6	26...30	8

Установить параметры элементов фильтра в соответствии с расчётом, округлив их значения до трёх значащих цифр (например, 26.3 мГн, 1.25 нФ и т.п.).

По умолчанию ко входу ФНЧ (рис. 14) подключен идеальный источник гармонического напряжения  $e(t)$  (переключатель, управляемый клавишей «Space»), установлен в положение 1). Он используется при исследовании ампли-

тудно- и фазочастотной характеристик фильтра. При переводе переключателя «Spase» в положение 2 ко входу ФНЧ в зависимости от положения переключателя «Н» подключается либо источник напряжения  $E_1$ , генерирующий с момента запуска моделирования постоянное напряжение в 1 В (для оценки переходной характеристики цепи; «Н» — в положении 1), либо высоковольтный источник  $E_2$ , формирующий с помощью запрограммированного электронного ключа малый по длительности прямоугольный импульс (для оценки импульсной характеристики; «Н» — в положении 2). Входной и выходной сигналы фильтра следует наблюдать с помощью осциллографа.

Снять амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики исследуемого ФНЧ.

Установить действующее значение напряжения источника  $e(t)$  равным 0.707 В («Voltage»), чтобы амплитуда  $U_{mВХ}$  генерируемого им колебания составила точно 1 В ( $U_{mВХ} = 1$  В), частоту («Frequency») взять равной  $f = 1/4$  кГц. Запустить моделирование. Используя осциллограф, измерить в установившемся режиме (спустя 3...5 периодов) посредством визирных линий амплитуду выходного напряжения  $U_{mВЫХ}$  и сдвиг во времени  $\Delta t$  между ближайшими максимумами входного и выходного колебаний (рис. 15). Результаты внести в табл. 8.

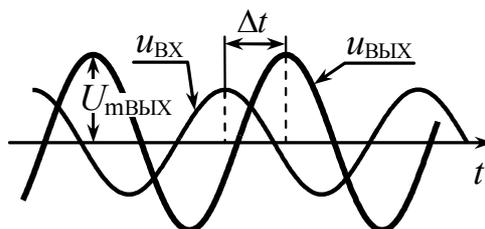


Рис. 15

Таблица 8

$f$ , кГц	0.25	0.50	...	...	...	...	...	...
$U_{mВЫХ}$ , мВ	...	...	...	...	...	...	...	...
$\Delta t$ , мкс	...	...	...	...	...	...	...	...
$K(f)$ , безразм.	...	...	...	...	...	...	...	...
$\varphi(f)$ , °	...	...	...	...	...	...	...	...

Рассчитать для частоты  $f = 1/4$  кГц значения амплитудно-частотной характеристики фильтра как отношение амплитуды выходного напряжения к амплитуде входного —  $K(f) = U_{mВЫХ}/U_{mВХ}$  — и его фазочастотной характеристики как сдвиг по фазе выходного колебания относительно входного в градусах:  $\varphi(f) = -360^\circ \cdot f \cdot \Delta t$ , и внести результаты расчета в табл. 8.

Увеличить частоту входного колебания до  $\frac{1}{2}$  кГц, вновь измерить амплитуду выходного колебания  $U_{m\text{ВЫХ}}$  и сдвиг его пика во времени  $\Delta t$  относительно входного, рассчитать значения АЧХ и ФЧХ на этой частоте, данные внести в табл. 8. Последовательно увеличивая частоту входного сигнала с таким шагом, чтобы в пределах известной полосы пропускания ( $F_C$ , см. табл. 7) получить не менее 10-ти контрольных значений, проводить аналогичные предыдущим измерения. Закончить измерения следует лишь при очевидном стремлении АЧХ к нулевому значению (ориентировочно на частоте  $(2 \dots 2.5) \cdot F_C$ ). Результаты измерений  $U_{m\text{ВЫХ}}$  и  $\Delta t$  внести в табл. 8, произвести расчет значений АЧХ и ФЧХ.

Построить графики АЧХ и ФЧХ фильтра. Оценить фактическую полосу пропускания и время запаздывания в фильтре.

По данным табл. 8 построить в масштабе графики АЧХ и ФЧХ фильтра (один под другим).

При построении ФЧХ следует обратить внимание на наличие скачков характеристики. Появление скачков в экспериментальной ФЧХ связано с тем, что разность фаз двух колебаний можно однозначно определить только в пределах  $\pm 180^\circ$ , хотя истинная разность фаз может при этом достигать десятка радиан. Поэтому целесообразно построить два графика ФЧХ (рис. 16): первый – в точности по измеренным значениям (со скачками), второй график – непрерывный, с необходимой коррекцией на  $360^\circ \cdot k$ , где  $k$  – целое число (1, 2...).

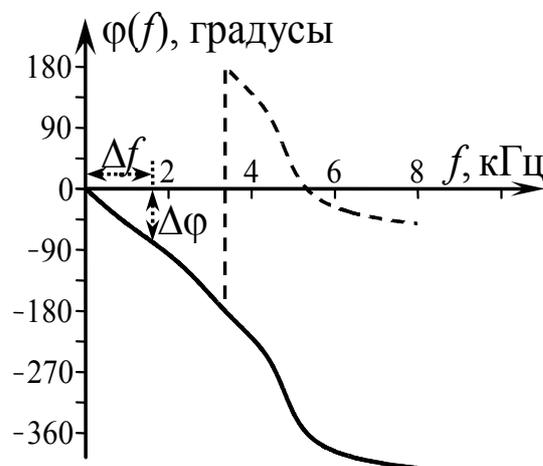


Рис. 16

Прокомментировать поведение АЧХ и ФЧХ, сопоставить их с характеристиками ИФНЧ, сделать выводы.

По графику АЧХ оценить фактическую полосу пропускания фильтра  $\Pi_{f1}$ : считать нижней границей полосы пропускания нулевую частоту, верхней границей – частоту, на которой АЧХ составляет 0.7 от максимального значения. Сравнить полученное экспериментальное по АЧХ значение  $\Pi_{f1}$  с заданным в табл. 7 ( $F_C$ ). Сделать вывод. Внести значение  $\Pi_{f1}$  в табл. 9.

Таблица 9

Параметры ФНЧ	Оценка по ...			Среднее значение
	АЧХ/ФЧХ	$h(t)$	$g(t)$	
Полоса пропускания	...	—	...	...
Время запаздывания	...	...	...	...

Определить по графику ФЧХ дифференциальную крутизну (наклон) её начального линейного участка в градусах на Гц (см. рис. 16):  $S_{\phi} \approx \Delta\phi/\Delta f$ . Оценить время запаздывания сигнала в фильтре по формуле:  $t_{31} = S_{\phi}/360^{\circ}$ . Внести полученное значение  $t_{31}$  в табл. 9.

### 3.3.2. Исследование временных характеристик ФНЧ и их связи с частотными характеристиками

Снять переходную характеристику ФНЧ. Оценить по ней время запаздывания сигнала в фильтре.

Переключатель «Space» перевести в положение 2; переключатель «Н» — в положение 1. Запустить моделирование. Используя осциллограф, снять отклик ФНЧ на единичное воздействие — ненормированную переходную характеристику  $h_H(t)$ . Поскольку наиболее информативной частью переходной характеристики является её начальная область, занимающая малый промежуток времени, для её изучения потребуется уменьшение масштаба временной оси («Time base»). Характеристики  $h_H(t)$  снять, пронормировать (разделив все её значения на 1 В), значения переходной характеристики  $h(t)$  занести в табл. 10, график зарисовать (в масштабе).

Таблица 10

$t$ , мкс	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$h(t)$ , безр.	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$g(t)$ , 1/мс	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Определить по переходной характеристике  $h(t)$  время установления процессов  $t_{уст}$  на выходе фильтра как интервал времени, по истечении которого значения  $h(t)$  отличаются от установившегося (единичного) значения не более чем на 5 % (при  $t > t_{уст}$  мгновенные значения  $h(t)$  не должны выходить за пределы зоны 0.95...1.05 от установившегося значения). Внести полученное значение  $t_{уст}$  в отчёт.

Оценить приближённо время задержки сигналов в фильтре, используя соотношение  $t_{32} \approx t_{уст}/3$ , и занести его в табл. 9. Сравнить полученное значение  $t_{32}$  со значением  $t_{31}$ , определённым по графику ФЧХ фильтра. Сделать выводы.

Снять импульсную характеристику ФНЧ. Оценить по импульсной характеристике полосу пропускания фильтра и время запаздывания сигналов в нём.

Переключатель «Н» перевести в положение 2 («Space», по-прежнему, в положении 2). Запустить моделирование. Используя осциллограф, снять отклик ФНЧ на малый по длительности прямоугольный импульс – ненормированную импульсную характеристику  $g_H(t)$ . Значения  $g_H(t)$  пронормировать, поделив на известную площадь входного импульса (0.05 В·мс), и занести в табл. 10.

Начертить в масштабе график импульсной характеристики. Проанализировать полученную характеристику, сравнить её с импульсной характеристикой ИФНЧ. Сделать выводы.

Полагая, что импульсная характеристика исследуемого фильтра близка по форме к характеристике ИФНЧ, приведённой на рис. 12, в, определить по изображённому в отчёте графику временной сдвиг максимума характеристики относительно её начала. Теоретически положение максимума импульсной характеристики идеального ФНЧ совпадает с величиной времени запаздывания сигналов в фильтре (см. рис. 12, в), следовательно, временной сдвиг максимума, измеренный по реальной характеристике, может быть использован для оценки величины  $t_{32}$ . Полученное значение внести в табл. 9, сравнить с найденными ранее (по ФЧХ и переходной характеристике). Сделать вывод. Рассчитать среднее значение  $t_3$  и внести в табл. 9.

Оценить по экспериментальной импульсной характеристике  $g(t)$  полосу пропускания фильтра. Для этого измерить интервалы времени  $\Delta t_i$  между нулями (2...3)-х боковых лепестков импульсной характеристики, вычислить среднее значение  $\Delta t_{CP}$ , произвести вторую экспериментальную оценку полосы пропускания ФНЧ по формуле  $P_{f2} \approx 1/(2\Delta t_{CP})$  (см. рис. 15, в). Сопоставить полученное значение  $P_{f2}$  с другой оценкой, внести в табл. 9. Сделать вывод. Вычислить среднюю оценку  $P_f$ .

Убедиться в том, что переходная характеристика  $h(t)$  связана с импульсной характеристикой цепи  $g(t)$  интегральным преобразованием. Подключить к выходу фильтра интегратор (переключатель «I») и, подавая на вход прямоугольный импульс малой длительности, сопоставить сигнал на выходе интегратора с переходной характеристикой цепи. Для наблюдения отклика интегратора не обязательно подключать к его выходу осциллограф; достаточно выполнить команду «Transient...» меню «Analysis» (номер точки съёма реакции «Nodes for analysis» должен соответствовать номеру ноды на выходе интегратора; по умолчанию он (10) отображается на поле схем).

Установить непосредственную взаимосвязь временных и частотных характеристик ФНЧ при изменении его параметров.

Уменьшить (или увеличить) вдвое параметры всех реактивных элементов ( $L_i$  и  $C_i$ ). Вновь произвести измерение АЧХ, импульсной характеристики цепи, а также оценку полосы пропускания и времени запаздывания. Сравнить результаты с полученными ранее. Сделать выводы.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Дать определение импульсной характеристики цепи. Изложить методику её расчета и экспериментального измерения. Каково практическое содержание этой характеристики?

2. Что такое переходная характеристика цепи? Как её рассчитать, располагая принципиальной схемой цепи? Как связаны между собой переходная и импульсная характеристики?

3. Что такое амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики цепи? С какой целью их определяют? Какова методика расчёта и экспериментального измерения этих характеристик?

4. Какую цепь называют фильтром нижних частот? Что такое частота среза и полоса пропускания ФНЧ. Изобразить АЧХ и ФЧХ реального ФНЧ.

5. Изобразить качественно АЧХ и ФЧХ ИФНЧ. Что определяет наклон ФЧХ идеального ФНЧ?

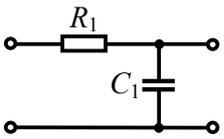
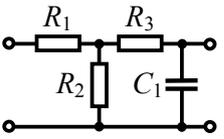
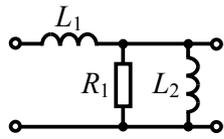
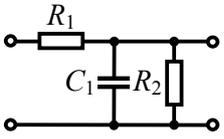
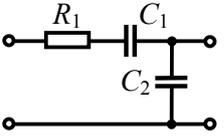
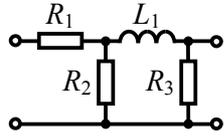
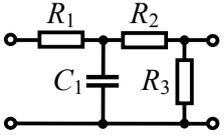
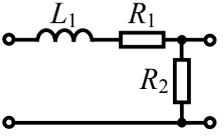
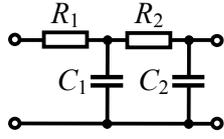
6. Изобразить две импульсные характеристики идеального ФНЧ, соответствующие двум частотным характеристикам, отличающимся частотой среза. Как поведёт себя импульсная характеристика фильтра, если частота среза АЧХ фильтра будет неограниченно возрастать? Устремится к нулю?

7. Как скажется на импульсной характеристике идеального ФНЧ изменение наклона его ФЧХ? Увеличение коэффициента передачи в пределах полосы пропускания?

8. В чем заключается принципиальное различие импульсных характеристик реального ФНЧ и идеального? Сформулировать условие физической реализуемости цепи.

9. Изобразить качественно АЧХ и ФЧХ  $RC$ -фильтра нижних частот (см. позицию 1 в табл. 11), указать координаты их характерных точек. Чем отличаются эти характеристики от характеристик ИФНЧ? Как скажется на АЧХ и ФЧХ  $RC$ -фильтра увеличение сопротивления  $R$ ? Уменьшение ёмкости  $C$ ?

Таблица 11

1		4		7	
2		5		8	
3		6		9	

10. При каких условиях отклик линейной радиотехнической цепи на одиночный прямоугольный импульс можно считать импульсной характеристикой цепи? Пояснения дать применительно к конкретной цепи исходя из двух позиций – временной и частотной.

11. Изобразить качественно АЧХ фильтров, схемы которых приведены в табл. 11. Использовать при этом физическую трактовку понятия АЧХ и схемы замещения фильтра на нулевой и бесконечно большой частоте.

12. Какие линейные радиотехнические цепи называют минимально-фазовыми? неминимально-фазовыми? Перечислить основные свойства минимально-фазовых цепей. К какому типу цепей относятся исследуемый в работе ФНЧ?

**Литература:** [1, с. 120-126; 130-137],  
[2, с. 65-68; 216-217; 570; 647-648], [3, с. 193-199].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

### ЛИНЕЙНОЕ АПЕРИОДИЧЕСКОЕ УСИЛЕНИЕ ВИДЕОСИГНАЛОВ

#### 4.1. Цель работы

**Цель работы** — установить взаимосвязь характеристик линейного апериодического усилителя с номинальными значениями элементов его схемы. Выяснить на примере видеосигналов, при каких условиях возможно неискаженное усиление.

#### 4.2. Краткие теоретические сведения

Неискажённое усиление сигналов предполагает, прежде всего, отсутствие искажений, обусловленных нелинейностью характеристик активных элементов. Самым простым способом реализации такого режима является обеспечение линейного усиления, которое возможно при малых уровнях сигналов в усилителе, таких, что задействованные участки вольтамперных характеристик (ВАХ) активного элемента (полупроводникового прибора) близки к линейным.

Идеальный линейный (или неискажающий) усилитель должен обладать равномерной АЧХ и линейной ФЧХ в пределах полосы частот, занятой спектром проходящего через усилитель (усиливаемого) сигнала (рис. 17). Равномерность АЧХ позволяет сохранить без изменения форму амплитудного спектра усиливаемого сигнала, линейность ФЧХ — обеспечить одинаковое запаздывание гармонических составляющих сигнала разных частот.

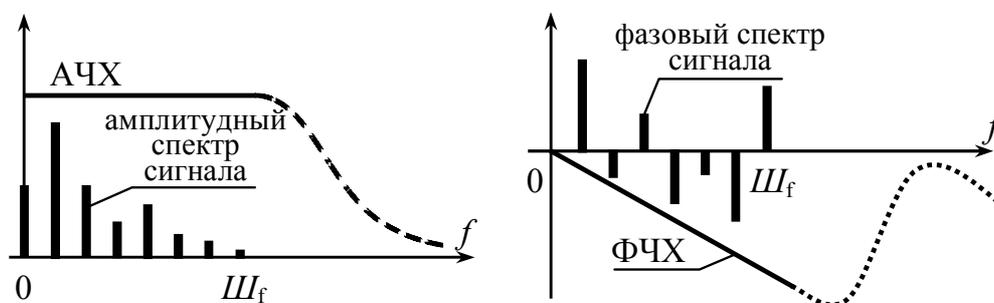


Рис. 17

Поскольку большинство реальных сигналов обладает теоретически неограниченным спектром, то протяжённость участков равномерности АЧХ и линейности ФЧХ должна быть бесконечной. Последнее обеспечить на практике невозможно, поэтому при усилении реальных сигналов реальными усилителями всегда возникают линейные искажения (частотные — за счёт неравномерности АЧХ, фазовые — нелинейности ФЧХ). Для реализации допустимого уровня линейных искажений достаточно, чтобы характеристики реального и идеального усилителей соответствовали хотя бы в пределах практической ширины спектра входного сигнала.

На рис. 18 приведена упрощённая схема аperiodического (резисторного) усилителя на транзисторе. Использовано включение биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером; в цепи коллектора, запитываемого источником  $E_{\Pi}$  постоянного напряжения, включён резистор с сопротивлением  $R_{\text{H}}$ , ограничивающий максимальную величину выходного тока. Выходное переменное напряжение снимается с коллектора транзистора, параллельно которому подключен резистор  $R_{\text{ВХ}}$ , имитирующий входное сопротивление последующего каскада. Линейный режим работы усилителя обеспечивается, прежде всего, принудительным выводом рабочей точки на линейные участки вольтамперных характеристик транзистора. Заметим, что исходная рабочая точка соответствует режиму ожидания транзистора входного усиливаемого напряжения; её положение определяется постоянными токами и напряжениями. Возможное положение исходной рабочей точки в линейном аperiodическом усилителе показано на рис. 19.

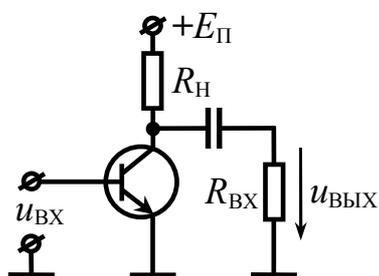


Рис. 18

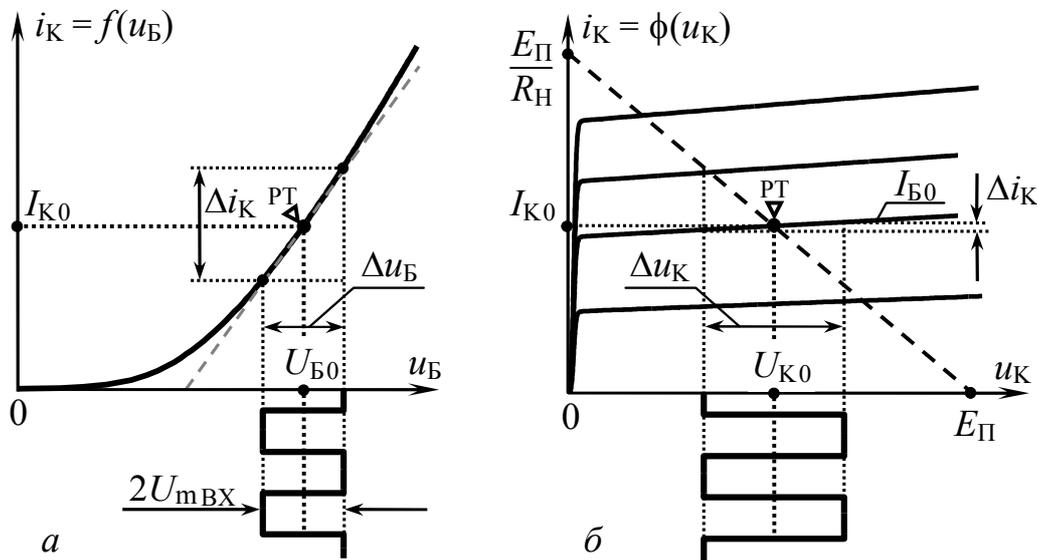


Рис. 19

Рабочая точка на проходной (и входной) ВАХ транзистора выводится в требуемое положение за счёт обеспечения напряжения смещения на управляющем электроде (рис. 19,  $a$  —  $U_{\text{B}0}$ ). Схемотехнически смещение может быть реализовано, как минимум, двумя способами: фиксированным током (рис. 20,  $a$ ), фиксированным напряжением делителя (рис. 20,  $b$ ).

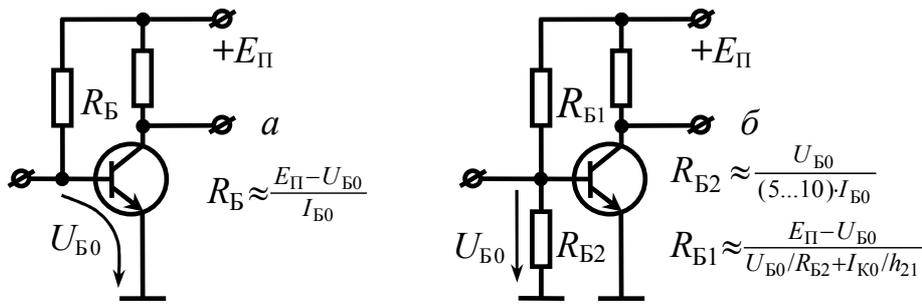


Рис. 20

Размах усиливаемого напряжения  $2U_{m\text{ВХ}}$  не должен превышать протяжённость проекции линейного участка проходной ВАХ (вблизи рабочей точки) на ось напряжений (рис. 19, а). Это требование составляет второе условие обеспечения линейного режима работы.

На выходной ВАХ транзистора рабочая точка определяется точкой пересечения нагрузочной прямой  $i_{\text{К}} = (E_{\Pi} - u_{\text{К}})/R_{\text{Н}}$  и ветви, соответствующей управляющему току (или напряжению) в режиме ожидания (на рис. 19, б – ток  $I_{\text{Б}0}$ ). Из рис. 19, б видно, что усиление транзистора должно быть таким, чтобы рабочая точка при подаче на вход усиливаемого напряжения не выходила на загибы ВАХ в области насыщения транзистора.

Коэффициент усиления линейного аperiodического усилителя (рис. 18), как следует из его схемы замещения по переменной составляющей (рис. 21),

$$K_0 = S \cdot R_{\text{НЭ}} \cdot \frac{1}{1 + (R_{\text{НЭ}}/R_i)} \quad (23)$$

определяется крутизной ( $S$ ) статической проходной ВАХ в рабочей точке ( $S \approx \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta u_{\text{Б}}} \Big|_{u_{\text{Б}}=U_{\text{Б}0}}$ , рис. 19, а), эквивалентным сопротивлением ( $R_{\text{НЭ}}$ ) нагрузки ( $R_{\text{НЭ}} = R_{\text{Н}} \cdot R_{\text{ВХ}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{ВХ}})$ ), выходным дифференциальным сопротивлением транзистора ( $R_i$ ) в рабочей точке ( $R_i \approx \frac{\Delta u_{\text{К}}}{\Delta i_{\text{К}}} \Big|_{u_{\text{К}}=U_{\text{К}0}, i_{\text{Б}}=I_{\text{Б}0}}$ , рис. 19, б).

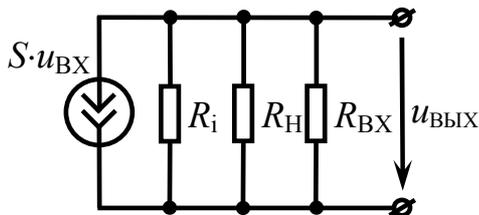


Рис. 21

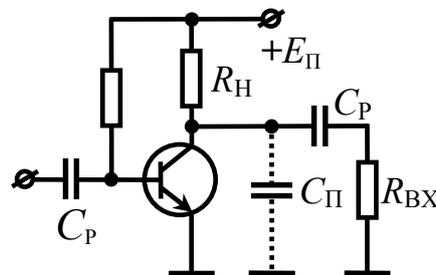


Рис. 22

Однако в силу наличия в реальной схеме усилителя вспомогательных, а также паразитных реактивностей (рис. 22) указанный коэффициент усиления  $K_0$  реализуем лишь на так называемых средних частотах. На нижних частотах из-за разделительной ёмкости  $C_P$  на выходе наблюдается спад АЧХ, на верхних частотах к «завалу» АЧХ приводит влияние выходной паразитной ёмкости  $C_{П}$  транзистора (или ёмкости нагрузки). Качественно АЧХ реального апериодического усилителя показана на рис. 23, а (①, ②, ③ — области средних, нижних и верхних частот соответственно), ФЧХ приведена на рис. 23, б.

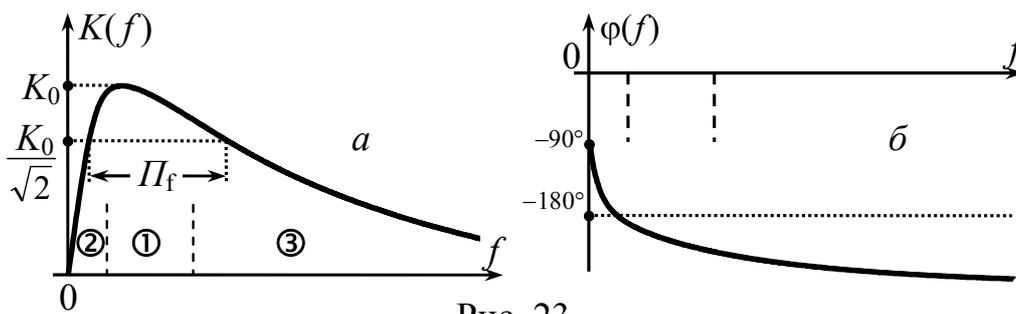


Рис. 23

Приближённое выражение для комплексного коэффициента передачи линейного апериодического усилителя в предположении отсутствия у транзистора паразитных реактивностей, кроме вышеупомянутой ёмкости  $C_{П}$ , имеет вид:

$$\dot{K}(\omega) = \begin{cases} \frac{K_0}{\sqrt{1+1/(\omega \cdot \tau_{НЧ})^2}} \cdot \exp[-j(\pi - \arctg \frac{1}{\omega \cdot \tau_{НЧ}})] & \text{в области 2,} \\ K_0 & \text{в области 1,} \\ \frac{K_0}{\sqrt{1+(\omega \cdot \tau_{ВЧ})^2}} \cdot \exp[-j(\pi + \arctg(\omega \cdot \tau_{ВЧ}))] & \text{в области 3,} \end{cases} \quad (24)$$

где коэффициент  $K_0$  определяется формулой (23), а постоянные времени усилителя на нижних ( $\tau_{НЧ}$ ) и верхних ( $\tau_{ВЧ}$ ) частотах — выражениями:  $\tau_{НЧ} = (R_H \parallel R_i + R_{ВХ}) \cdot C_P$  и  $\tau_{ВЧ} = R_{НЭ} \parallel R_i \cdot C_{П}$ .

Формула (23) и выражения для  $\tau_{НЧ}$ ,  $\tau_{ВЧ}$  получены на основе анализа идеализированных схем замещения усилителя на нижних (рис. 24, а), средних (рис. 18) и верхних (рис. 24, б) частотах.

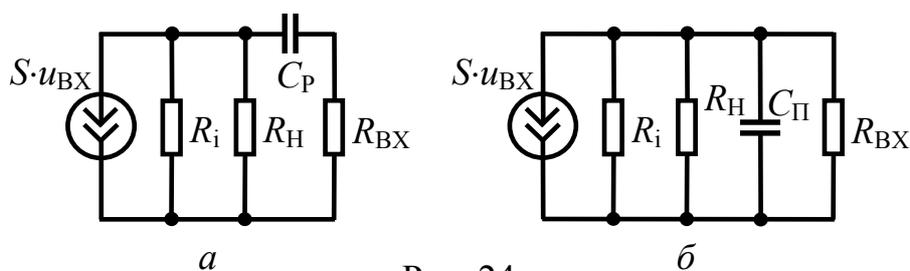


Рис. 24

Полоса пропускания апериодической схемы усилителя в герцах, —

$$\Pi_f = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1}{\tau_{ВЧ}} - \frac{1}{\tau_{НЧ}} \right) \approx \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{ВЧ}}. \quad (25)$$

Для удобства совмещения и наблюдения на графике АЧХ быстро нарастающих (в области нижних частот) и медленно спадающих (в области верхних частот) участков используют логарифмическую АЧХ (ЛАЧХ). Ось частот при этом изображают в логарифмическом масштабе, откладывая значения частот по декадам (реже — по октавам). Заметим, что декада — интервал, соответствующий изменению частоты в 10 раз; октава — в два раза. Значения АЧХ указываются по вертикальной оси в дБ (децибелах) (рис. 25). Если на какой-то частоте  $f$  значение АЧХ усилителя составляет  $K$ , то это соответствует  $L(f) = 20 \cdot \lg K$  в децибелах (например, если  $K = 100$ , то  $20 \cdot \lg 100 = 40$  дБ). Значения ФЧХ откладывают по вертикали в абсолютных значениях (градусы или радианы), частоты — также по декадам.

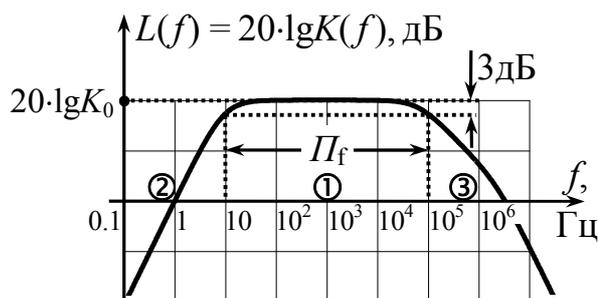


Рис. 25

Анализируя частотные характеристики линейного апериодического усилителя (рис. 25), несложно сделать вывод: усиление с минимальными линейными искажениями возможно при воздействии на входе сигнала, спектр которого не выходит за пределы полосы пропускания усилителя.

Если постоянная времени усилителя на нижних ( $\tau_{НЧ}$ ) частотах мала (например, за счёт малой величины  $C_p$ ) настолько, что области практической ширины спектра усиливаемого сигнала соответствует линейно нарастающий уча-

сток ЛАЧХ (область ② на рис. 25), тогда выходной сигнал претерпевает операцию дифференцирования. Действительно, из теории известно, что АЧХ (ЛАЧХ) дифференцирующей цепи линейна:  $K_{\text{диф}}(f) = k \cdot f$  ( $L_{\text{диф}}(f) = [20 \cdot \lg k + 20 \cdot \lg f]$  — прямая, нарастающая со скоростью 20 дБ на декаду). Если же постоянная времени усилителя на верхних ( $\tau_{\text{вч}}$ ) частотах велика (например, за счёт большой паразитной ёмкости  $C_{\text{п}}$  или ёмкости нагрузки), а ширина спектра усиливаемого сигнала такова, что основная доля мощности сигнала приходится на участок ③ ЛАЧХ усилителя (рис. 25), то при усилении сигнал подвергается операции интегрирования ( $K_{\text{инт}}(f) = k / f$ ,  $L_{\text{инт}}(f) = [20 \cdot \lg k - 20 \cdot \lg f]$  — прямая, спадающая со скоростью 20 дБ на декаду).

### 4.3. Описание виртуального стенда

Для выполнения исследований следует загрузить схемный файл «Resistance amplifier.ewb».

Схема виртуальной установки после загрузки рабочего схемного файла выглядит так, как показано на рис. 26.

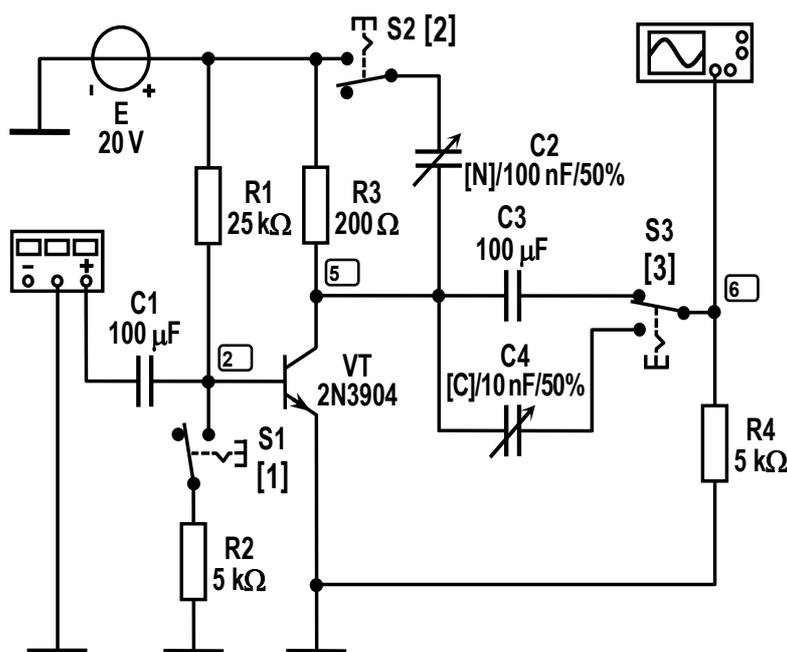


Рис. 26

В качестве активного элемента использован биполярный транзистор (VT на рис. 26). Конкретный тип биполярного транзистора, указанный для Вашего номера варианта в табл. 12, устанавливается после вызова меню «Component Properties» двойным щелчком мышки по иконке компонента. Перейдя к закладке «Models», следует выбрать соответствующую типу транзистора модель (Model) в библиотеках (Library) 2n, 2n3xxx, nation12 или zetex.

Таблица 12

N	Конфигурация схемы и параметры элементов усилителя				
	Тип транзистора	Способ обеспечения смещения	Напряжение смещения, В	Напряжение питания, В	Нагрузочное сопротивление, Ом
1	2N3904	рис. 31,а	0.87	20	200
2	2N4286	рис. 31,б	0.80	10	150
3	2N2222A	рис. 31,а	1.00	35	50
4	BC850B	рис. 31,б	0.78	50	500
5	2N3904	рис. 31,б	0.95	20	100
6	2N4286	рис. 31,а	0.78	10	200
7	2N2222A	рис. 31,б	0.87	25	75
8	BC850B	рис. 31,а	0.80	45	300
9	2N3904	рис. 31,а	0.90	30	200
10	2N4286	рис. 31,б	0.81	20	250
11	2N2222A	рис. 31,а	0.95	45	100
12	BC850B	рис. 31,б	0.75	30	600
13	2N3904	рис. 31,б	0.88	30	300
14	2N4286	рис. 31,а	0.82	25	300
15	2N2222A	рис. 31,б	1.10	15	20

Напряжение смещения на управляющем электроде (базе) транзистора обеспечивается либо с помощью резистора  $R_1$  (фиксированным током), либо посредством делителя напряжения (фиксированным напряжением), состоящим из двух резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Если используется последний способ реализации смещения, необходимо подключить резистор  $R_2$  к схеме с помощью управляемого клавишей «1» переключателя  $S_1$ .

Параллельно нагрузочному сопротивлению  $R_3$  (величина которого зависит от номера варианта, табл. 12) имеется возможность подключать ёмкость  $C_2$  (переключателем  $S_2$ , управляемым клавишей «2»), имитирующую совокупную ёмкость нагрузки и переходов транзистора. Величина ёмкости  $C_2$  может быть легко изменена в ходе эксперимента нажатием клавиш «N» (для уменьшения) или «Shift» + «N» (для увеличения).

Имеется возможность подключать на выход (переключатель  $S_3$ , клавиша «3») переменную разделительную ёмкость  $C_4$ , управляемую клавишами «C» или «Shift» + «C».

## 4.4. Задания и указания к их выполнению

### 4.4.1. Подготовка усилителя к экспериментальному исследованию

Установить заданную конфигурацию и параметры элементов схемы усилителя.

После загрузки схемного файла «Resistance amplifier.ewb» выяснить из табл. 12 конкретный тип Вашего транзистора и установить его, активировав меню «Component Properties» (после выделения транзистора) и выбрав из библиотек 2n, 2n3xxx, nation12 или zetex нужную модель.

Установить заданные напряжение источника питания (источник E, рис. 26) и нагрузочное сопротивление ( $R_3$ , рис. 26).

Проверить положение переключателей. Переключатель  $S_2$  должен находиться в нижнем положении, переключатель  $S_3$  — в верхнем положении.

Для обеспечения смещения на управляющем входе транзистора по схеме рис. 20, а переключатель  $S_1$  (рис. 26) оставить в разомкнутом состоянии (левое положение). Если же заданием предусмотрена реализация смещения по схеме на рис. 20, б, переключатель  $S_1$  следует перевести в замкнутое состояние (правое положение) клавишей «1».

Обеспечить подачу на базу транзистора заданного постоянного напряжения смещения.

Используя данные табл. 13 и формулы на рис. 20, рассчитать примерные значения элементов цепи смещения: сопротивления резистора  $R_1$  — при смещении током базы (рис. 20, а), сопротивлений резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  — при подаче смещения с помощью делителя напряжения (рис. 20, б). Результаты расчёта внести в отчёт.

Таблица 13

N	Тип транзистора	$U_{B0}$ , В	Параметры транзистора в заданном режиме			
			$I_{B0}$ , мкА	$I_{K0}$ , мА	$h_{21 \ominus}$	$R_i$ , кОм
1	2N3904	0.87	460	56.5	85	4.0
2	2N4286	0.80	305	39.5	80	1.7
3	2N2222A	1.00	3440	408	80	1.8
4	BC850B	0.78	185	58.0	260	3.9
5	2N3904	0.95	1800	135	45	2.1
6	2N4286	0.78	155	26.5	110	2.6
7	2N2222A	0.87	1145	179	120	2.4

N	Тип транзистора	$U_{Б0}$ , В	Параметры транзистора в заданном режиме			
			$I_{Б0}$ , мкА	$I_{К0}$ , мА	$h_{21Э}$	$R_i$ , кОм
8	BC850B	0.80	255	76.5	230	3.6
9	2N3904	0.90	795	85.0	70	3.3
10	2N4286	0.81	420	50.5	70	1.4
11	2N2222A	0.95	2415	316	235	1.8
12	BC850B	0.75	105	32.5	270	4.6
13	2N3904	0.88	560	65.5	80	3.7
14	2N4286	0.82	575	60.5	60	1.1
15	2N2222A	1.10	6885	585	55	1.1

После разумного округления расчётных значений установить номинальные значения сопротивлений в цепи смещения.

Измерить постоянное напряжение смещения на базе транзистора, выполнив команду «DC Operating Point» меню «Analysis» (смотреть напряжение в ноде 2). Если измеренное напряжение отличается от требуемого (не исключено, что так и будет), следует уточнить (последовательным перебором) значение сопротивления  $R_1$  (при смещении током) или сопротивления  $R_2$  (при смещении делителем). Для этого разумно автоматизировать процесс, сняв зависимость напряжения смещения от величины сопротивления, номинальное значение которого следует уточнить. Зависимость несложно получить, активировав команду «Parameter Sweep ...» меню «Analysis» и установив следующие исходные данные для выполнения: Component =  $R_1$  или  $R_2$ ; Parameter = Resistance; Output node = 2; Sweep for: DC Operating Point (остальные параметры по прил. 1). Используя полученную зависимость определить уточнённое значение искомого сопротивления и установить его в моделируемой схеме. Убедиться, что напряжение смещения соответствует требуемому (с точностью до сотых В), вновь активировав команду «DC Operating ...». Зафиксировать и занести в отчёт постоянное напряжение на коллекторе транзистора (Q1#collector).

#### 4.4.2. Исследование условий режима линейного усиления

Убедиться, что рабочая точка располагается на линейных участках вольт-амперных характеристик транзистора.

Установить амплитуду входного колебания (параметр Amplitude функционального генератора) равной 5...10 мВ, тип колебания – гармонический, частоту равной  $(9 + N)$  кГц ( $N$  – номер варианта). Произвести моделирование. Изучить и

зарисовать в масштабе осциллограмму выходного напряжения. Убедиться в том, что оно по форме соответствует гармоническому колебанию.

Определить максимальную амплитуду усиливаемого гармонического колебания, при которой усилитель ещё работает в линейном режиме.

Постепенно увеличивать в процессе моделирования амплитуду входного напряжения. Следить за формой выходного колебания, воспроизводимого на экране осциллографа. Как только выходное напряжение станет отличаться по форме от гармонического (рис. 27), зафиксировать в отчёт максимальную амплитуду ( $U_{m\text{ ВХ max}}$ ), при которой искажения колебания еще отсутствуют.

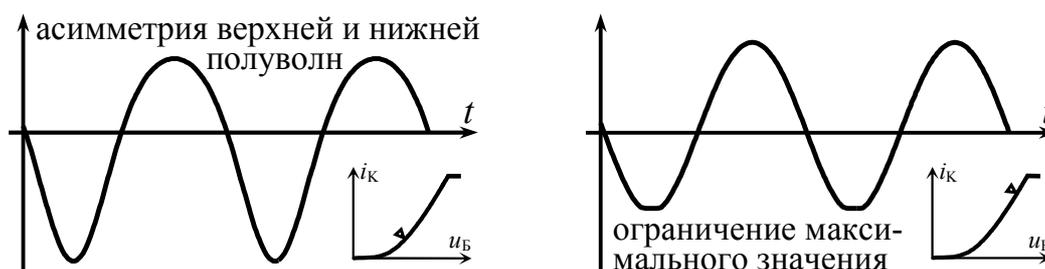


Рис. 27

Зарисовать в отчёт осциллограмму выходного напряжения при амплитуде входного сигнала на (20-25) % бóльшей  $U_{m\text{ ВХ max}}$ , т. е. такой, при которой нелинейные искажения уже заметны и свидетельствуют о переходе усилителя в нелинейный режим.

#### 4.4.3. Исследование усилительных способностей аperiodического усилителя в полосе частот

Измерить коэффициент усиления цепи и сопоставить его с расчётным значением.

Установить на входе усилителя амплитуду гармонического колебания примерно равной  $\frac{1}{4}$  от величины  $U_{m\text{ ВХ max}}$ , найденной ранее (с разумным округлением в меньшую или большую сторону; например, если  $U_{m\text{ ВХ max}} = 43$  мВ, то амплитуду можно взять равной 10 мВ). Частоту гармонического колебания оставить прежней —  $(9 + N)$  кГц. Произвести моделирование. Измерить амплитуду выходного напряжения в установившемся режиме (спустя 3...5 периодов). Определить коэффициент усиления, разделив амплитуду выходного напряжения на амплитуду входного. Занести полученные данные в отчёт.

Рассчитать коэффициент усиления линейного аperiodического усилителя по формуле (23). Для оценки крутизны статической проходной характеристики задействованного транзистора использовать приведенные на рис. 28 усреднённые зависимости крутизны прибора  $S$  от напряжения смещения  $U_{B0}$  на его

управляющем электроде. Выходное дифференциальное сопротивление транзистора взять из табл. 13. Сравнить результаты расчёта и виртуального эксперимента. Сделать соответствующие выводы.

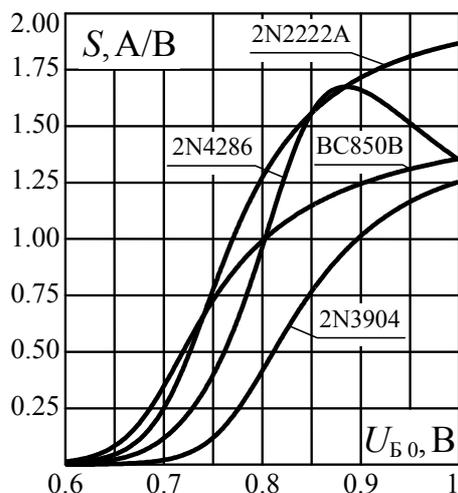


Рис. 28

Выявить экспериментальную зависимость коэффициента усиления от величины нагрузочного сопротивления.

Уменьшить величину нагрузочного сопротивления ( $R_3$ , рис. 26) сначала на 20 %, затем на 40 %. Определить в обоих случаях коэффициент усиления усилителя. По трём точкам построить зависимость коэффициента усиления от сопротивления нагрузки. Сделать вывод.

Снять частотные характеристики усилителя в широкой полосе частот.

Установить амплитуду усиливаемого гармонического колебания 1 мВ. Активировать команду «AC Frequency ...» меню «Analysis». Установить в диалоговом окне следующие параметры: Start frequency = 1 Гц, End frequency = 1 ГГц — минимальное и максимальное значение частоты; Sweep type — масштаб оси частот — линейный (Linear); Number of point = 1000; Vertical scale — масштаб по вертикали — линейный (Linear); Nodes for analysis = 6 (подробно назначение параметров команды описаны в прил. 1). Нажать кнопку «Simulate». Зарисовать в отчёт появившиеся в окне частотные характеристики. Поскольку верхняя кривая представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения от частоты, то для того, чтобы получить АЧХ усилителя значения всех точек кривой следует разделить на амплитуду входного напряжения (1 мВ). Нижняя кривая соответствует ФЧХ. При снятии значений целесообразно использовать визирные линии. Прокомментировать результаты частотного анализа.

Повторно активировать команду «AC Frequency ...». Однако теперь масштаб по оси частот (Sweep type) указать декадный (Decade), масштаб по верти-

кали (Vertical scale) — в децибелах (Decibel). Зарисовать верхнюю кривую, прибавляя к значениям её точек 60 дБ. Сравнить полученную логарифмическую АЧХ с ранее снятой АЧХ в линейном масштабе. Сделать выводы.

Определить полосу пропускания усилителя.

Полосу пропускания усилителя следует определять по графику АЧХ. Если это АЧХ в линейном масштабе, то уровень, по которому оценивается полоса, должен составлять 0.707 от максимального значения, если же используется логарифмическая АЧХ, то уровень оценки полосы должен быть на 3 дБ меньше максимального. Результат занести в отчёт.

#### 4.4.4. Исследование влияния ёмкостей на характеристики усилителя

Исследовать влияние разделительной ёмкости на форму АЧХ усилителя.

Подключить тумблером  $S_3$  (переведя его в нижнее положение клавишей «3») разделительную ёмкость  $C_4$  на выходе усилителя. Установить её максимальное значение (100 % от номинала; клавиши «Shift» + «С»). Снять логарифмическую АЧХ усилителя и зарисовать её в отчёт. Определить по АЧХ нижнюю граничную частоту полосы пропускания, занести её в отчёт. Уменьшить значение ёмкости  $C_4$  вдвое (50 % от номинала; клавиша «С»). Вновь снять логарифмическую АЧХ и нанести её поверх первой. Определить по АЧХ нижнюю граничную частоту полосы пропускания, внести её в отчёт. Выяснить, во сколько раз изменилась нижняя граничная частота при уменьшении вдвое ёмкости  $C_4$ .

Исследовать влияние паразитной ёмкости на форму АЧХ усилителя.

Отключить ёмкость  $C_4$ . Подключить тумблером  $S_2$  (переведя его в верхнее положение клавишей «2») ёмкость  $C_2$  на выходе усилителя. Установить её половинное значение (50 % от номинала). Снять логарифмическую АЧХ усилителя и зарисовать в отчёт. Определить по АЧХ полосу пропускания, занести её в отчёт. Сравнить с ранее измеренным значением (при отключенной ёмкости  $C_2$ ). Увеличить значение ёмкости  $C_2$  вдвое (100 % от номинала). Вновь снять логарифмическую АЧХ и нанести её поверх полученной ранее. Определить по АЧХ полосу пропускания, занести её значение в отчёт. Выяснить, как изменилась полоса пропускания при увеличении ёмкости  $C_2$  вдвое. Сделать выводы.

Исследовать влияние паразитной ёмкости на форму усиливаемого видеосигнала.

Установить минимальное значение ёмкости  $C_2$ . Подать на вход усилителя гармоническое колебание с параметрами из предыдущего пункта. В ходе моде-

лирования изменить тип колебания на входе усилителя, заменив гармоническое колебание последовательностью прямоугольных импульсов. Увеличивая ёмкость  $C_2$  (клавишами «Shift» + «N»), отслеживать изменение формы выходного сигнала. В отчет занести осциллограммы выходного колебания при разных значениях паразитной ёмкости (в том числе, наибольшей). Сделать выводы о влиянии ёмкости  $C_2$  на форму усиливаемого сигнала. Сопоставить осциллограмму выходного сигнала при наибольшей величине ёмкости с сигналом, ожидаемым на выходе идеального интегратора. Получить спектр входного сигнала (команда «Fourier ...»; Output node = 1; Fundamental frequency =  $(9 + N)$  кГц) и зарисовать его в отчёт. Выяснить, какой формы участок ЛАЧХ усилителя (при  $C_2 = 100\%$ ) соответствует частотам входного сигнала. Сделать выводы.

Исследовать влияние разделительной ёмкости на форму усиливаемого видеосигнала.

Отключить ёмкость  $C_2$ , подключить  $C_4$ . Установить максимальное значение  $C_4$ . Подать на вход усилителя последовательность прямоугольных импульсов. Уменьшая ёмкость  $C_4$  (клавишей «C»), отслеживать изменение формы выходного сигнала. В отчёт занести осциллограммы выходного колебания при разных значениях разделительной ёмкости (в том числе, наименьшей —  $1\%$ ). Сделать выводы о влиянии ёмкости  $C_4$  на форму сигнала. Сравнить осциллограмму выходного сигнала при наименьшей величине ёмкости  $C_4$  с сигналом, ожидаемым на выходе идеальной дифференцирующей цепи. Сделать вывод (привлечь результаты измерения ЛАЧХ усилителя и спектра амплитуд входного сигнала).

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Что такое идеальный усилитель? Характерны ли для него искажения сигнала? Какие виды преобразований сигналов не относят к искажениям?

2. Каковы должны быть частотные характеристики (АЧХ, ФЧХ) неискажающего (идеального) усилителя и почему? Возможна ли практическая реализация таких характеристик?

3. Что такое активный элемент? Привести примеры. Какими характеристиками описывается активный элемент? При каких условиях активный элемент можно считать линейным?

4. Записать уравнение нагрузочной прямой усилителя применительно к резистивной нагрузке транзистора. Как с её помощью определить режим транзистора по постоянной составляющей? От чего зависит наклон нагрузочной прямой и её положение по вертикали?

5. Каким способом на управляющий электрод транзистора обеспечивается подача напряжения смещения? Изобразить разные варианты схем смещения. Как рассчитываются параметры элементов этих схем?

6. Изобразить схему замещения линейного активного элемента. Пояснить, как определяется практически параметры элементов такой схемы? Почему такую схему нельзя использовать на высоких частотах?

7. Изобразить упрощённую принципиальную электрическую схему апериодического усилителя. Показать, как на её основе получить схему замещения усилителя по переменной составляющей.

8. Изобразить качественно АЧХ (ФЧХ) апериодического усилителя. Чем обусловлено её поведение в области нижних частот? Верхних частот?

9. Применительно к каким сигналам реальный апериодический усилитель можно считать практически идеальным? При ответе использовать частотные характеристики.

10. От чего зависит коэффициент усиления апериодического усилителя на средних частотах? Что следует предпринять для увеличения усиления проектируемого усилителя?

11. Чем определяется полоса пропускания линейного апериодического усилителя? Что следует предпринять, чтобы её расширить?

12. Что такое логарифмические частотные характеристики линейной цепи? В чём их преимущество? Изобразить качественно логарифмические частотные характеристики линейного апериодического усилителя?

13. Какие искажения усиленного сигнала называют амплитудными? Фазовыми? Линейными? Нелинейными? Указать причину возникновения каждого вида искажений. Привести рекомендации по минимизации указанных искажений.

14. Предполагается осуществить линейное усиление последовательности прямоугольных видеоимпульсов длительности 0.01 мс. Какова должна быть полоса пропускания апериодического усилителя, чтобы искажения сигнала были в пределах допустимых?

15. Как в линейном апериодическом усилителе реализовать режим приближённого дифференцирования усиленного сигнала? Ответ прокомментировать на основе частотных характеристик.

16. Каковы характеристики и способ реализации интегрирующего усилителя?

17. Как изменится форма прямоугольного импульса при его прохождении через апериодический усилитель, обладающий большой выходной ёмкостью транзистора?

18. Что помимо усиления будет происходить с последовательностью пилообразных импульсов в апериодическом усилителе с разделительной ёмкостью малой величины?

19. Привести частотные характеристики идеального интегратора. Изобразить вариант схемы его реализации.

20. Изобразить АЧХ и ФЧХ идеальной дифференцирующей цепи. Какими номинальными значениями должны обладать элементы  $RC$ -цепи, чтобы её можно было считать дифференцирующей?

**Литература:** [1, с. 120-125; 130-136],  
[2, с. 202-207; 209-213; 217-219; 252-261],  
[3, с. 205-206].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5

### ЛИНЕЙНОЕ РЕЗОНАНСНОЕ УСИЛЕНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

#### 5.1. Цель работы

**Цель работы** — изучить особенности линейного усиления амплитудно-модулированных сигналов. Уяснить, как должны соотноситься параметры усиливаемого колебания и элементов схемы резонансного усилителя для минимизации линейных искажений.

#### 5.2. Краткие теоретические сведения

На рис. 29 изображена принципиальная электрическая схема резонансного усилителя. Он построен на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. В выходную (коллекторную) цепь транзистора включен параллельный колебательный контур, обладающий добротностью  $Q$  и резонансной частотой  $f_p = 1/(2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C})$ . Питание усилителя осуществляется от источника постоянного напряжения  $E_{\Pi}$ . Напряжение смещения на базу транзистора подается от  $E_{\Pi}$ ; с помощью сопротивления  $R_B$  обеспечивается требуемая величина постоянного тока базы (смещение фиксированным током). Разделительные ёмкости  $C_P$  предотвращают изменение режима транзистора по постоянной составляющей при подключении к усилителю источника входного сигнала и нагрузки. Сопротивление  $R_{ВХ}$  имитирует входное сопротивление следующего за усилителем функционального блока.

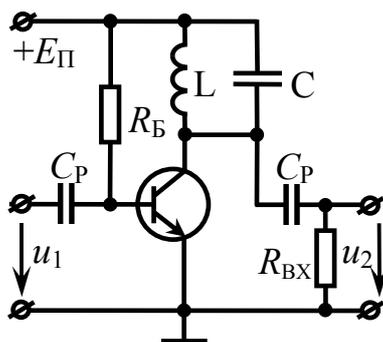


Рис. 29

Для обеспечения линейного режима работы резонансного усилителя исходную рабочую точку на вольтамперных характеристиках транзистора выводят на линейные участки (на входной и проходной ВАХ — напряжением смещения  $U_{Б0}$ , на выходной — напряжением питания  $E_{\Pi}$ ). Уровни входного и выходного колебаний не должны приводить к выходу рабочей точки в процессе усиления сигнала на нелинейные участки (загибы) вольтамперных характеристик (рис. 30).

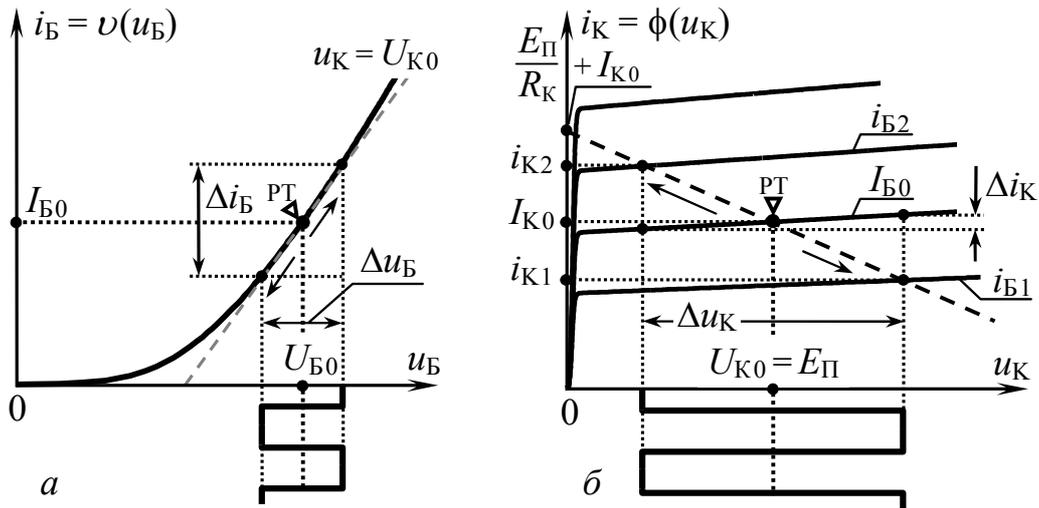


Рис. 30

В линейном режиме работы транзистор разумно рассматривать как линейный четырёхполюсник, полностью описываемый своими параметрами. На нижних и средних частотах целесообразно использовать систему  $h$ -параметров; при этом каждый  $h$ -параметр может быть определён графоаналитическим методом с использованием ВАХ транзистора:

$$\begin{aligned}
 h_{11} &\approx \left. \frac{\Delta u_B}{\Delta i_B} \right|_{u_K=U_{K0}} \quad (\text{рис. 30, а}), & h_{12} &\approx \left. \frac{\Delta u_B}{\Delta u_K} \right|_{i_B=I_{B0}}, \\
 h_{21} &\approx \left. \frac{i_{K2}-i_{K1}}{i_{B2}-i_{B1}} \right|_{u_K=U_{K0}} \quad (\text{рис. 30, б}), & h_{22} &\approx \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta u_K} \right|_{i_B=I_{B0}}.
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

С точки зрения схемы замещения по переменной составляющей (рис. 31) линейный резонансный усилитель (рис. 29) на нижних и средних частотах представляет собой питаемый идеальным источником тока эквивалентный колебательный контур (рис. 31), сопротивление потерь ( $r_{\text{э}}$ ) которого в  $(1 + R_K/R_{\Pi})$  больше собственных потерь ( $r$ ) реального контура. Под  $R_{\Pi}$  подразумевают совокупное сопротивление элементов, шунтирующих колебательный контур по переменной составляющей:  $R_{\Pi} = R_i \cdot R_{\text{ВХ}} / (R_i + R_{\text{ВХ}})$ . Комплексный коэффициент передачи усилителя по напряжению, рассчитанный по схеме на рис. 31, —

$$\dot{K}(\omega) = - \frac{S \cdot R_{\text{КЭ}}}{1 + j \cdot \xi_{\text{Э}}(\omega)},
 \tag{26'}$$

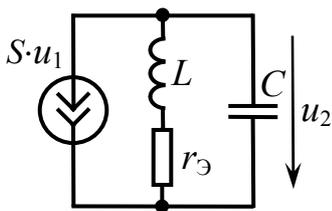


Рис. 31

где  $S$  — крутизна статической проходной ВАХ в рабочей точке; может быть оценена по проходной ВАХ ( $S \approx \Delta i_K / \Delta u_B$ ) вблизи рабочей точки или рассчитана как  $h_{21}/h_{11}$ ;

$R_{\text{КЭ}}$  — сопротивление эквивалентного контура на резонансной частоте:

$$R_{KЭ} = R_K / (1 + R_K/R_i + R_K/R_{BX}); \quad (27)$$

его величина определяется резонансным сопротивлением  $R_K = L/(C \cdot r)$  включенного в коллекторную цепь контура, входным сопротивлением  $R_{BX}$  последующего каскада и выходным дифференциальным сопротивлением транзистора  $R_i$ ; величина последнего определяется параметром  $h_{22}$ :  $R_i = 1/h_{22}$ ;

$\xi_{Э}(\omega)$  — эквивалентная обобщенная расстройка:  $\xi_{Э}(\omega) \approx 2Q_{Э}(\omega - \omega_P)/\omega_P$ ;

$Q_{Э}$  — эквивалентная добротность усилителя:

$$Q_{Э} = Q / (1 + R_K/R_i + R_K/R_{BX}) = \sqrt{L/C}/r_{Э}. \quad (28)$$

АЧХ линейного резонансного усилителя (модуль комплексного коэффициента передачи  $\dot{K}(\omega)$ ) имеет колоколообразную форму (рис. 32, а) и определяется в окрестности резонансной частоты как

$$K(f) = \frac{S \cdot R_{KЭ}}{\sqrt{1 + [2 \cdot Q_{Э} \cdot (f - f_P)/f_P]^2}}; \quad (29)$$

при этом коэффициент усиления на резонансной частоте равен

$$K_0 = S \cdot R_{KЭ}. \quad (30)$$

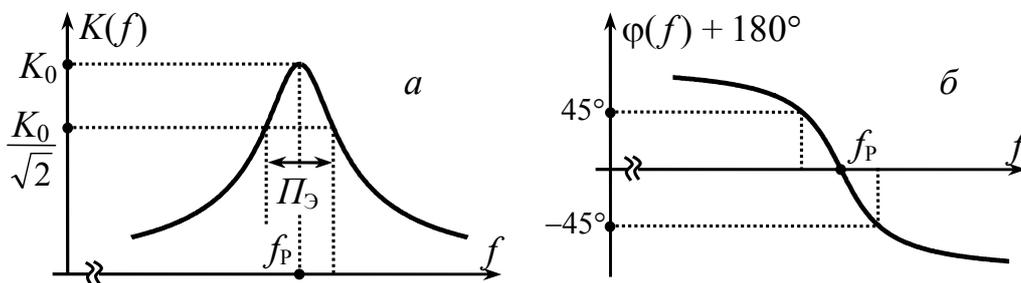


Рис. 32

ФЧХ усилителя (рис. 32, б) определяется соотношением:

$$\varphi(f) = -\operatorname{arctg}\left(2Q_{\text{Э}} \cdot \frac{f-f_{\text{P}}}{f_{\text{P}}}\right) - \pi. \quad (31)$$

Полоса пропускания линейного резонансного усилителя всегда шире полосы пропускания контура  $\Pi$ :

$$\Pi_{\text{фЭ}} = \Pi_{\text{ф}} \cdot (1 + R_{\text{К}}/R_{\text{И}} + R_{\text{К}}/R_{\text{ВХ}}), \quad (32)$$

где  $\Pi_{\text{ф}} = f_{\text{P}}/Q = r/(2\pi \cdot L)$ .

При подаче на вход усилителя АМ-колебания с тональной модуляцией (информационный сигнал — гармонический) и частотой несущей, равной резонансной частоте контура,

$$u_1(t) = U_{01} \cdot [1 + M_1 \cdot \cos(\Omega \cdot t + \phi_1)] \cdot \cos(\omega_{\text{P}} \cdot t + \psi_0), \quad (33)$$

выходное напряжение представляет собой также тонально-модулированное частотой  $\Omega = 2\pi \cdot F$  колебание:

$$u_2(t) = U_{02} \cdot [1 + M_2 \cdot \cos(\Omega \cdot t + \phi_2)] \cdot \cos(\omega_{\text{P}} \cdot t + \psi_0 - \pi), \quad (34)$$

у которого амплитуда несущей  $U_{02}$  в  $K_0 = S \cdot R_{\text{КЭ}}$  раз больше чем на входе, коэффициент модуляции  $M_2$  меньше входного —

$$M_2 = \frac{M_1}{\sqrt{1+(2 \cdot Q_{\text{Э}} \cdot \Omega / \omega_{\text{P}})^2}} = \frac{M_1}{\sqrt{1+(2 \cdot F / \Pi_{\text{фЭ}})^2}}, \quad (35)$$

огибающая амплитуд запаздывает по фазе относительно огибающей на входе на

$$\psi_1 - \psi_2 = \operatorname{arctg}\left(2Q_{\text{Э}} \cdot \frac{\Omega}{\omega_{\text{P}}}\right) = \operatorname{arctg}\left(2 \cdot \frac{F}{\Pi_{\text{фЭ}}}\right). \quad (36)$$

Форма огибающей амплитуд сигнала при его усилении не изменяется: она лишь масштабируется (в сторону увеличения значений) и задерживается цепью (рис. 33). Следовательно, искажения информационного сигнала при усилении колебания с тональной модуляцией не наблюдаются, несмотря на неравномерность АЧХ и нелинейность ФЧХ усилителя.

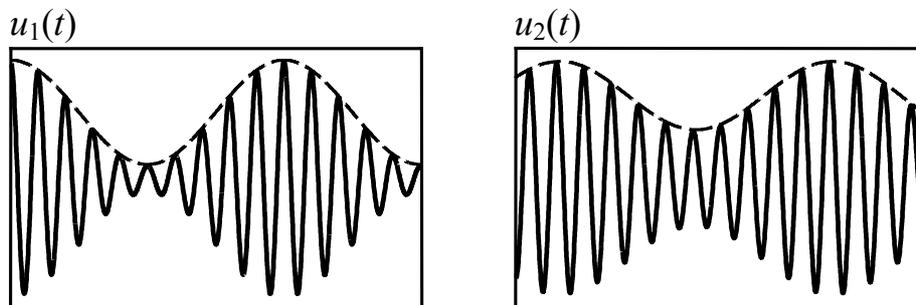


Рис. 33

Искажения информационного сигнала проявляются в случае, если огибающая амплитуд усиленного АМ-колебания представляет собой многочастотную функцию. Причина появления искажений состоит в следующем. Спектральные составляющие сложной огибающей обладают разными частотами, а следовательно, характеризуются разной степенью уменьшения глубины модуляции и запаздывания в усилителе. В совокупности это приводит к нарушению формы огибающей на выходе по сравнению со входом. Чем более несовершенными являются частотные характеристики усилителя в пределах ширины спектра входного сигнала, тем выше уровень линейных искажений.

### 5.3. Описание виртуального стенда

Для выполнения исследований необходимо загрузить схемный файл «Resonant amplification.ewb». Схема виртуального стенда после загрузки файла выглядит примерно так, как показано на рис. 34.

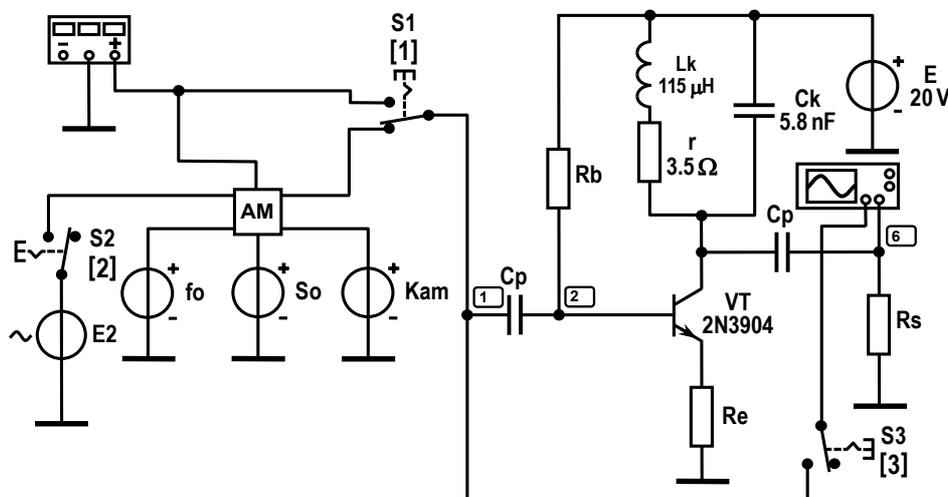


Рис. 34

Резонансный усилитель построен на биполярном транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером. Конкретная модель транзистора определяется номером варианта и устанавливается после загрузки файла в соответствии с таблицей исходных данных (табл. 14). По умолчанию указан транзистор модели 2N3904.

Таблица 14

N	Параметры элементов резонансного усилителя					
	Транзистор и цепь питания			Резонансный контур		
	Тип транзистора	Напряжение питания, В	Эмиттерное сопротивление, Ом	Индуктивность, мкГн	Емкость, нФ	Сопротивление потерь, Ом
1	2N2222A	15	15	200	8.1	7.5
2	2N4286	25	20	230	6.5	9.5
3	2N3904	20	20	155	9.0	7.5
4	BC850B	25	10	230	5.6	20.0
5	2N2222A	30	25	180	6.7	6.5
6	2N4286	20	40	150	7.5	3.5
7	2N3904	15	10	210	5.0	16.0
8	BC850B	30	15	190	5.2	9.5
9	2N2222A	25	25	150	6.2	5.0
10	2N4286	10	10	120	7.3	8.0
11	2N3904	20	15	150	5.5	14.5
12	BC850B	25	15	170	4.6	8.0
13	2N2222A	35	10	195	3.8	16.0
14	2N4286	10	30	175	4.0	9.5
15	2N3904	20	20	115	5.8	3.5

Питание транзистора производится от источника напряжения E. Смещение на базу обеспечивается с помощью сопротивления Rb, подключенного к источнику E последовательно с переходом «эмиттер-база» (смещение фиксированным током). Постоянное напряжение смещения на базе  $U_{B0}$  (относительно «земли») измеряется в ноде 2. В выходную цепь транзистора включен простой параллельный контур Lk, Ck с суммарными потерями в элементах, равными  $\gamma$ . Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную емкость Cp подается на вход осциллографа (канал «В», см. рис. 34). Выход усилителя зашунтирован резистором Rs, величина сопротивления которого по умолчанию составляет 100 кОм.

Для обеспечения стабильности коэффициента усиления и снижения уровня паразитных колебаний на выходе усилителя в цепь эмиттера транзистора включен резистор обратной связи Re. Следует помнить, что его наличие приво-

дит к снижению крутизны  $S$  и увеличению выходного дифференциального сопротивления  $R_i$  усилительного элемента.

Если переключатель  $S_1$ , управляемый клавишей «1», перевести в верхнее положение, то на вход усилителя от функционального генератора (Function Generator) через разделительную ёмкость  $C_p$  подается высокочастотное немодулированное гармоническое колебание. Если переключатель  $S_1$  переведён в нижнее положение, усиливаемый сигнал представляет собой амплитудно-модулированное колебание, снимаемое с выхода идеального модулятора «АМ», исследованного во второй работе. В качестве модулирующего низкочастотного сигнала при формировании АМ-колебания используется напряжение функционального генератора. Однако к управляющему входу модулятора можно подключить дополнительный источник гармонического напряжения  $E_2$  (переводом в левое положение переключателя  $S_2$ , управляемого клавишей «2»). При этом сигналы по обоим управляющим входам модулятора суммируются.

Сигнал на входе усилителя может быть изучен с помощью осциллографа (канал «А»). Достаточно перевести переключатель  $S_3$  (клавишей «3») в левое положение.

## 5.4. Задания и указания к их выполнению

### 5.4.1. Подготовка усилителя к экспериментальным исследованиям

Установить заданные параметры элементов схемы усилителя.

Выяснить по табл. 14 соответствующий Вашему номеру варианта конкретный тип транзистора. После загрузки схемного файла «Resonant amplification.ewb» выделить мышкой транзистор, двойным щелчком активировать меню «Component Properties» и выбрать из библиотек  $2n$ ,  $2n3xxx$ ,  $nationl2$  или  $zetex$  (закладка «Models») заданную модель.

Установить заданные в табл. 14 (по вариантам) напряжение источника питания (источник  $E$ , рис. 34), величину сопротивления обратной связи в цепи эмиттера ( $R_e$ ) и номинальные значения элементов контура: индуктивности ( $L_k$ ), емкости ( $C_k$ ), сопротивления потерь ( $r$ ).

Обеспечить подачу на базу транзистора заданного постоянного напряжения смещения.

Последовательным перебором установить такое значение сопротивления  $R_b$  в цепи смещения, чтобы постоянное напряжение на базе транзистора относительно «земли» (в ноде 2) составило заданную в табл. 15 величину. Для этого следует снять в автоматизированном режиме зависимость напряжения в ноде 2 от величины сопротивления  $R_b$ , активировав команду «Parameter Sweep ...» ме-

ню «Analysis» и установив следующие данные для выполнения: Component = R<sub>1</sub> (системный идентификатор сопротивления Rb); Parameter = Resistance; Output node = 2; Sweep for: DC Operating Point (вариация применительно к режиму по постоянной составляющей); остальные параметры — исходя из их смысла. По полученной зависимости, используя визиры, определить точное значение искомого сопротивления и установить найденный номинал в схеме.

Таблица 15

N	Тип транзистора	U <sub>Б0</sub> , В	Параметры транзистора <sup>1)</sup> в заданном режиме			
			h <sub>11Э</sub> , Ом	h <sub>12Э</sub> ×10 <sup>-3</sup>	h <sub>21Э</sub>	h <sub>22Э</sub> , мкСм
1	2N2222A	0.85	3950	1.12	215	72.8
2	2N4286	1.20	4150	5.05	190	252.5
3	2N3904	1.00	4250	1.64	185	80.0
4	BC850B	0.90	4450	1.90	365	180.5
5	2N2222A	1.25	6150	3.65	230	144.5
6	2N4286	1.35	9000	7.35	212	183.5
7	2N3904	0.90	2320	0.91	178	86.0
8	BC850B	1.35	5350	5.91	328	375.0
9	2N2222A	1.40	5750	4.85	218	190.5
10	2N4286	0.80	3650	1.05	248	102.0
11	2N3904	0.95	3400	1.25	186	81.5
12	BC850B	1.15	5650	4.35	338	275.5
13	2N2222A	1.20	2450	3.08	222	296.0
14	2N4286	1.00	7750	3.75	225	123.5
15	2N3904	1.40	3000	4.42	140	215.5

<sup>1)</sup> h-параметры транзистора в рабочей точке определены с учётом включения в цепь эмиттера резистора обратной связи

Убедиться, что напряжение смещения соответствует требуемому (с точностью до сотых долей В), активировав команду «DC Operating Point» меню «Analysis» (смотреть напряжение в ноде 2). Если напряжение смещения отличается от требуемого, следует уточнить значение сопротивления Rb.

Зафиксировать и занести в отчёт постоянное напряжение на эмиттере (Q1#emitter) и коллекторе (Q1#collector) транзистора, постоянную составляющую (L1#branch) коллекторного тока, значение сопротивления Rb.

## 5.4.2. Исследование характеристик резонансного усилителя

Измерить частотные характеристики усилителя.

Используя данные табл. 14, рассчитать резонансную частоту колебательного контура  $f_p$ , определяющую центральную частоту АЧХ усилителя и собственную полосу пропускания контура  $\Pi_f$ . Результаты расчёта внести в отчёт.

Подать на вход усилителя гармоническое колебание с частотой, равной расчётному значению  $f_p$ , и амплитудой 1 мВ. Для этого переключатель  $S_1$  перевести в верхнее положение и установить параметр Frequency источника напряжения «Function Generator» равным  $f_p$ , Amplitude = 1 mV, тип колебания — гармонический.

Активировать команду «AC Frequency ...» меню «Analysis». Установить в диалоговом окне команды минимальное и максимальное значения частоты Start frequency  $\approx (f_p - 1.5 \cdot \Pi_f)$ , End frequency  $\approx (f_p + 1.5 \cdot \Pi_f)$ , где  $f_p$  и  $\Pi_f$  — расчётные значения резонансной частоты и полосы пропускания контура; масштаб по оси частот (Sweep type) — линейный (Linear); Number of point = 5000; масштаб по вертикали (Vertical scale) — линейный; Nodes for analysis = 6. Нажать кнопку «Simulate». Используя визирь, снять значения (15...20 точек) частотных характеристик усилителя и занести их в табл. 16 (для получения АЧХ значения всех точек верхней кривой следует разделить на амплитуду входного напряжения). Зарисовать в масштабе АЧХ и ФЧХ усилителя по данным из табл. 16.

Таблица 16

$f$ , кГц	...	...	...	...	$f_p$	...	...	...	...
$U_{0 \text{ Вых}}$ , мВ	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$K(f)$ , безразм.	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\varphi(f)$ , °	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Определить по АЧХ коэффициент усиления на резонансной частоте и полюсу пропускания усилителя. Сравнить полученные значения с расчётными.

Определить по АЧХ коэффициент усиления  $K_0$  на резонансной частоте. Занести его значение в отчёт. Оценить по уровню 0.707 от максимального значения АЧХ ( $0.707 \cdot K_0$ ) полосу пропускания  $\Pi_{f\Phi}$  усилителя. Занести её значение в отчёт. Сравнить значения полосы пропускания усилителя и собственную полосу пропускания контура. Сделать вывод.

Перевести переключатель  $S_3$  в правое положение. Запустить моделирование. Измерить амплитуды входного (синяя кривая) и выходного напряжений усилителя (черная кривая), воспроизводимых на экране осциллографа (в установленном режиме). Обратит внимание на то, что амплитуда колебания на входе усилителя (в ноде 1) может несколько превышать амплитуду на выходе

генератора (1 мВ), что обусловлено паразитной обратной связью в транзисторе. Рассчитать отношение амплитуд выходного и входного напряжений. Внести его в отчёт и сопоставить с ранее найденным по АЧХ значением  $K_0$ .

Используя данные табл. 15 и формулы (30),(32), рассчитать теоретические значения резонансного коэффициента усиления  $K_0$  и полосы пропускания  $\Pi_{f\Omega}$  усилителя. Расчёт выходного дифференциального сопротивления транзистора выполнять по формуле  $R_i = 1/h_{22}$ , сопротивление эквивалентного контура  $R_{к\Omega}$  — с учётом  $R_{вх} = 100$  кОм и  $R_i$  (см. (27)). Результаты расчётов отразить в отчёте и сравнить их с экспериментальными значениями. Сделать выводы.

Исследовать зависимость коэффициента усиления и полосы пропускания усилителя от величины шунтирующего сопротивления.

Рассчитать, используя формулу (32) и ранее найденные  $\Pi_f$ ,  $R_k$  и  $R_i$ , значения сопротивления  $R_{вх}$ , при которых исходная полоса пропускания  $\Pi_{f\Omega}$  усилителя увеличивается в  $\frac{3}{2}$ , 2, 3, 4, 6 раз. Внести полученные значения в первую строку табл. 17.

Таблица 17

$R_{вх} (R_s)$ , кОм	100	...	...	...	...	...
$K_0$ , безразм.	...	...	...	...	...	...
$\Pi_{f\Omega}$ , кГц	...	...	...	...	...	...

Последовательно уменьшать величину сопротивления  $R_s$ , шунтирующего выход усилителя, до значений, указанных в верхней строке табл. 17. Каждый раз выполнять команду «AC Frequency ...» и оценивать по частотным характеристикам резонансный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя. Результаты отразить в табл. 17, сопроводив их выводом.

### 5.4.3. Исследование особенностей усиления АМ-сигнала с тональной модуляцией

Определить параметры сигнала на выходе усилителя при воздействии на его входе тонального АМ-напряжения и отсутствии расстройки.

Установить исходное значение сопротивления шунта  $R_s$ .

Сформировать и подать на вход усилителя АМ-напряжение с тональной модуляцией, обладающее коэффициентом модуляции  $M_1 = (58 - N)/56$  ( $N$  — номер варианта), частотой несущей, равной резонансной частоте  $f_p$ , амплитудой несущей 1 мВ, частотой модуляции  $F = \Pi_{f\Omega}/2$ . Для этого перевести переключатель  $S_1$  в нижнее положение, превратив источник (Function Generator) в генератор модулирующего колебания. Установить параметр Frequency генератора рав-

ным частоте модуляции  $F = \Pi_{\text{фЭ}}/2$  (Amplitude = 1 мВ, тип колебания — гармонический). Заданная амплитуда  $U_{01} = 1$  мВ и частота несущего колебания  $f_0 = f_p$  радиосигнала обеспечиваются установкой соответствующего уровня напряжений источников «So» и «fo». Для реализации требуемого коэффициента модуляции  $M_1$  следует задать напряжение источника «Kam» точно равным  $M_1$  (действительно при равных амплитудах несущего и модулирующего колебаний  $K_{\text{AM}} = M_1 \cdot U_{01} / \max|s_{\text{и}}(t)| = M_1$ ).

Переключатель  $S_3$  перевести в левое положение. Запустить моделирование. Установить длительность развёртки осциллографа так, чтобы колебания на его экране просматривались в пределах одного-двух периодов огибающей амплитуд. Остановить моделирование следует не ранее полного обновления экрана. Изучить и внести в отчёт временные диаграммы входного и выходного напряжений. При этом разумно одно из колебаний на время «убрать» с экрана нажатием на кнопку «0», имеющуюся на панели каждого канала (для возврата осциллограммы достаточно нажать на кнопку «DC»).

Оценить по временной диаграмме выходного напряжения его коэффициент амплитудной модуляции  $M_2$ :

$$M_2 = \frac{A_{2\max} - A_{2\min}}{A_{2\max} + A_{2\min}}, \quad (37)$$

где  $A_{2\max}$  и  $A_{2\min}$  — максимальное и минимальное значения огибающей амплитуд выходного напряжения. Сравнить коэффициент модуляции входного и выходного напряжений. Сделать вывод. Рассчитать теоретическое значение коэффициента  $M_2$  по формуле (35), сопоставить с экспериментальным.

Определить, используя обе осциллограммы, сдвиг по фазе между огибающими входного и выходного напряжений:  $\psi_1 - \psi_2 = \Delta t \cdot F \cdot 360^\circ$ , где  $\Delta t$  — интервал времени между ближайшими пиками огибающих амплитуд входного и выходного колебаний,  $F$  — частота модуляции. Рассчитать теоретическое значение фазового сдвига по формуле (36). Сопоставить расчётное и экспериментальное значения. Сделать выводы.

Исследовать зависимость коэффициента модуляции выходного напряжения и фазового сдвига между огибающими от частоты модуляции.

Последовательно увеличивать частоту модулирующего колебания  $F$  до значений, указанных в верхней строке табл. 18. Каждый раз, используя осциллограммы, оценивать коэффициент амплитудной модуляции выходного колебания  $M_2$  и сдвиг по фазе между огибающими  $\psi_1 - \psi_2$  входного и выходного напряжений. Результаты отразить в табл. 18. Сделать выводы.

Таблица 18

$F$	$\Pi_{f\Omega}/2$	$\Pi_{f\Omega}$	$2 \cdot \Pi_{f\Omega}$
$M_2/M_1$	...	...	...
$\Psi_1 - \Psi_2, ^\circ$	...	...	...

Выяснить, как влияет взаимная расстройка усиливаемого сигнала и цепи на форму выходного колебания.

Установить частоту модуляции равной  $F = \Pi_{f\Omega}/2$ , частоту несущего колебания  $f_0 = f_p + \Pi_{f\Omega}/2$ . Получить осциллограмму выходного напряжения, внести её в отчёт и сравнить с осциллограммой сигнала при отсутствии расстройки между частотой несущего колебания и резонансной частотой усилителя. Сделать выводы. При необходимости повторить опыт, увеличив значение расстройки частоты до значения  $\Pi_{f\Omega}$ .

#### 5.4.4. Исследование искажений усиливаемого сигнала при сложном законе модуляции

Изучить форму огибающей выходного сигнала усилителя при воздействии на его входе двухтонального АМ-напряжения.

Сформировать и подать на вход резонансного усилителя амплитудно-модулированное напряжение с двухтональной модуляцией (информационный сигнал состоит из двух гармоник разных частот):

$$u_1(t) = U_{01} \cdot [1 + M_1 \cdot \cos(\Omega \cdot t) + \frac{1}{3} \cdot M_1 \cdot \cos(3 \cdot \Omega \cdot t + \varphi)] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t), \quad (38)$$

где амплитуда несущей  $U_{01} = 1$  мВ, а частота несущей точно равна резонансной частоте ( $\omega_0 = \omega_p$ ); коэффициент модуляции —  $M_1 = (58 - N)/56$  ( $N$  — номер варианта); минимальная частота модуляции  $F \approx \Pi_{f\Omega}/2$ ; сдвиг по фазе составляющих огибающей амплитуд —  $\varphi = (10 \cdot N - 20)^\circ$ .

Для этого установить параметр Frequency функционального генератора (Function Generator) равным минимальной частоте модуляции  $F = \Pi_{f\Omega}/2$  (Amplitude = 1 mV, тип колебания — гармонический, переключатель  $S_1$  — в нижнем положении). Переключателем  $S_2$  подключить ко второму управляющему входу модулятора источник гармонического напряжения E2. Установить действующее значение напряжения источника E2 равным 0.2357 мВ («Voltage»), чтобы амплитуда генерируемого им колебания составила  $\frac{1}{3}$  мВ; частоту («Frequency») —  $3 \cdot F = 3 \cdot \Pi_{f\Omega}/2$ ; параметр «Phase» равным  $\varphi = (10 \cdot N - 20)^\circ$ . Для

обеспечения требуемого коэффициента модуляции  $M_1$  задать напряжение источника «Кам» точно равным  $M_1$ .

Запустить моделирование. Изучить и зарисовать в отчёт временные диаграммы входного и выходного напряжений, обратив особое внимание на соответствие огибающих амплитуд. Сделать вывод о наличии или отсутствии искажений информационного сигнала.

Исследовать зависимость линейных искажений, возникающих при усилении двухтонального АМ-сигнала от соотношения полосы пропускания усилителя и ширины спектра сигнала.

Оценить теоретически ширину спектра сигнала на входе усилителя, полагая, что минимальная частота модуляции составляет  $F = P_{f\Omega}/2$ .

Установить сопротивление шунта  $R_s$  таким, чтобы полоса пропускания усилителя соответствовала ширине спектра усиливаемого сигнала, а затем — превышала её в 2 раза (использовать данные табл. 17). Получить в обоих случаях осциллограммы выходного сигнала, изучить их и зарисовать в отчёт. Сопоставить форму огибающей амплитуды на выходе с огибающей на входе. Сделать вывод о влиянии соотношения между полосой пропускания усилителя и шириной спектра сигнала на величину искажений информационного сигнала.

Исследовать искажения АМ-сигнала, проходящего через усилитель, при модуляции импульсной последовательностью.

Переключатель  $S_2$  перевести в правое положение, отключив от входа модулятора источник напряжения  $E_2$ . Восстановить исходное сопротивление шунта 100 кОм. Установить тип колебаний на выходе генератора (Function Generator) — последовательность прямоугольных импульсов с коэффициентом заполнения периода Duty cycle = 50 %. Параметр Frequency задать равным  $P_{f\Omega}/2$  (Amplitude = 1 mV, переключатель  $S_1$  — в нижнем положении). Напряжение источника «Кам» установить равным единице. Запустить моделирование.

Зафиксировать диаграммы входного и выходного напряжений. Сделать вывод о величине искажений фронтов импульсов. Рассчитать практическую ширину спектра усиливаемого сигнала как  $2/\tau$ , где  $\tau$  — длительность импульсов. Выяснить соотношение между полосой пропускания и шириной спектра сигнала.

Уменьшить сопротивление шунта так, чтобы полоса пропускания увеличилась в 6 раз (использовать данные табл. 17). Произвести моделирование. Зарисовать в отчёт временную диаграмму выходного напряжения. Сделать вывод о величине искажений фронтов импульсов при новом соотношении полосы пропускания усилителя и ширины спектра сигнала.

Изменить частоту несущего колебания входного АМ-сигнала (источник «fo») так, чтобы новое её значение соответствовало верхней граничной частоте

полосы пропускания усилителя. Произвести моделирование. Зарисовать в отчёт временную диаграмму выходного напряжения. Сделать вывод о влиянии расстройки на степень искажений фронтов импульсов.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Изобразить упрощённую электрическую схему резонансного усилителя. Указать назначение всех её элементов.

2. Каковы условия обеспечения линейного режима работы резонансного усилителя? Чем определяется положение рабочей точки на выходной ВАХ транзистора?

3. Какими должны быть АЧХ и ФЧХ линейной цепи для того, чтобы проходящий через неё сигнал не испытывал искажений? Удовлетворяют ли таким требованиям частотные характеристики резонансного усилителя?

4. Что представляет собой линейный резонансный усилитель с точки зрения схемы замещения? Чем определяются значения элементов схемы замещения? Для чего она нужна?

5. В чем проявляется влияние внутреннего сопротивления электронного прибора на характеристики резонансного усилителя малых колебаний? Как можно ослабить возникающий при этом вредный эффект?

6. Изобразить частотные характеристики линейного резонансного усилителя. Чем определяется форма частотных характеристик усилителя и их локализация на частотной оси?

7. Для чего осуществляется неполное включение колебательного контура в цепь выходного электрода транзистора? Что такое оптимальное включение контура?

8. Зависят ли коэффициент усиления и полоса пропускания резонансного усилителя от величины коэффициента включения контура в коллекторную цепь транзистора? Если да, то изобразить соответствующие функциональные зависимости.

9. Каков физический смысл и методика практической оценки  $h$ -параметров транзистора? Какие элементы схемы замещения резонансного усилителя определяются параметрами электронного прибора?

10. Что произойдет с коэффициентом усиления резонансного усилителя при уменьшении: а) входного сопротивления последующего каскада; б) постоянного напряжения смещения на базе транзистора; в) ёмкости колебательного контура; г) сопротивления в цепи эмиттера?

11. Как изменится полоса пропускания резонансного усилителя при увеличении: *а)* ёмкости колебательного контура; *б)* проводимости шунта; *в)* напряжения источника питания?

12. Проявляются ли в линейном резонансном усилителе искажения усиленного сигнала? За счёт чего? Всегда ли?

13. Какие особенности характерны для линейного резонансного усиления АМ-колебания с тональной модуляцией? Возникают ли при этом искажения? Почему?

14. Объяснить, почему при линейном резонансном усилении АМ-сигнал, модулированный сложным (многотональным) информационным колебанием, испытывает линейные искажения (в отличие от тонально модулированного).

15. Что произойдет с однотоновой огибающей АМ-колебания на выходе усилителя, если увеличить: *а)* частоту модуляции; *б)* несущую частоту сигнала; *в)* ёмкость контура?

16. Какой должна быть полоса пропускания усилителя для усиления сигнала  $5 \cdot [1 + \cos(10^3 \cdot t) + \cos(5 \cdot 10^3 \cdot t)] \cdot \cos(10^7 \cdot t)$  с допустимыми на практике искажениями? Можно ли реализовать её практически?

17. Как влияет на основные характеристики транзисторного усилителя (по схеме с ОЭ) включение сопротивления по переменной составляющей в эмиттерную цепь транзистора?

18. Какие особенности характерны для линейного резонансного усиления ЧМ-колебания с тональной модуляцией? Возникают ли при этом искажения? Какие? С чем они связаны?

19. Изобразить предполагаемый сигнал на выходе линейного резонансного усилителя при подаче на его вход последовательности прямоугольных радиоимпульсов. Предполагается, что длительность импульсов существенно *а)* меньше, *б)* больше постоянной времени усилителя.

**Литература:** [2, с. 222-225; 272-276],  
[4, с. 222-228, 237-250].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6

### НЕЛИНЕЙНОЕ РЕЗОНАНСНОЕ УСИЛЕНИЕ И УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ

#### 6.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально исследовать нелинейное резонансное усиление в режиме большого сигнала (с отсечкой тока). Освоить методику измерения колебательной характеристики, приобрести навыки оценки эффективности работы усилителя (умножителя частоты) при разных углах отсечки.

#### 6.2. Краткие теоретические сведения

При воздействии на нелинейное сопротивление изменяющегося во времени напряжения ток, протекающий через сопротивление, может существенно отличаться по форме от напряжения. Связано это с появлением в спектре тока новых спектральных составляющих. Так, при гармоническом характере приложенного напряжения в спектре тока присутствуют помимо колебания с частотой входного воздействия многочисленные гармоники с кратными частотами и постоянная составляющая. Если ток нелинейного сопротивления, в качестве которого использован активный элемент (транзистор), пропустить через полосовой фильтр, настроенный на частоту входного воздействия и обладающий относительно малой полосой пропускания, то напряжение на его выходе будет практически совпадать по форме с приложенным напряжением, лишь существенно превышая его по величине мгновенных значений. Такое устройство, работая в нелинейном режиме, будет практически осуществлять линейное усиление напряжения.

На рис. 35 показана упрощённая схема нелинейного усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. В качестве полосового фильтра использован простой параллельный колебательный контур, резонансная частота  $\omega_r$  которого совпадает с частотой  $\omega_0$  входного напряжения, а полоса пропускания  $\Pi_\omega$  существенно меньше резонансной частоты  $\omega_r$ .

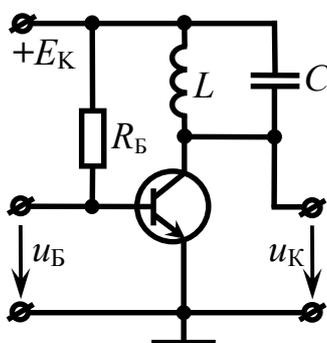


Рис. 35

Предполагается, что такой резонансный усилитель работает в режиме большого сигнала, при котором проходную ВАХ транзистора — зависимость тока коллектора  $i_K$  от напряжения между базой и эмиттером  $u_B$  — целесообразно аппроксимировать кусочно-линейной функцией с начальным напряжением  $U_H$  и крутизной  $S$ . Аппроксимированная таким образом характеристика  $i_K(u_B)$  представлена графически на рис. 36. Теоретический анализ схемы усилителя, приведённой на рис. 35, показывает, что если на базу транзистора с кусочно-линейной проходной характеристикой помимо напряжения смещения  $U_{B0}$  подать напряжение гармонической формы  $u_B(t) = U_B \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ , то при достаточно большой амплитуде  $U_B$  усиливаемого напряжения коллекторный ток  $i_K(t)$  приобретает форму усечённых косинусоидальных импульсов. Эти импульсы изображены качественно на рис. 36. Половина длительности основания импульсов, выраженная в угловой мере, определяет величину угла отсечки тока  $\Theta$ ; при известном напряжении начала наклонного луча ВАХ ( $U_H$ ), постоянного смещения ( $U_{B0}$ ) и амплитуды усиливаемого колебания ( $U_B$ ) величину угла отсечки можно рассчитать исходя из соотношения

$$\Theta = \arccos \frac{U_H - U_{B0}}{U_B}, \quad (39)$$

полагая, что  $U_B \geq |U_H - U_{B0}|$ .

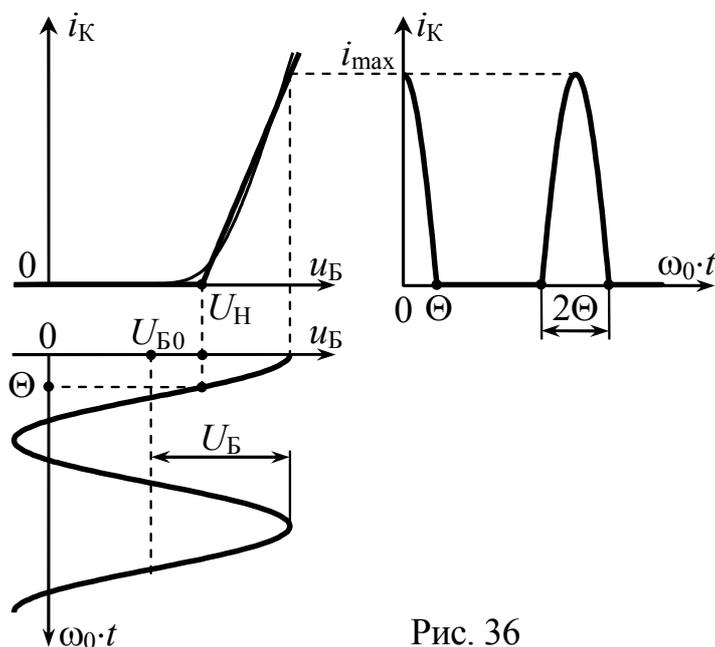


Рис. 36

Из уравнения (39) следует, что на практике можно реализовать три способа управления углом отсечки: 1) изменением напряжения смещения  $U_{B0}$  при фиксированной амплитуде  $U_B$ ; 2) вариацией амплитуды входного напряжения  $U_B$  при неизменном смещении  $U_{B0}$ ; 3) одновременным изменением  $U_{B0}$  и  $U_B$ .

Так как форма коллекторного тока на рис. 36 явно несинусоидальная, но периодическая ( $T_\omega = 2\pi/\omega_0$ ), то коллекторный ток можно считать состоящим из множества гармоник. Частоты гармоник тока, кратны частоте усиливаемого напряжения:  $\omega_n = n \cdot \omega_0$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ . Можно показать, что амплитуды гармоник  $I_{K_n}$  коллекторного тока нелинейным образом зависят от амплитуды  $U_B$  усиливаемого напряжения и могут быть рассчитаны по формуле

$$I_{K_n} = S \cdot U_B \cdot |\gamma_n(\Theta)|, \quad (40)$$

где  $\gamma_n(\Theta)$  — коэффициенты (Берга) разложения импульсов тока (рис. 37):

$$\gamma_n(\Theta) = \frac{2}{\pi \cdot n \cdot (n^2 - 1)} \cdot [\sin(n \cdot \Theta) \cdot \cos \Theta - n \cdot \cos(n \cdot \Theta) \cdot \sin \Theta], \quad (41)$$

показывающие как изменяются амплитуды гармоник тока в зависимости от величины угла отсечки при неизменной амплитуде воздействия  $U_B$  и управлении углом отсечки за счет вариции напряжения смещения  $U_{B0}$ .

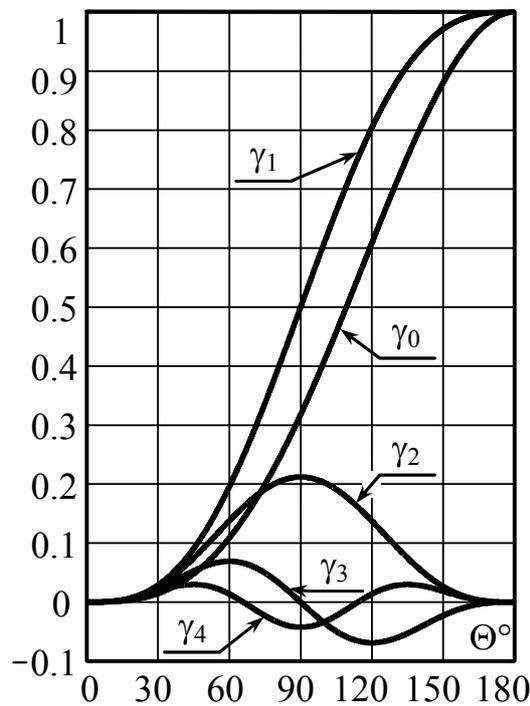


Рис. 37

Соотношение (30) справедливо лишь для недонапряжённого режима работы усилителя, при котором вершины импульсов тока  $i_K(t)$  совпадают по форме с гармонической функцией в области её максимальных значений, как пока-

зано на рис. 36. В недонапряжённом режиме амплитуда напряжения на выходе усилителя, контур которого точно настроен на частоту усиливаемого напряжения  $\omega_0$  и обладает сравнительно высокой добротностью, прямо пропорциональна амплитуде первой гармоники  $I_{K1}$  коллекторного тока  $i_K$  и может быть рассчитана в соответствии с выражением:

$$U_K = I_{K1} \cdot R_{KЭ}, \quad (42)$$

где  $R_{KЭ}$  — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте.

При малой величине минимальных мгновенных значений напряжения на коллекторе  $u_{K \min} \approx E_K - U_K$  (при большой амплитуде  $U_B$  напряжения на базе) транзистор может войти в режим насыщения (рис. 38); режим работы усилителя, соответствующий такой ситуации, называется перенапряжённым. Перенапряжённый режим проявляется в появлении провала в вершине импульса тока. Следствием этого является прекращение роста амплитуды первой гармоники тока  $I_{K1}$  при увеличении амплитуды подаваемого на вход напряжения  $U_B$ . Последнее свидетельствует о том, что энергетические ресурсы активного элемента исчерпаны, и никакое дальнейшее увеличение амплитуды сигнала на входе усилителя не может привести к увеличению амплитуды напряжения  $U_K$  на выходе усилителя. Граничным недонапряжённым и перенапряжённым режимам является критический режим работы резонансного усилителя, который наступает при достижении амплитудой коллекторного напряжения предельной величины  $U_{K \text{ пред}} = \xi \cdot E_K$ , где  $\xi = 0.85 \dots 0.95$  — коэффициент использования коллекторного напряжения.

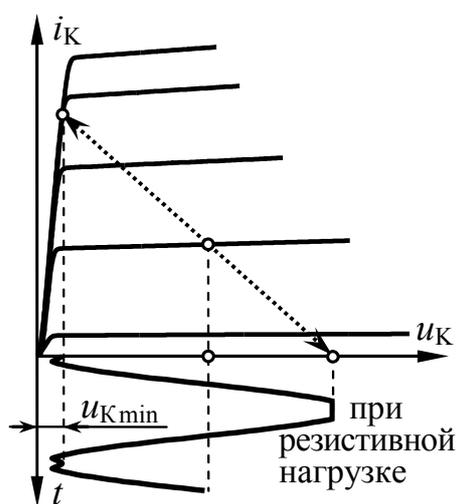


Рис. 38

Влияние амплитуды усиливаемого напряжения  $U_B$  на качественные показатели нелинейного усилителя с резонансной нагрузкой принято оценивать колебательной характеристикой. Колебательная характеристика резонансного усилителя — зависимость амплитуды выходного колебания первой гармоники

( $I_{K1}$  или чаще напряжения на контуре  $U_K \sim I_{K1}$ ) от амплитуды  $U_B$  усиленного напряжения при настройке контура на частоту  $\omega_0$  первой гармоники. Для расчёта колебательной характеристики необходимо располагать параметрами аппроксимации ( $S, U_H$ ) динамической проходной ВАХ транзистора, т.е. зависимости выходного тока  $i_K$  от напряжения на входе  $u_B$  при наличии в выходной цепи колебательного контура. Такой характеристики нет в распоряжении исследователя. Однако если полагать, что сопротивление контура  $R_{KЭ}$  мало по сравнению с выходным дифференциальным сопротивлением  $R_i$  транзистора, то в недонапряжённом режиме расчёт колебательной характеристики можно выполнять на основе параметров статической ВАХ.

Если напряжение смещения меньше напряжения излома ВАХ ( $U_{B0} < U_H$ , рис. 39, а), то при малой амплитуде  $U_B$  воздействия, такой что  $U_B \leq U_H - U_{B0}$ , выходной ток отсутствует:  $I_{K1} = 0$  и  $U_K = 0$ . При дальнейшем увеличении амплитуды усиленного сигнала ( $U_B > U_H - U_{B0}$ ) появляется выходной ток с отсечкой. Амплитуда первой гармоники тока определяется согласно (40), так что её амплитуда составляет

$$U_K = S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B, \quad (43)$$

где  $\gamma_1(\Theta) = (1/\pi) \cdot (\Theta - \sin\Theta \cdot \cos\Theta)$ . С ростом амплитуды  $U_B$  угол отсечки  $\Theta$  увеличивается (от 0 до  $90^\circ$ , рис. 40, а, поз. 1), наклон колебательной характеристики в недонапряжённом режиме также растёт (от 0 до  $S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(90^\circ) = 0.5 \cdot S \cdot R_{KЭ}$ ), так что её форма заметно отличается от линейной, особенно на начальном участке (рис. 40, б, поз. 1). В перенапряжённом режиме колебательная характеристика усилителя равномерна; её уровень определяется предельной амплитудой  $\xi \cdot E_K$  первой гармоники выходного колебания.

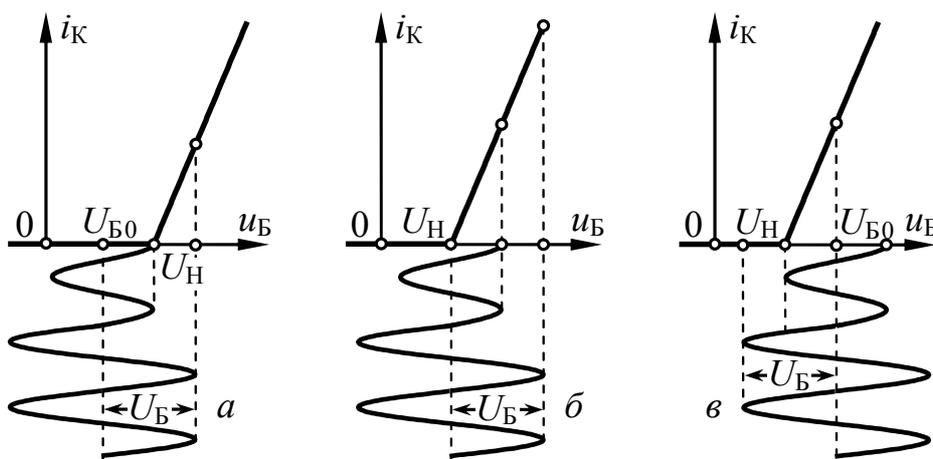


Рис. 39

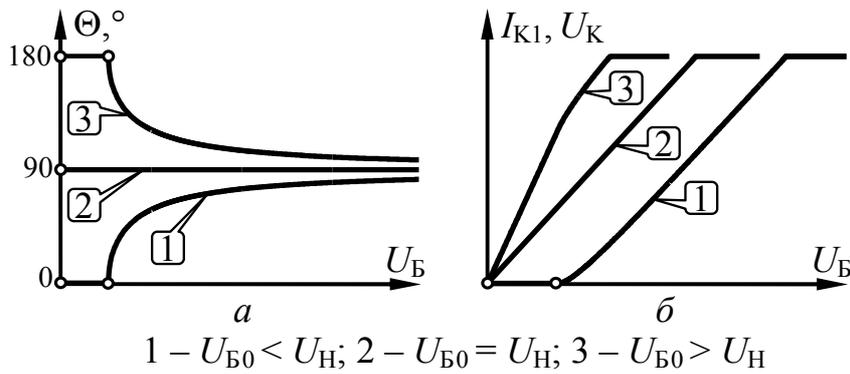


Рис. 40

Если напряжение смещения совпадает с напряжением излома ВАХ ( $U_{B0} = U_H$ , рис. 39, б), то при любой амплитуде усиливаемого колебания угол отсечки тока равен  $90^\circ$  (рис. 40, а, поз. 2), а колебательная характеристика усилителя в недонапряжённом режиме  $U_K = 0.5S \cdot R_{KЭ} \cdot U_B$  линейна (рис. 40, б, поз. 2).

При расположении исходной рабочей точки непосредственно на наклонном участке проходной ВАХ активного элемента ( $U_{B0} > U_H$ ) усилитель работает в линейном режиме до тех пор, пока  $U_B \leq U_{B0} - U_H$  (рис. 39, в). Отсечка тока при этом отсутствует ( $\Theta = 180^\circ$ , рис. 40, а, поз. 3), а колебательная характеристика усилителя  $U_K = S \cdot R_{KЭ} \cdot U_B$  линейна и имеет максимально возможный наклон (рис. 40, б, поз. 3). Увеличение амплитуды колебания на входе ( $U_B > U_{B0} - U_H$ ) приводит к появлению отсечки тока (угол  $\Theta$  уменьшается со  $180^\circ$  до  $90^\circ$ ), наклон колебательной характеристики усилителя  $U_K = S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B$  при этом уменьшается. Наконец, превышение входной амплитуды критической величины переводит усилитель в перенапряжённый режим работы.

Итак, колебательную характеристику усилителя можно рассчитать по формуле:

$$U_K = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{B0} < U_H \text{ и } U_B \leq U_H - U_{B0}, \\ S \cdot R_{KЭ} \cdot U_B & \text{при } U_{B0} > U_H \text{ и } U_B \leq U_{B0} - U_H, \\ S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B & \text{при } |U_{B0} - U_H| < U_B \leq U_{БКР}, \\ \xi \cdot E_K & \text{при } U_B > U_{БКР}, \end{cases} \quad (44)$$

где  $U_{БКР}$  — амплитуда напряжения на базе, соответствующая переходу усилителя в критический режим, при котором амплитуда выходного напряжения  $U_K$  достигает своего предела  $\xi \cdot E_K$ .

Обратите внимание на то, что колебательная характеристика в недонапряжённом режиме тем круче, чем больше напряжение смещения. Увеличение напряжения смещения приводит к тому, что усилитель переходит в перенапряжённый режим при меньшей амплитуде входного колебания.

Коэффициент усиления резонансного усилителя по напряжению определяется как отношение амплитуды выходного колебания, обусловленной первой

гармоникой тока, к амплитуде напряжения на входе (в установившемся режиме и отсутствии расстройки контура):

$$K(U_B) = U_K/U_B. \quad (45)$$

В нелинейном усилителе, работающем в недонапряжённом режиме, коэффициент усиления  $K$  неявно зависит от амплитуды усиливаемого напряжения  $U_B$  (через угол отсечки  $\Theta$ ):

$$K = S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \text{ при } |U_{B0} - U_H| < U_B \leq U_{БКР}. \quad (46)$$

В перенапряжённом режиме коэффициент усиления с ростом амплитуды усиливаемого сигнала уменьшается:  $K = \xi \cdot E_K / U_B$ . Зависимость  $K(U_B)$  может быть рассчитана по известной колебательной характеристике усилителя  $I_{K1}(U_B)$  или  $U_K(U_B)$ .

Качественные зависимости коэффициента усиления нелинейного резонансного усилителя (в режиме большого сигнала) от амплитуды усиливаемого напряжения для разных значений напряжения смещения показаны на рис. 41 (1 —  $U_{B0} < U_H$ ; 2 —  $U_{B0} = U_H$ ; 3 —  $U_{B0} > U_H$ ).

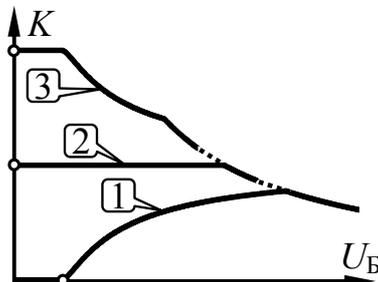


Рис. 41

Для реализации режима умножения частоты в  $n$  раз (частота выходного напряжения  $u_K(t)$  при этом в  $n$  раз больше частоты входного напряжения  $u_B(t)$ ) следует настроить контур на частоту  $n \cdot \omega_0$ , изменением напряжения смещения обеспечить оптимальный по коэффициенту передачи  $n$ -й гармоники угол отсечки ( $\Theta_{\text{опт}} = 180^\circ/n$ ); при этом амплитуда напряжения на контуре, определяемая амплитудой  $n$ -й гармоники тока  $I_{Kn}$ , будет максимальной. Максимальный коэффициент передачи умножителя —

$$K_{n \max} = I_{Kn \max} \cdot R_{KЭ n} / U_B, \quad (47)$$

где  $R_{KЭ n}$  — эквивалентное сопротивление контура  $n$ -й гармонике, рассчитанное на частоте  $n \cdot \omega_0$ .

### 6.3. Описание виртуального стенда

Работа выполняется с использованием схемного файла «Non-linear resonant amplification.ewb».

Рабочее поле файла после загрузки показано на рис. 42.

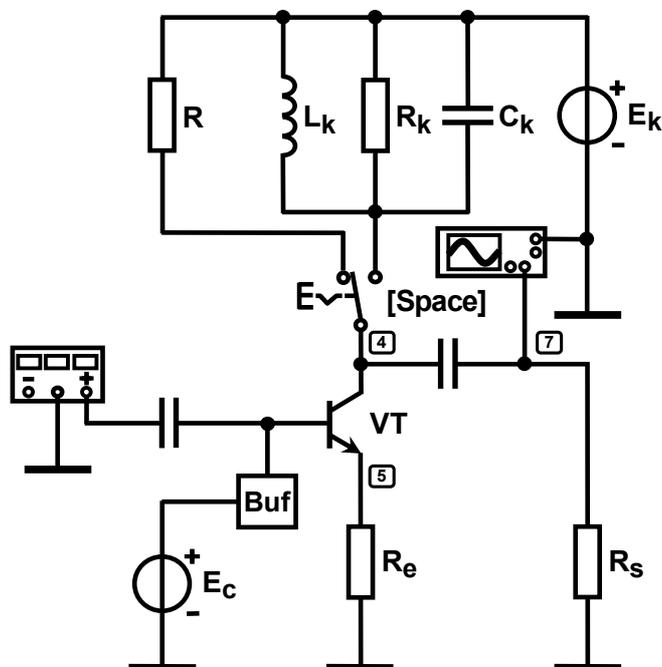


Рис. 42

Резонансный усилитель построен на биполярном транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером. Питание транзистора производится от источника постоянного напряжения  $E_k$ . Смещение на базу обеспечивается с помощью отдельного источника постоянного напряжения  $E_c$  так, что напряжение смещения  $U_{B0}$  оказывается в точности равным ЭДС источника  $E_c$  (необходимость контроля величины  $U_{B0}$  при этом отпадает). В выходную цепь транзистора включен простой параллельный контур  $L_k, C_k$  с резонансным сопротивлением  $R_k$ . Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную ёмкость подается на вход осциллографа (канал В). Выход усилителя зашунтирован сопротивлением  $R_s$ , величина которого по умолчанию составляет 1 МОм.

В работе предусмотрена возможность замены резонансной нагрузки (колебательного контура) резистивной (сопротивлением  $R$ ) с помощью переключателя, управляемого клавишей «Space». Это даёт возможность наблюдать (в противоположной полярности) осциллограммы выходного (коллекторного) тока усилителя (транзистора).

## 6.4. Подготовительное расчётное задание

**6.4.1.** Начертить исследуемую в работе схему нелинейного усилителя и уяснить принцип его работы.

Полагая режим работы усилителя недонапряжённым, изобразить применительно к резистивной нагрузке предполагаемую форму импульсов выходного напряжения для углов отсечки 180, 120, 90 и 60°. Изобразить предполагаемую форму напряжения на коллекторе применительно к резонансной нагрузке для тех же значений углов отсечки коллекторного тока.

По заданному начальному напряжению проходной характеристики транзистора ( $U_H$ , табл. 19) рассчитать значения напряжения смещения  $U_{B0}$ , при которых обеспечиваются углы отсечки 180, 120, 90 и 60°, полагая, что к базе усилителя приложено гармоническое напряжение амплитудой 0.4 В. Результаты расчёта занести в таблицу.

Таблица 19

N	Параметры элементов резонансного усилителя							
	Транзистор и цепь питания					Резонансный контур		
	Тип транзистора (модель)	Напряжение питания $E_K$ , В	Сопротивление в цепи эмиттера $R_Э$ , Ом	Напряжение излома ВАХ $U_H$ , В	Крутизна наклонного луча ВАХ $S$ , мА/В	Индуктивность $L_K$ , мкГн	Емкость $C_K$ , нФ	Резонансное сопротивление $R_K$ , кОм
1	2N2923	25	50	0.63	17.0	20	32	2.5
2	2N2924	30	75	0.62	11.5	17	42	5.0
3	2N3391	20	100	0.61	8.6	36	22	4.0
4	2N3414	16	150	0.61	5.8	47	19	5.0
5	2N3707	20	50	0.65	16.7	20	50	2.0
6	2N3858A	40	200	0.61	4.3	105	11	10.0
7	2N3904	16	400	0.60	2.2	80	16	7.0
8	2N4123	12	500	0.60	1.7	135	11	11.0
9	2N4400	26	150	0.62	5.7	100	18	7.5
10	2N4409	32	75	0.64	11.5	50	42	3.5
11	2N4424	36	350	0.58	2.5	320	8	20.0
12	2N5172	10	600	0.57	1.5	150	14	1.0
13	2N5223	8	150	0.57	5.8	33	52	2.5
14	2N5550	50	50	0.67	17.0	55	27	4.5
15	MPS3826	22	100	0.63	8.5	40	32	3.5
16	MPS6512	15	150	0.62	5.7	48	24	4.5
17	MPS6512	10	350	0.60	2.5	60	16	6.0

N	Параметры элементов резонансного усилителя							
	Транзистор и цепь питания					Резонансный контур		
	Тип транзистора (модель)	Напряжение питания $E_K$ , В	Сопротивление в цепи эмиттера $R_{Э}$ , Ом	Напряжение излома ВАХ $U_H$ , В	Крутизна наклонного луча ВАХ $S$ , мА/В	Индуктивность $L_K$ , мкГн	Емкость $C_K$ , нФ	Резонансное сопротивление $R_K$ , кОм
18	MPS6513	6	600	0.59	1.4	66	13	7.0
19	MPS6565	22	75	0.58	11.5	27	32	3.0
20	MPS6565	32	200	0.56	4.4	100	7	12.5
21	MPS6531	6	100	0.60	8.5	8	80	1.0
22	2N3416	25	250	0.59	3.5	70	8	10.0
23	2N2923	18	350	0.58	2.5	58	9	8.0
24	2N3904	20	100	0.63	8.5	30	16	4.5
25	2N3707	10	150	0.63	5.7	20	22	3.0

Полагая режим работы усилителя перенапряжённым, нагрузку резистивной и угол отсечки равным  $90^\circ$ , изобразить предполагаемую форму импульсов коллекторного напряжения.

**6.4.2.** По заданной крутизне  $S$  проходной характеристики транзистора, её начальному напряжению  $U_H$  и сопротивлению нагрузки усилителя  $R_{КЭ} = R_K$  (табл. 19) для трёх значений напряжения смещения  $U_{Б0} = 0.4$  В,  $U_H$  и  $0.8$  В рассчитать колебательные характеристики нелинейного резонансного усилителя, полагая, что амплитуда входного напряжения  $U_B$  изменяется в пределах от 0 до 2 В с шагом 0.1 В. Результаты расчётов привести в таблице и отобразить графически.

Указать амплитуды входного напряжения ( $U_{БКР}$ ), при которых возникает критический режим работы нелинейного усилителя, а также соответствующие значения угла отсечки.

**6.4.3.** Используя результаты предыдущего задания, рассчитать и построить графические зависимости коэффициента усиления нелинейного резонансного усилителя от амплитуды напряжения на базе  $K(U_B) = U_K/U_B$  для трёх значений напряжения смещения  $0.4$  В,  $U_H$  и  $0.8$  В.

Амплитуды входного колебания, при которых обеспечиваются наибольшие значения коэффициента усиления, зафиксировать и внести в отчёт. Указать соответствующие им значения коэффициента усиления и угла отсечки тока.

**6.4.4.** Полагая, что контур нелинейного усилителя настроен на частоту второй (а затем и третьей) гармоники выходного тока (режим удвоения (утрояния) частоты), рассчитать напряжение смещения, которое при начальном на-

пряжении  $U_H$  и амплитуде напряжения на базе  $U_{B0} = 0.4$  В, обеспечивает оптимальный по коэффициенту передачи второй (а затем и третьей) гармоники угол отсечки.

Для недонапряжённого режима работы удвоителя (утроителя) по заданной крутизне транзистора  $S$  и сопротивлению нагрузки  $R_{кэ} = R_K$  (табл. 19) рассчитать его максимальный коэффициент передачи.

## 6.5. Задания и указания к их выполнению

### 6.5.1. Исследование формы импульсов выходного напряжения нелинейного усилителя при резистивной и резонансной нагрузках

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл «Non-linear resonant amplification .ewb». Уяснить назначение подключенных к усилителю приборов и источников сигналов.

Установить заданный тип транзистора (табл. 19), активировав меню «Component Properties» и выбрав нужную модель из библиотеки «nation12». Установить заданные в табл. 19 напряжение  $E_K$  источника питания ( $E_K$  на рис. 42), величину сопротивления  $R_э$  обратной связи в цепи эмиттера ( $R_e$ ) и параметры элементов контура: индуктивности ( $L_k$ ), емкости ( $C_k$ ), резонансного сопротивления ( $R_k$ ).

Перевести переключатель, управляемый клавишей «Space» в правое положение, подключив, тем самым, к коллектору транзистора простой колебательный контур.

Установить постоянное напряжение смещения  $U_{B0}$  на базе транзистора 1 В (источник  $E_c$  на рис. 42). Для установки параметров входного напряжения, вырабатываемого генератором «Functional Generator», активировать режим гармонического сигнала, указать величину его частоты (Frequency) из интервала 100...250 кГц и амплитуды (Amplitude) порядка 10 мВ.

Используя данные табл. 19, рассчитать резонансную частоту контура  $f_p = 1/(2\pi \cdot \sqrt{L_K \cdot C_K})$ , определяющую центральную частоту АЧХ усилителя, и собственную полосу пропускания контура  $\Pi_f = 1/(2\pi \cdot R_K \cdot C_K)$ . Результаты расчёта занести в отчёт.

Измерить АЧХ усилителя. Для этого необходимо активировать команду «AC Frequency ...» меню «Analysis», установить в окне команды минимальное и максимальное значения частоты: Start frequency =  $(f_p - 2 \cdot \Pi_f)$ , End frequency =  $(f_p + 2 \cdot \Pi_f)$ ; масштаб по оси частот (Sweep type) — линейный (Linear); Number of point = 5000; масштаб по вертикали (Vertical scale) — линейный; номер точки съёма реакции (Nodes for analysis) — 7. Нажать кнопку «Simulate». Используя визиры, измерить фактическую резонансную частоту усилителя, соответствующую максимуму АЧХ, и полосу пропускания  $\Pi_{fэ}$  резонансного усилителя

по уровню 0.707 от максимального значения АЧХ. Занести измеренные значения  $f_p$  и  $P_{f\Omega}$  в отчёт.

Установить частоту входного напряжения (параметр Frequency на панели «Functional Generator»), равной экспериментально измеренной резонансной частоте усилителя.

Увеличить амплитуду входного напряжения (Amplitude) до расчётной величины 400 мВ. Переключателем «Spice» подключить резистивную нагрузку.

Определить фактические значения напряжения смещения, обеспечивающие заданные углы отсечки тока.

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, установить последовательно углы отсечки выходного тока 180, 120, 90 и 60°. Использовать при этом осциллограмму выходного напряжения, совпадающего по форме с импульсами коллекторного тока. Зарисовать импульсы напряжения для каждого угла отсечки, внести в таблицу значения напряжения смещения, соответствующие этим углам отсечки, сравнить их с расчётными.

Примечание: Пусть осциллограмма выходного напряжения выглядит так, как показано на рис. 43; тогда, установленное значение угла отсечки тока определяется как  $180^\circ \cdot \tau / T$ , где  $\tau$  — длительность импульса с отсечкой,  $T$  — период колебаний; измерение длительности импульсов  $\tau$  удобно производить посредством визиров; период  $T$  достаточно однократно измерить или рассчитать.

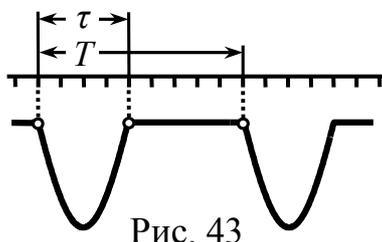


Рис. 43

Для ускорения измерений по данному пункту исследований можно задействовать команду «Parameter Sweep ...» меню «Analysis». В окне команды следует задать: системный идентификатор источника смещения (Component) – V1; название изменяемого параметра (Parameter) – Voltage; диапазон изменения напряжения смещения (Start value, End value) – от 0.4 до 1.2 В (возможны другие значения); способ изменения (Sweep type) – Linear; шаг изменения напряжения смещения (Increment step size) – 0.05 В (или меньше); номер выходной контрольной ноды (Output node) – 4. Активировать режим «Transient Analysis», нажать кнопку «Set transient options», в новом окне активировать «Calculate DC operating point», указать момент начала (Start time) и окончания анализа (End time), количество отображаемых точек за интервал наблюдения (Minimum number of time point). Нажать кнопки «Accept» и «Simulate». Возможный результат выполнения команды показан на рис. 44 в виде семейства осциллограмм

выходного колебания, полученных при разных напряжениях смещения. Используя визиры, можно отыскать осциллограмму, наиболее отвечающую заданному углу отсечки, а значит, и искомое напряжение смещения.

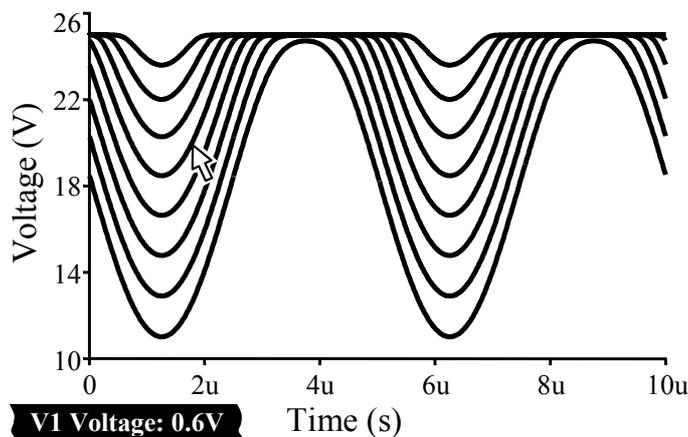


Рис. 44

Исследовать форму напряжения на контуре при разных углах отсечки выходного тока.

Переключатель «Spase» перевести в положение «Контур». Устанавливая поочередно напряжение смещения, соответствующее углам отсечки 180, 120, 90 и 60°, зарисовать временные диаграммы выходного напряжения, снимаемого с контура. Измерить и указать в отчёте значения амплитуд напряжения. Внимание! Измерение амплитуды выходного напряжения при подключенной резонансной нагрузке следует выполнять по окончании переходного процесса, длительность которого составляет, как правило, около  $(0.5...1)/P_{f\Phi}$ , где  $P_{f\Phi}$  – полоса пропускания усилителя в Гц.

Сравнить форму импульсов коллекторного тока и напряжения на контуре. Сделать выводы.

Исследовать форму импульсов выходного тока усилителя в перенапряженном режиме работы.

Переключателем «Spase» вновь включить резистивную нагрузку. Установить напряжение смещения равным начальному напряжению ВАХ ( $U_H$ , табл. 19). Получить перенапряжённый режим работы усилителя: постепенно увеличивая амплитуду входного напряжения, добиться на экране осциллографа провала в верхней части импульсов напряжения. Снять осциллограмму напряжения, сделать выводы.

## 6.5.2. Исследование колебательных характеристик нелинейного резонансного усилителя

Подготовить установку к исследованиям.

Переключатель «Срассе» перевести в положение «Контур». Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора  $U_{Б0}$  равным 0.4 В.

Снять семейство колебательных характеристик усилителя.

Изменяя амплитуду гармонического напряжения на входе усилителя от 0 до 2 В с шагом не более 100 мВ, фиксировать амплитуду напряжения на контуре (выходе) усилителя в установившемся режиме. Результаты измерений внести в табл. 20.

Аналогичным образом снять колебательные характеристики усилителя еще для двух значений напряжения смещения  $U_{Б0} = U_H$  и 0.8 В. Результаты измерений отразить в табл. 20. Построить график семейства колебательных характеристик нелинейного резонансного усилителя. Проанализировать результаты. Сопоставить экспериментальные характеристики с расчётными. Сделать выводы.

Таблица 20

$U_{Б0}, \text{В}$	Характеристики нелинейного усилителя									
0.4	$U_B, \text{мВ}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$K, \text{безр.}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$U_H$	$U_B, \text{мВ}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$K, \text{безр.}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
0.8	$U_B, \text{мВ}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$K, \text{безр.}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Определить фактические амплитуды входного напряжения, при которых усилитель работает в критическом режиме.

По колебательным характеристикам оценить амплитуды входного напряжения, при которых наступает критический режим. Сравнить с теоретическими результатами.

Объяснить форму полученных колебательных характеристик. Дать рекомендации по выбору номинального режима работы усилителя (предложить рациональные значения напряжения смещения, амплитуды усиливаемого напряжения).

### 6.5.3. Исследование зависимости коэффициента усиления нелинейного усилителя от амплитуды входного напряжения

Получить зависимости коэффициента усиления усилителя от амплитуды входного напряжения.

Используя результаты эксперимента, полученные в предыдущем разделе, рассчитать зависимости коэффициента усиления  $K$  усилителя от амплитуды напряжения на базе  $U_B$  для трёх значений напряжения смещения (0.4,  $U_H$  и 0.8 В). Результаты внести в табл. 20. Полученные зависимости изобразить поверх теоретических кривых. Прокомментировать соответствие эксперимента и расчётов. Дать физическое толкование полученным результатам.

Определить фактические амплитуды входного напряжения, при которых достигаются наибольшие значения коэффициента усиления.

Для трёх значений напряжения смещения определить наибольшие значения коэффициентов усиления  $K$ , которые может обеспечить усилитель; амплитуды входного колебания, соответствующие этим коэффициентам усиления, зафиксировать. Полученные данные сравнить с теоретическими результатами.

### 6.5.4. Исследование удвоителя частоты

Подготовить установку к исследованиям. Для этого установить амплитуду гармонического напряжения на входе усилителя 400 мВ и вдвое уменьшить его частоту, чтобы обеспечить совпадение частоты второй гармоники выходного тока с резонансной частотой усилителя.

Определить максимальный коэффициент передачи удвоителя частоты.

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, добиться максимальной амплитуды напряжения на выходе резонансного удвоителя частоты.

Для ускорения измерений по данному пункту исследований можно задействовать команду «Parameter Sweep ...» меню «Analysis». В окне команды следует задать: Component = V1; Parameter = Voltage; Start value = 0.2 В, End value = 1.2 В; Sweep type = Linear; Increment step size = 0.05 В или меньше; Output node = 7. Установить параметры режима «Transient Analysis»: Calculate DC operating point, Start time (не менее  $(0.5...1)/f_{f\Theta}$ ), End time, Minimum number of time point. Возможный результат выполнения команды «Parameter Sweep ...» показан на рис. 45 в виде осциллограмм выходного напряжения для разных напряжений смещения. Установив курсор на осциллограмме колебания с максимальной амплитудой, прочитать в строке состояния соответствующее этому колебанию напряжение смещения.

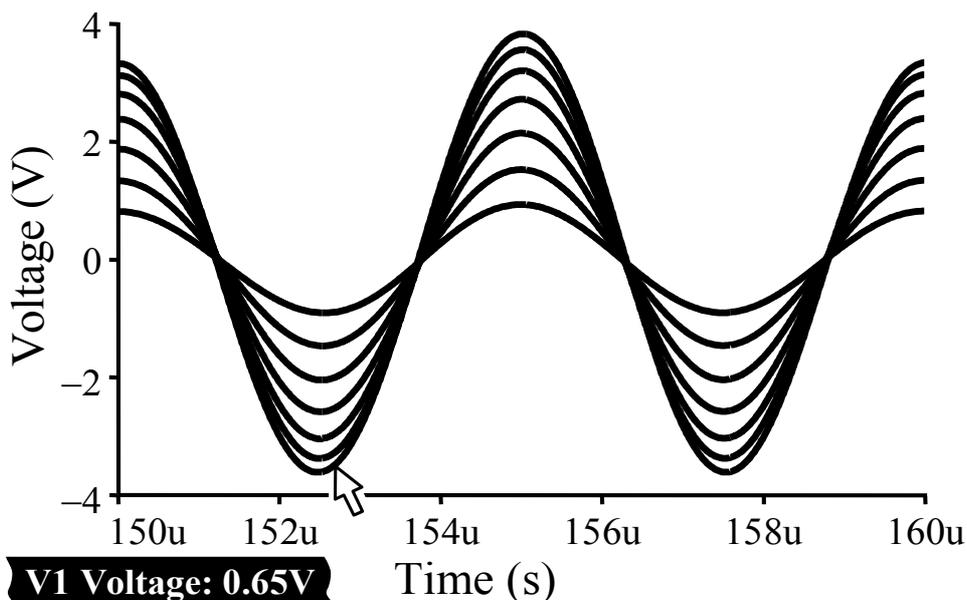


Рис. 45

Указать в отчёте величину экспериментально найденного оптимального напряжения смещения — смещения, обеспечивающего выходное напряжение удвоителя с максимальной амплитудой. Установить напряжение смещения равным оптимальному значению. Произвести моделирование.

Зарисовать в одном временном масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений удвоителя при оптимальном напряжении смещения. По значениям амплитуд выходного и входного напряжений определить величину максимального коэффициента передачи удвоителя частоты, зафиксировать его в отчёте и сравнить с расчётным значением. Прокомментировать результаты. Сделать выводы.

Определить оптимальный угол отсечки выходного тока удвоителя.

Включить резистивную нагрузку. Зарисовать в масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений. По осциллограмме напряжения на резистивной нагрузке определить угол отсечки тока, сравнить его величину с расчётной. Объяснить различие в осциллограммах, полученных в предыдущем и в данном пункте. Сделать выводы.

### 6.5.5. Исследование утроителя частоты

Подготовить установку к исследованиям. Переключатель «Space» перевести в положение «Контур». Установить частоту входного напряжения втрое меньше резонансной частоты усилителя, чтобы подстроить частоту третьей гармоники выходного тока под резонансную частоту.

Определить максимальный коэффициент передачи утроителя частоты.

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, добиться максимальной амплитуды напряжения на выходе резонансного утроителя частоты. Указать в отчёте величину оптимального напряжения смещения — смещения, обеспечивающего максимальное по амплитуде выходное напряжение.

Установить напряжение смещения равным экспериментально найденному оптимальному значению. Зарисовать в одном временном масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений утроителя при оптимальном смещении. По измеренным значениям амплитуд напряжений определить величину максимального коэффициента передачи утроителя частоты, зафиксировать его в отчёте и сравнить с расчётным значением. Сделать выводы.

Определить оптимальный угол отсечки выходного тока утроителя.

Включить резистивную нагрузку. Снова зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений. По осциллограмме напряжения на резистивной нагрузке определить угол отсечки тока, сравнить его величину с расчётной. Сделать выводы.

#### **6.5.6. Дополнительные задания для пытливых студентов**

Исследовать влияние величины сопротивления  $R_s$  (см. рис. 42), шунтирующего нагрузочный контур, на колебательную характеристику усилителя для разных значений смещения.

Исследовать зависимость коэффициента полезного действия (КПД) нелинейного усилителя от величины угла отсечки выходного тока в недонапряжённом и перенапряжённом режиме при фиксированной амплитуде входного колебания. Возможные значения угла отсечки (например, 30, 60, 90, 120, 180°) устанавливать изменением напряжения смещения. КПД определять как отношение  $(0.5 \cdot U_K / E_K) \cdot (I_{K1} / I_{K0})$ , где  $U_K$  — амплитуда выходного напряжения при резонансной нагрузке,  $E_K$  — напряжение питания,  $I_{K1} / I_{K0}$  — отношение амплитуды первой гармоники к постоянной составляющей выходного тока (определить это соотношение можно, активировав режим «Fourier...» меню «Analysis»; точка съёма «Output node» — номер 5).

Исследовать особенности нелинейного усиления колебаний с тональной АМ и возникающих при этом искажений. Отключить от входа схемы универсальный генератор и заменить его генератором АМ-напряжения (группа «Source»). Установить частоту несущего колебания («Carrier frequency») равной

резонансной частоте усилителя, единичный коэффициент модуляции («Modulation index»), частоту модуляции («Modulation frequency»), не превышающей половины полосы пропускания усилителя. Амплитуду несущего колебания («Carrier amplitude») взять такой, чтобы при установленном напряжении смещения (0.4 В,  $U_H$ , 0.8 В) усилитель работал сначала в недонапряжённом, а затем в перенапряжённом режиме.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. В каких случаях реальную характеристику транзистора, отображающую зависимость коллекторного тока от напряжения между базой и эмиттером, целесообразно аппроксимировать кусочно-ломаной функцией? Какими параметрами при этом будет описываться ВАХ транзистора?

2. Что такое угол отсечки тока нелинейного усилителя? Как меняется угол отсечки с изменением напряжения смещения? Амплитуды напряжения, подаваемого на вход усилителя?

3. Каким образом можно регулировать угол отсечки, сохраняя неизменной амплитуду усиливаемого напряжения? пиковое значение импульсов коллекторного тока? Из каких соображений выбирается угол отсечки в резонансном усилителе, работающем при больших уровнях входного сигнала?

4. Чем определяется выходное напряжение нелинейного резонансного усилителя? Как можно оценить амплитуду этого напряжения? Как она изменится, если увеличить напряжение смещения? Уменьшить амплитуду усиливаемого напряжения?

5. Изобразите временные диаграммы коллекторного тока в недонапряжённом, критическом и перенапряжённом режимах нелинейного резонансного усилителя. Из каких соображений обеспечивается тот или иной режим работы усилителя?

6. Почему временные диаграммы коллекторного тока и напряжения на колебательном контуре в нелинейном режиме существенно отличаются друг от друга? Изобразите качественно спектры выходного тока и напряжения на контуре. В чем отличие этих спектров?

7. Что такое колебательная характеристика нелинейного резонансного усилителя? В чем её практическое содержание? Как рассчитать и экспериментально определить колебательную характеристику?

8. Чем отличаются колебательные характеристики нелинейного резонансного усилителя, построенные для углов отсечки  $\Theta = 90^\circ$ ,  $\Theta < 90^\circ$  и  $\Theta > 90^\circ$ ? Изобразите их качественно.

9. Изобразите качественно две колебательные характеристики нелинейного усилителя, соответствующие двум разным значениям: *а)* напряжения смещения; *б)* напряжения источника питания; *в)* резонансного сопротивления контура.

10. Изобразите зависимости коэффициента усиления нелинейного усилителя от амплитуды усиливаемого напряжения для разных значений напряжения смещения. Почему при неограниченном росте амплитуды входного напряжения коэффициент усиления падает до нуля?

11. Можно ли так выбрать положение рабочей точки на проходной ВАХ транзистора нелинейного усилителя, что в составе коллекторного тока будут отсутствовать гармоники нечётных номеров? Чётных номеров?

12. Каковы энергетические преимущества нелинейного режима работы резонансного усилителя по сравнению с линейным? Изобразите зависимость коэффициента полезного действия усилителя от угла отсечки.

13. Как следует выбирать угол отсечки в умножителе частоты для реализации максимального коэффициента передачи при: *а)* фиксированной амплитуде входного напряжения; *б)* при фиксированной пиковой величине импульсов тока?

14. Каков принцип работы нелинейного умножителя частоты? Почему трудно добиться высокой кратности умножения?

**Литература:** [1, с. 240-247; 251-253],  
[2, с. 321-323; 326-332],  
[3, с. 274-285],  
[4, с. 70-77; 151-152].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7

### ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ЛИНЕЙНЫХ АКТИВНЫХ ЦЕПЯХ

#### 7.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально исследовать влияние обратной связи на основные параметры и характеристики линейной активной частотно-избирательной цепи.

#### 7.2. Краткие теоретические сведения

Активную радиотехническую цепь, в которой часть энергии выходного сигнала вновь подаётся на вход, относят к цепям с обратной связью (ОС). Введение ОС, с одной стороны, позволяет в ряде случаев существенно улучшить характеристики цепи или реализовать цепь с новыми свойствами, а с другой стороны, может приводить к неустойчивости цепи, вследствие которой в активной цепи с ОС возникают автоколебания.

Обобщенная схема активной цепи с ОС показана на рис. 46. В её прямой ветви включена активная цепь, обладающая коэффициентом передачи  $\dot{K}(\omega)$ , в обратной ветви — пассивная цепь обратной связи с коэффициентом передачи  $\dot{\beta}(\omega)$ .

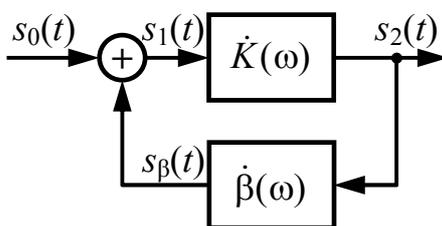


Рис. 46

Пусть сигнал с выхода цепи  $s_2(t)$  снимается в виде напряжения (ОС по напряжению) и подаётся на вход  $s_\beta(t)$  также в виде напряжения (последовательная ОС). Тогда комплексный коэффициент передачи по напряжению цепи, охваченной ОС:

$$\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{\dot{K}(\omega)}{1 - \dot{K}(\omega) \cdot \dot{\beta}(\omega)} = \frac{\dot{K}(\omega)}{1 - \dot{K}_{\Pi}(\omega)}, \quad (48)$$

где  $\dot{K}_{\Pi}(\omega)$  — коэффициент передачи петли ОС:

$$\dot{K}_{\Pi}(\omega) = \dot{K}(\omega) \cdot \dot{\beta}(\omega). \quad (49)$$

Если на какой-либо частоте аргумент коэффициента передачи петли ОС  $\varphi_{\Pi}(\omega)$ , определяющий набег фазы в петле ОС, кратен  $2\pi$ , то сигнал на выходе цепи обратной связи  $s_{\beta}(t)$  и входной сигнал  $s_0(t)$  складываются синфазно, при этом

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - K_{\Pi}(\omega)} > K(\omega) \quad (50)$$

и обратная связь считается положительной (ПОС). При приближении величины  $K_{\Pi}(\omega)$  к единице получаем, что  $K_{\text{ОС}}(\omega) \rightarrow \infty$ , и состояние цепи с ОС приближается к границе устойчивости. При  $K_{\Pi}(\omega) > 1$  цепь неустойчива, в ней могут возникать незатухающие автоколебания.

Если  $\varphi_{\Pi}(\omega) = \pi k$ , где  $k = \pm 1, \pm 3, \dots$ , то сигнал обратной связи и входной сигнал складываются в противофазе, при этом

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + K_{\Pi}(\omega)} < K(\omega) \quad (51)$$

и обратная связь является отрицательной (ООС), причем при  $K_{\Pi}(\omega) \rightarrow \infty$  коэффициент передачи цепи с ОС определяется только свойствами цепи обратной связи:  $K_{\text{ОС}}(\omega) \approx 1/\beta(\omega)$ .

Отрицательная ОС широко используется в радиотехнике. В условиях снижения коэффициента передачи её применение позволяет увеличить стабильность коэффициента усиления, выровнять частотные характеристики, уменьшить искажения.

Пусть на некоторой частоте цепь обратной связи имеет коэффициент передачи «минус»  $\beta$ , усилительный каскад — коэффициент усиления  $K$ . Полагаем, что при отсутствии ОС относительная нестабильность коэффициента усиления, вызванная случайными изменениями температуры, напряжения питания и т.п., равна  $\Delta K/K$ . Тогда при наличии ООС нестабильность коэффициента передачи активной цепи с ОС составит

$$\frac{\Delta K_{\text{ОС}}}{K_{\text{ОС}}} = \frac{1}{1 + K \cdot \beta} \cdot \frac{\Delta K}{K} \quad (52)$$

За счёт использования ООС относительная нестабильность коэффициента передачи уменьшается в  $(1 + K \cdot \beta)$  раз.

Частотную зависимость коэффициента передачи усилителя на верхних частотах

$$K(\omega) = K / \sqrt{1 + (\omega\tau_{вч})^2} \quad (53)$$

можно рассматривать как проявление нестабильности. Снижение при введении ООС относительного изменения коэффициента передачи цепи в  $(1 + K\beta)$  раз эквивалентно расширению её полосы пропускания во столько же раз. Достигается это за счёт неравномерного снижения коэффициента усиления цепи с ООС, который уменьшается тем меньше, чем выше частота:

$$K_{ОС}(\omega) = K / \sqrt{(1 + K\beta)^2 + (\omega\tau_{вч})^2}. \quad (54)$$

Расширение полосы пропускания позволяет снизить частотные и фазовые искажения сигнала в усилительном каскаде с ООС.

Использование ООС даёт возможность уменьшить искажения сигнала, возникающие в усилительном каскаде за счёт влияния собственных шумов, появления высших гармоник тока и т. п. Такие искажения можно смоделировать, суммируя выходной сигнал цепи с ОС с внешней помехой  $s_{\Pi}(t)$  (рис. 47). В отсутствие ООС такая помеха беспрепятственно попадает на выход. При введении в схему ООС сигнал помехи, проходя по петле обратной связи, приобретает фазовый сдвиг  $180^\circ$ , и складываясь в противофазе с самой собой, снижает уровень помехи на выходе цепи в  $(1 + K\beta)$  раз.

Коэффициент, численно равный  $(1 + K\beta)$ , часто называют глубиной ООС.

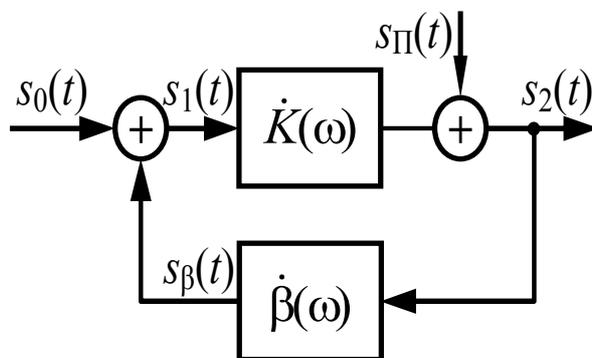


Рис. 47

### 7.3. Описание виртуального стенда

Работа выполняется фронтально методом моделирования на компьютере с использованием схмотехнического симулятора. Вид используемой виртуальной лабораторной установки показан на рис. 48.

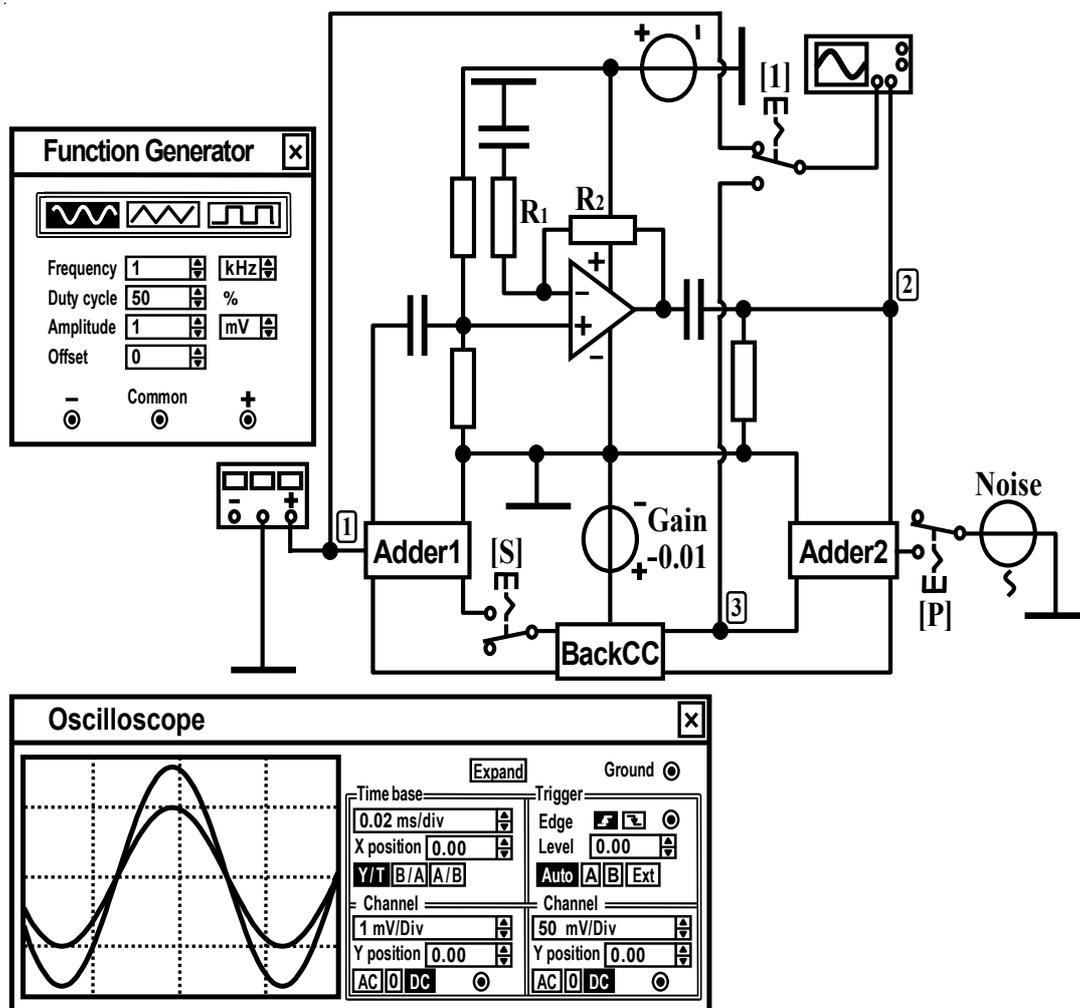


Рис. 48

Активная радиотехническая цепь представляет собой усилительный каскад, выполненный на операционном усилителе (ОУ). Коэффициент усиления каскада в рабочей полосе частот  $K$  зависит от величины сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , полоса пропускания определяется моделью ОУ. Каскад охвачен последовательной обратной связью по напряжению с помощью частотно-независимой цепи обратной связи «ВаксСС». Её коэффициент передачи  $\beta$  может быть изменён посредством источника напряжения «Gain», установленная ЭДС которого в точности равна коэффициенту  $\beta$ . Включение и выключение обратной связи выполняется ключом, управляемым клавишей «S». Сумматор «Adder1» предназначен для формирования сигнала на входе каскада путём суммирования сигналов, поступающих от генератора «Function Generator» и с выхода цепи обратной связи. Сумматор «Adder2» позволяет вводить ключом «P» в петлю обратной связи случайный процесс, генерируемый источником «Noise». Ключом «1» обеспечивается коммутация на вход канала А осциллографа сигналов с внешнего входа каскада (точки 1) или входа цепи обратной связи (точки 3). Предусмотрена возможность визуализации временных и спектральных диаграмм сигналов, частотных характеристик цепи.

## 7.4. Подготовительное (расчётное) задание

### 7.4.1. Расчёт коэффициента передачи активной цепи без ОС и с ОС

Начертить схему активной цепи с ОС (рис. 46). Полагая, что в схеме усилителя на ОУ  $R_1 = 1$  кОм, а сопротивление  $R_2$  задано в табл. 21, рассчитать максимальный коэффициент усиления  $K$  при отключенной внешней ОС. Считая, что коэффициент передачи  $K_{\Pi}$  петли ОС составляет 0.8, а затем «минус» 0.8, найти требуемые значения коэффициента передачи цепи обратной связи  $\beta$  и получаемые коэффициенты усиления  $K_{ОС}$  активной цепи при включенной ОС.

Таблица 21

№	$R_2$ , кОм	Глубина ООС	$\tau_{ВЧ}$ , мкс	№	$R_2$ , кОм	Глубина ООС	$\tau_{ВЧ}$ , мкс
1	100	5.0	15.9	6	160	8.0	25.5
2	110	5.5	17.5	7	180	9.0	28.6
3	120	6.0	19.1	8	200	10	31.8
4	130	6.5	20.7	9	220	11	35.0
5	150	7.5	23.9	10	240	12	38.2

Комментарий к выполнению. Максимальный коэффициент усиления каскада на ОУ в полосе частот определяется отношением сопротивлений:  $K = 1 + R_2/R_1$ . Расчёт коэффициента усиления цепи с ОС выполняется по формуле (48). Требуемые значения коэффициента передачи цепи обратной связи  $\beta$  рассчитываются по найденному  $K$  и заданному коэффициенту передачи петли  $K_{\Pi}$  по формуле (49).

### 7.4.2. Расчёт частотной характеристики активной цепи без ОС и с ООС

Рассчитать коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$ , обеспечивающий отрицательную ОС заданной в табл. 21 глубины. Полагая, что усилительный каскад представляет собой активный ФНЧ первого порядка, характеризующийся постоянной времени  $\tau_{ВЧ}$ , указанной в табл. 21, рассчитать и построить АЧХ активной цепи без ОС и с ООС заданной глубины.

Комментарий к выполнению. Коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$  рассчитывается по известному  $K$  и заданной глубине ООС, определяемой как  $(1 + K \cdot \beta)$ . Расчёт АЧХ активной цепи без ОС и с ООС выполняется по формулам (53) и (54). На графиках АЧХ, совмещённых в одной системе координат, указываются максимальный коэффициент усиления и полоса пропускания по уровню 0.707 от максимального значения.

## 7.5. Задания и указания к их выполнению

Загрузить файл «Feedback\_in\_linear\_active\_circuits.ewb».

Установить параметры колебания на входе активной цепи (на панели «Function Generator»): тип — гармонический, частота — 1 кГц, амплитуда — 1 мВ.

Установить сопротивление резистора  $R_1 = 1$  кОм, сопротивление резистора  $R_2$  — в соответствии с табл. 21 и номером варианта (№).

Убедиться, что используемый ОУ соответствует модели «741» библиотеки «Default».

Установить ключи «1» и «P» в верхнее положение, ключ «S» — в нижнее положение.

### 7.5.1. Идентификация типа ОС

Зафиксировать сигнал на выходе активной цепи при отключенной ОС (ключ «S» разомкнут). Измерить коэффициент усиления каскада  $K$ .

Установить коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$  таким, чтобы коэффициент передачи петли ОС составил сначала 0.8, затем «минус» 0.8. Включить ОС, замкнув ключ «S». Наблюдать и фиксировать сигналы на выходе цепи с ОС. Сделать в обоих случаях вывод о типе реализованной обратной связи (ООС или ПОС?). Измерить в обоих случаях коэффициенты передачи цепи с ОС. Сравнить их с исходным (без ОС) и рассчитанными в п. 7.3.1 подготовительного задания.

### 7.5.2. Исследование частотных характеристик активной цепи с ОС

Снять АЧХ и ФЧХ активной цепи:

- 1) с ООС заданной в табл. 21 глубины и без ОС;
- 2) без ОС и с положительной ОС и коэффициентом передачи петли ОС, равным 0.8.

Для этого следует дважды активировать команду «Parameter Sweep ...» меню «Analysis». В диалоговом окне установить: Component = V1 (схемное обозначение источника «Gain»), Parameter = Voltage, Start value — в первом случае указать коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$ , обеспечивающий ООС заданной глубины и рассчитанный в п. 7.3.2 подготовительного задания, во втором случае — ноль, End value — в первом случае ввести ноль, во втором — коэффициент передачи  $\beta$ , гарантирующий ПОС и коэффициент передачи петли 0.8, рассчитываемый как  $(0.8/K)$ , Sweep type = Linear, Increment step size — ввести число равное разности End value и Start value, Output node = 2. Внизу окна активировать команду «AC Frequency Analysis», нажать кнопку «Set AC options» и установить: Start frequency = 0.01 Гц, End frequency = 10 МГц, Sweep type = Decade, Number of point = 1000, Vertical scale = Decibel. Нажать кнопки «Accept», «Simulate». В окне результатов красным цветом отображаются харак-

теристики для стартового значения  $\beta$ , синим — финишного значения  $\beta$ . Кривые скопировать в отчёт.

По АЧХ в окне результатов измерить максимальный коэффициент усиления по напряжению в дБ (как максимальное значение уровня выходного сигнала в дБ за вычетом уровня входного сигнала в дБ, равного «минус» 60 дБ) и полосу пропускания по уровню «минус» 3 дБ от максимального значения АЧХ. Результаты измерений нанести на графики. Измеренные АЧХ цепи без ОС и с ООС сравнить с расчётными.

По результатам сделать вывод о влиянии ОС на АЧХ, ФЧХ активной цепи и её полосу пропускания.

### **7.5.3. Исследование нестабильности коэффициента усиления активной цепи при введении ООС**

Установить температурный коэффициент сопротивления резистора  $R_1$  («First-order temperature coefficient (TC1)»), равным  $0.01 \text{ 1/}^\circ\text{C}$ . Отключить ОС. Снять АЧХ активной цепи для двух значений температуры — 20 и 60  $^\circ\text{C}$ . Для этого активировать команду «Temperature Sweep ...» меню «Analysis». В диалоговом окне установить: Start temperature = 20  $^\circ\text{C}$ , End temperature = 60  $^\circ\text{C}$ , Sweep type = Linear, Increment step size = 40  $^\circ\text{C}$ , Output node = 2. Внизу окна активировать команду «AC Frequency Analysis» и после нажатия кнопки «Set AC options» установить: Start frequency = 0.01 Гц, End frequency = 10 МГц, Sweep type = Decade, Number of point = 1000, Vertical scale = Linear. Нажать «Accept» и «Simulate». В окне результатов красным цветом отображаются характеристики цепи при температуре 20  $^\circ\text{C}$ , синим — 60  $^\circ\text{C}$ . АЧХ скопировать в отчёт. По АЧХ в окне результатов измерить максимальные коэффициенты усиления при обеих температурах:  $K_{20^\circ\text{C}}$  и  $K_{60^\circ\text{C}}$ . Результаты нанести на графики. Рассчитать нестабильность коэффициента усиления:  $(K_{20^\circ\text{C}} - K_{60^\circ\text{C}})/K_{20^\circ\text{C}}$ .

Включить ООС заданной в табл. 21 глубины. Опыт повторить. Сравнить нестабильность коэффициента усиления цепи без ОС и с ООС. Найти их отношение и сравнить с глубиной ООС. Сделать вывод о влиянии ОС на нестабильность коэффициента передачи активной цепи.

### **7.5.4. Исследование нелинейных искажений сигнала в активной цепи с ОС**

Разорвать ОС. Увеличить амплитуду гармонического колебания на входе усилительного каскада до величины, равной 100 мВ. Убедиться в наличии существенного искажения сигнала на выходе, обусловленного ограничением мгновенных значений. Оценить уровень нелинейных искажений. Для этого активировать команду «Fourier ...» меню «Analysis». В окне указать: Output node = 2, Fundamental frequency = 1 кГц, Number of harmonics = 9, Vertical scale = Linear. Нажать «Simulate». Ниже измеренного спектра амплитуд выводится значение коэффициента гармоник в % (Total harmonic distortion), который харак-

теризует степень нелинейных искажений. Его величину привести в отчёте поверх временной диаграммы выходного сигнала.

Включить ООС заданной глубины. Наблюдать сигнал на выходе. Вновь оценить уровень нелинейных искажений. По результатам исследования сделать вывод о влиянии ООС на степень искажений, вносимых активной цепью.

### **7.5.5. Исследование снижения уровня помех в активной цепи с ООС**

Включить в петлю ОС источник помех «Noise», переведя ключ «Р» в нижнее положение. Перевести ключ «1» также в нижнее положение. Наблюдать и фиксировать сигналы в точках 2 и 3. Сделать вывод о влиянии отрицательной ОС на уровень помех на выходе активной цепи.

### **Контрольные вопросы к защите работы**

1. Что такое обратная связь? Чем отличается последовательная обратная связь от параллельной обратной связи? Обратная связь по напряжению от обратной связи по току?

2. Чем характерна отрицательная обратная связь? Положительная обратная связь? Как определяется глубина обратной связи и что характеризует её величина?

3. Назовите применения отрицательной и положительной обратной связи в радиотехнике.

4. Как влияет отрицательная (положительная) ОС на коэффициент усиления по напряжению? По току? По мощности?

5. Как изменяются АЧХ и ФЧХ активной цепи при её охвате ООС? Изменяется ли при этом полоса пропускания? Что с ней происходит при использовании в цепи ПОС?

6. Зависит ли величина входного сопротивления усилителя от наличия и вида ООС? Каким образом можно уменьшить входную ёмкость усилителя?

7. Что происходит с выходным сопротивлением усилителя при его охвате ООС по напряжению? по току?

8. Как уровень нелинейных искажений в усилителе зависит от вида обратной связи, используемой в усилителе?

9. За счёт чего в активной цепи с ООС имеет место снижение уровня шумов и увеличение отношения сигнал/шум?

10. Что понимают под устойчивостью активных цепей с обратной связью? Назовите возможные условия потери устойчивости активной цепью.

**Литература:** [1, с. 148-155],  
[2, с. 225-246],  
[3, с. 349-361].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 8

### АВТОГЕНЕРАЦИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

#### 8.1. Цель работы

**Цель работы** — исследовать условия и режимы самовозбуждения  $LC$ -автогенератора, изучить основные параметры переходного процесса установления автоколебаний, исследовать характеристики захвата частоты автогенератора внешним источником.

#### 8.2. Краткие теоретические сведения

Автогенератор — автономная цепь, в которой возникают и устойчиво воспроизводятся колебания без внешнего переменного воздействия. Энергия, необходимая для формирования автоколебаний, потребляется от источника питания (постоянного напряжения). Для преобразования энергии источника в переменное напряжение используется активный элемент. Автономность цепи может быть обеспечена, если подавать на вход активного элемента напряжение не извне, а с выхода того же активного элемента посредством цепи обратной связи. Поскольку усиление активного элемента существенно зависит от амплитуды колебаний на его входе, автогенератор представляет собой нелинейную цепь. Именно благодаря этому наблюдается процесс установления амплитуды выходных колебаний. Вследствие нелинейности цепи генерируемые колебания имеют негармоническую форму. Однако если в качестве нагрузки активного элемента использовать частотно-избирательную цепь, то благодаря её фильтрующим свойствам на выходе могут быть получены автоколебания, близкие к гармоническим. Чем более ярко выражены резонансные свойства избирательной цепи, тем ближе форма колебаний к гармонической.

На рис. 49 показана схема автогенератора гармонических колебаний. Схема построена на биполярном транзисторе с колебательным контуром в выходной цепи и охвачена трансформаторной обратной связью.

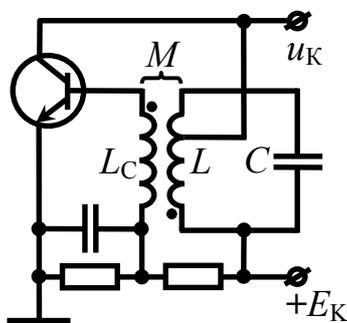


Рис. 49

При включении источника питания в автогенераторе наблюдается возрастание амплитуды колебаний, изначально малых по амплитуде и вызванных сво-

бодными процессами (за счёт «броска» коллекторного тока в момент включения) и тепловыми шумами. Для обеспечения роста амплитуды автоколебаний необходимо, чтобы поступление энергии от источника питания превышало потери энергии возникших колебаний в контуре. Условия, при котором это происходит, называют условиями самовозбуждения.

Первым — фазовым — условием самовозбуждения автогенератора является наличие положительной обратной связи: необходимо, чтобы любое возмущение резонансного усилителя в составе автогенератора приводило к появлению такого сигнала на выходе цепи обратной связи, который, складываясь с первоначальным возмущением, увеличивал бы его. Для того чтобы передаваемое с выхода на вход напряжение увеличивало первоначально возникшее малое напряжение на входе, необходимо, чтобы они совпали по фазе или отличались бы на целое число  $2 \cdot \pi$  радиан. В схеме на рис. 49 фазовое условие обеспечивается на резонансной частоте контура встречным включением индуктивно-связанных катушек  $L$  и  $L_C$ .

Фазовое условие имеет одновременно и иное значение. Несовпадение фазы напряжения, прошедшего петлю обратной связи (от входа усилителя к его выходу и по цепи обратной связи снова ко входу), с напряжением на входе приводит к изменению фазы результирующего входного напряжения. Это непрерывное изменение фазы заставляет меняться и частоту колебаний:  $\omega(t) = d\psi(t)/dt$ . Поскольку сдвиг фаз в контуре зависит от частоты, то её изменение будет приводить к изменению фазового сдвига в петле обратной связи. Этот процесс закончится только тогда, когда изменение фазового сдвига приведет к совпадению по фазе колебаний на входе с колебаниями, прошедшими на вход по петле обратной связи. Отсюда ясно, что фазовое условие определяет частоту колебаний в автогенераторе. Для возбуждения автоколебаний необходимо одновременное выполнение и второго условия.

Второе — амплитудное — условие требует превышения коэффициентом передачи петли обратной связи единичного значения на частоте возникновения автоколебаний (при реализации фазового условия). Амплитудное условие определяет критическую величину одного из параметров линейной схемы замещения автогенератора для малых по амплитуде автоколебаний. Например, для схемы на рис. 49 амплитудное условие может быть формализовано так:

$$S_{CT} > \frac{1}{p \cdot R_K \cdot (\beta - p \cdot D)}, \quad (55)$$

где  $S_{CT}$  — дифференциальная крутизна проходной статической ВАХ транзистора в исходной рабочей точке,  $D$  — дифференциальная проницаемость транзистора:  $D = 1/(S_{CT} \cdot R_i)$ ,  $R_i$  — выходное дифференциальное сопротивление транзистора,  $R_K$  — резонансное сопротивление колебательного контура, включенного в выходную цепь транзистора с коэффициентом включения  $p$ ,  $\beta = M/L$  — коэффициент (передачи цепи) обратной связи. Фактически условие (55) означает, что

для заданного активного элемента ( $D$ ) и колебательного контура ( $R_K$ ), установленной величине обратной связи ( $\beta$ ) крутизна активного элемента ( $S_{CT}$ ), определяемая положением рабочей точки, должна превышать некое пороговое (критическое) значение. При заданном положении исходной рабочей точки ( $S_{CT}$ ) критическая величина коэффициента обратной связи, превышение которой гарантирует выполнение амплитудного условия самовозбуждения, определяется согласно (55) выражением

$$\beta_{кр} = \frac{1}{p \cdot R_K \cdot S_{CT}} + p \cdot D. \quad (56)$$

С ростом амплитуды автоколебаний начинает проявляться нелинейность динамической проходной ВАХ транзистора, рост амплитуды первой гармоники тока заметно ограничивается и усиление в автогенераторе уменьшается. Условие нарастания колебаний при переходе автогенератора (рис. 49) в нелинейный режим может быть получено, если в формуле (55) перейти к средней по первой гармонике крутизне динамической ВАХ  $S_{1дин} = S_{1CT} / [1 + p^2 \cdot R_K \cdot D \cdot S_{1CT}]$  и умножить полученное неравенство на  $p^2 \cdot R_K \cdot U_B$ :

$$U_K > p \cdot U_B / \beta, \quad (57)$$

где  $U_K$  — амплитуда напряжения, снимаемого с коллектора (выхода автогенератора), зависящая нелинейным образом от амплитуды напряжения  $U_B$ , подаваемого цепью обратной связи на базу усилителя автогенератора. Зависимость же амплитуды выходного напряжения  $U_K(U_B)$  от амплитуды входного, как известно, определяется динамической колебательной характеристикой усилителя.

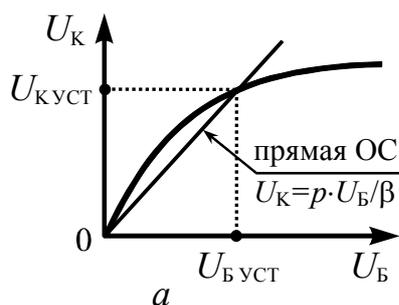
Нарастание амплитуды автоколебаний прекращается, когда усиление в автогенераторе уменьшается до уровня, при котором только компенсируется затухание колебаний в нагрузке. При этом наступает установившийся режим. Установившийся режим определяется в каждом конкретном случае точкой пересечения колебательной характеристики и прямой обратной связи, определяемой формулой, вытекающей непосредственно из неравенства (57):

$$U_K = p \cdot U_B / \beta. \quad (58)$$

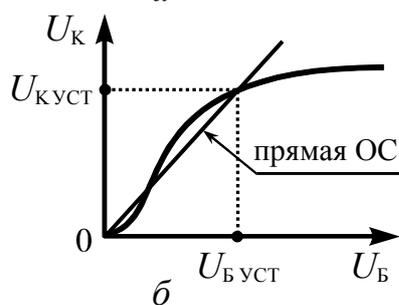
При известной колебательной характеристике автогенератора это соотношение позволяет построить зависимость амплитуды  $U_K$  генерируемых колебаний от коэффициента обратной связи  $\beta$  и, в частности, оценить значения коэффициен-

тов обратной связи  $\beta_{\text{ВОЗ}}$  и  $\beta_{\text{СР}}$ , при которых колебания, соответственно возбуждаются и срываются (рис. 50).

Напомним, что колебательная характеристика нелинейного резонансного усилителя (автогенератора) есть зависимость амплитуды выходных колебаний с частотой первой гармоники от амплитуды напряжения на базе  $U_{\text{К}}(U_{\text{Б}})$  в установившемся режиме. В зависимости от того, какой режим возбуждения автоколебаний — мягкий или жёсткий, колебательная характеристика имеет вид, показанный на рис. 50, *а* или 50, *б*. Мягким режимом возбуждения колебаний называют режим, при котором зависимость амплитуды  $U_{\text{К УСТ}}$  автоколебаний от коэффициента обратной связи  $\beta$  является плавной и однозначной: срыв и возбуждение происходят при одном и том же значении  $\beta$ , т.е.  $\beta_{\text{ВОЗ}} = \beta_{\text{СР}}$  (рис. 51, *а*). Жёсткий режим возбуждения характерен тем, что существует неподвластный регулировке (посредством изменения  $\beta$ ) диапазон установившихся амплитуд автоколебаний; срыв и возбуждение происходят при разных значениях  $\beta$ :  $\beta_{\text{ВОЗ}} > \beta_{\text{СР}}$  (рис. 51, *б*). Реализация того или иного режима осуществляется соответствующим выбором положения исходной рабочей точки на проходной характеристике транзистора автогенератора: мягкий режим — на участке с наибольшей крутизной, жёсткий — на нижнем загибе ВАХ.

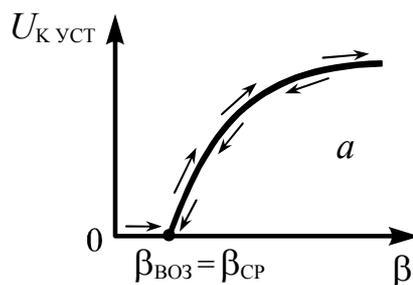


*а*

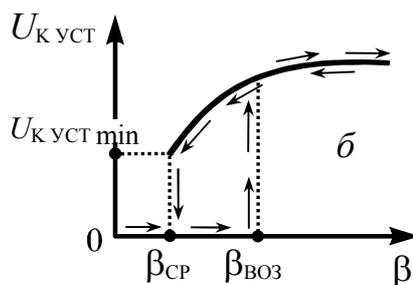


*б*

Рис. 50



*а*



*б*

Рис. 51

Процесс установления автоколебаний в автогенераторе при мягком режиме самовозбуждения и нарастания колебаний приближённо может быть описан выражением, полученным при решении нелинейного дифференциального уравнения автогенератора методом медленно меняющихся амплитуд:

$$U_k(t) = \frac{U_{\text{куст}}}{\sqrt{1 + [(U_{\text{куст}}/U_{\text{к0}})^2 - 1] \cdot \exp(-2 \cdot |\alpha_{\text{э}}| \cdot t)}}, \quad (59)$$

где  $U_{\text{к0}}$  и  $U_{\text{куст}}$  — начальное и установившееся значения амплитуды автоколебаний (отношение  $U_{\text{куст}}/U_{\text{к0}}$ , определяемое шумовыми процессами в автогенераторе, составляет обычно величину порядка  $10^5 \dots 10^7$ ). Если считать, что процесс установления автоколебаний завершается к моменту времени, когда их амплитуда достигает уровня  $0.9 \cdot U_{\text{куст}}$ , то из выражения (59) несложно получить простую формулу, определяющую время установления колебаний:

$$t_{\text{уст}} \approx \frac{\ln(2 \cdot U_{\text{куст}}/U_{\text{к0}})}{|\alpha_{\text{э}}|}, \quad (60)$$

где  $\alpha_{\text{э}} = -p \cdot S_{\text{СТ}} \cdot (\beta - \beta_{\text{кр}}) / (2 \cdot C)$  — коэффициент затухания контура, эквивалентного автогенератору,  $\beta_{\text{кр}}$  — критический коэффициент обратной связи, определяемый соотношением (56). При теоретическом исследовании влияния параметров схемы на время установления генерируемых колебаний целесообразно пользоваться именно этими формулами. При этом следует иметь в виду, что установление колебаний обусловлено, в основном, переходом транзистора в более напряжённый режим, например, близкий к перенапряжённому. Поэтому при достаточно большой величине обратной связи амплитуда  $U_{\text{куст}}$  автоколебаний зависит практически лишь от сопротивления эквивалентного резонансного контура и крутизны активного элемента. По этой причине всякое уменьшение сопротивления резонансной нагрузки вызывает уменьшение амплитуды генерируемых автоколебаний.

Практическое применение имеет свойство автогенератора вырабатывать колебания с частотой, определяемой внешним источником. Такое явление называют принудительной синхронизацией или захватом частоты автогенератора. Суть синхронизации автогенератора внешним источником заключается в следующем. Если частота воздействующей внешней ЭДС находится за пределами полосы захвата, то автогенератор ведёт себя как автономный генератор гармонических колебаний лишь с тем отличием, что помимо собственно автоколебаний на нагрузке генератора выделяется также усиленное напряжение воздействующей ЭДС. Если же частота источника находится в пределах полосы захвата, то автогенератор ведёт себя как усилитель с положительной обратной связью и, таким образом, напряжение на его нагрузке полностью определяется воздействующей ЭДС, в том числе, и его частотой.

Действительно, при включении в цепь базы (рис. 52) источника ЭДС  $e_c(t)$  происходят биения между напряжением  $u_{\text{б}}(t)$  частоты  $f_0$  и внешним напряжени-

ем  $e_c(t)$  частоты  $f_c$ , в результате которых возникают высокочастотные колебания со средней частотой  $f_B = (f_0 + f_c)/2$  и переменной амплитудой, огибающая которой изменяется с разностной частотой  $F = |f_0 - f_c|$ . Если частоты  $f_0$  и  $f_c$  близки друг к другу, то для составляющей тока средней частоты  $f_B$  контур будет обладать большим сопротивлением и малым сдвигом фаз, и в генераторе возбуждятся колебания на данной частоте. Продолжающееся воздействие внешней ЭДС создаст новые биения с частотой средней между  $f_B$  и  $f_c$ . Таким образом, новая частота автоколебаний будет еще ближе к частоте внешнего источника.

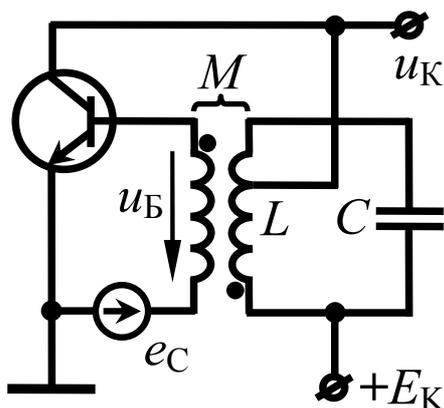


Рис. 52

Данный нестационарный процесс, протекающий непрерывно, может закончиться только при совпадении частоты автоколебаний с частотой внешнего источника; тогда будет иметь место захват частоты автогенератора. Естественно, что чем больше амплитуда внешней ЭДС и чем шире полоса пропускания контура, тем при большей разности  $F$  частот будет происходить захват частоты. В схеме на рис. 52 полоса захвата  $\Pi_3$  прямо пропорциональна отношению амплитуды  $E_C$  внешней ЭДС к амплитуде автоколебаний на базе  $U_B$ :

$$\Pi_3 \approx \frac{f_0}{Q_3} \cdot \frac{E_C}{U_B}, \quad (61)$$

где  $f_0$  — частота генерируемых колебаний в автономном режиме,  $Q_3$  — эквивалентная добротность контура автогенератора.

Если амплитуда колебаний внешнего источника мала по сравнению с амплитудой автоколебаний и одновременно частота внешнего источника значительно отличается от частоты свободного генератора, то захвата частоты не происходит. При этом действие внешней ЭДС сводится к эффекту модуляции — изменению фазы и амплитуды автоколебаний по сложному закону.

### 8.3. Описание виртуального стенда

Работа выполняется с использованием файла «Self-excited oscillator.ewb», схемное поле которого показано на рис. 53.

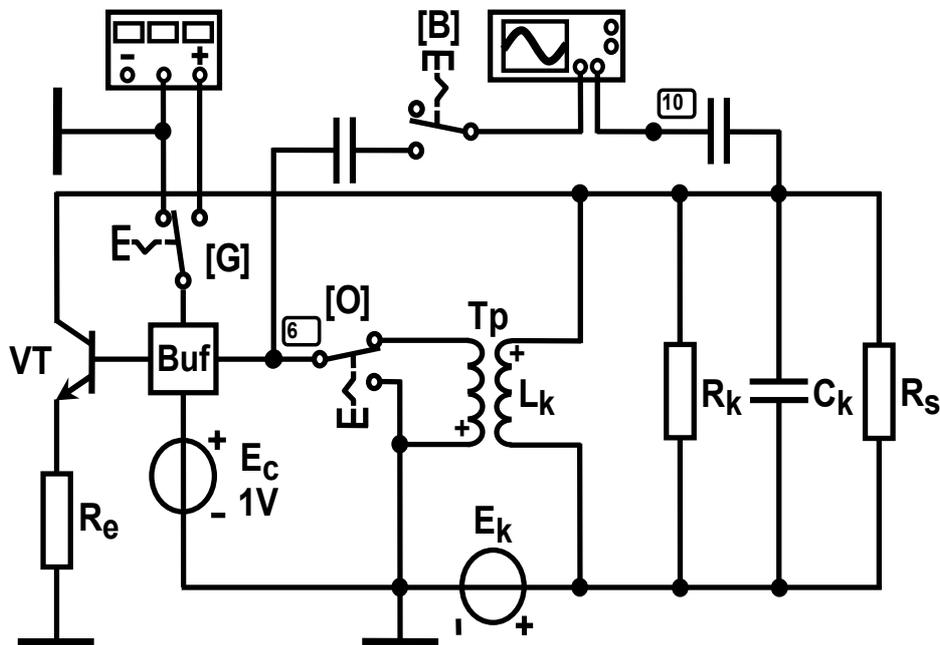


Рис. 53

Автогенератор построен на основе резонансного усилителя, который реализован на биполярном транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером. Питание транзистора VT производится от источника постоянного напряжения  $E_k$ . Смещение на базу транзистора обеспечивается с помощью отдельного источника постоянного напряжения « $E_c$ » так, что напряжение смещения  $U_{Б0}$  оказывается в точности равным ЭДС источника  $E_c$ . В эмиттерную цепь включено сопротивление  $R_e$ , приводящее к уменьшению крутизны транзистора. В коллекторную цепь транзистора включен простой ( $p = 1$ ) параллельный контур с резонансным сопротивлением  $R_k$ . Контур образован емкостью  $C_k$  и индуктивностью  $L_k$  первичной обмотки трансформатора «Тр». Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную ёмкость подается на вход канала «В» осциллографа. Контур зашунтирован сопротивлением  $R_s$ , величина которого по умолчанию составляет 1 МОм.

Напряжение со вторичной обмотки трансформатора «Тр» в противофазе по отношению к выходному напряжению (за счёт встречного включения обмоток) подается на базу транзистора; тем самым реализуется положительная обратная связь. Величина обратной связи определяется коэффициентом трансформации (Primary-to-secondary turns-ratio), задаваемым в окне параметров

трансформатора. Обратная связь может быть отключена принудительным переводом переключателя, управляемого клавишей «О», в нижнее положение. При этом автогенератор превращается в усилитель, на вход которого может быть подано внешнее колебание от источника «Functional Generator» посредством переключателя, управляемого клавишей «G».

Предусмотрена возможность наблюдения осциллограммы напряжения на базе транзистора (при переводе переключателя «В» в нижнее положение), которое через разделительную ёмкость подается на вход канала «А» осциллографа.

Исходные данные для выполнения работы представлены в табл. 22 и 23.

Таблица 22

Тип транзистора (модель)	2N3904
Постоянное напряжение питания $E_K$ , В	10
Дифференциальная крутизна транзистора $S_{СТ}$	рис. 54
Средняя по первой гармонике крутизна $S_{СТ1}$	рис. 55
Дифференциальная проницаемость транзистора $D$	$\approx 0$
Начальная амплитуда автоколебаний $U_{K0}$ , мВ	$\sim 7...10$

Таблица 23

$N$	Параметры элементов LC-автогенератора			
	$R_Э$ , Ом	$R_K$ , кОм	$L_K$ , мкГн	$C_K$ , нФ
1	100	2	67	10.5
2	200	4	105	6.0
3	300	6	130	4.4
4	400	8	145	3.6
5	500	10	246	3.0
6	100	2	55	12.1
7	200	4	125	4.8
8	300	6	120	4.6
9	400	8	125	4.0
10	500	10	264	2.4
При $N > 10$ данные определять по последней цифре $N$				

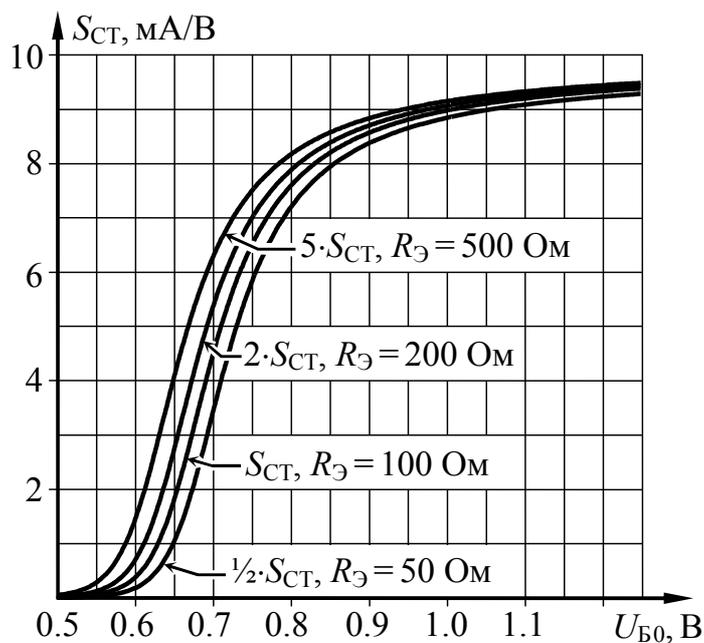


Рис. 54

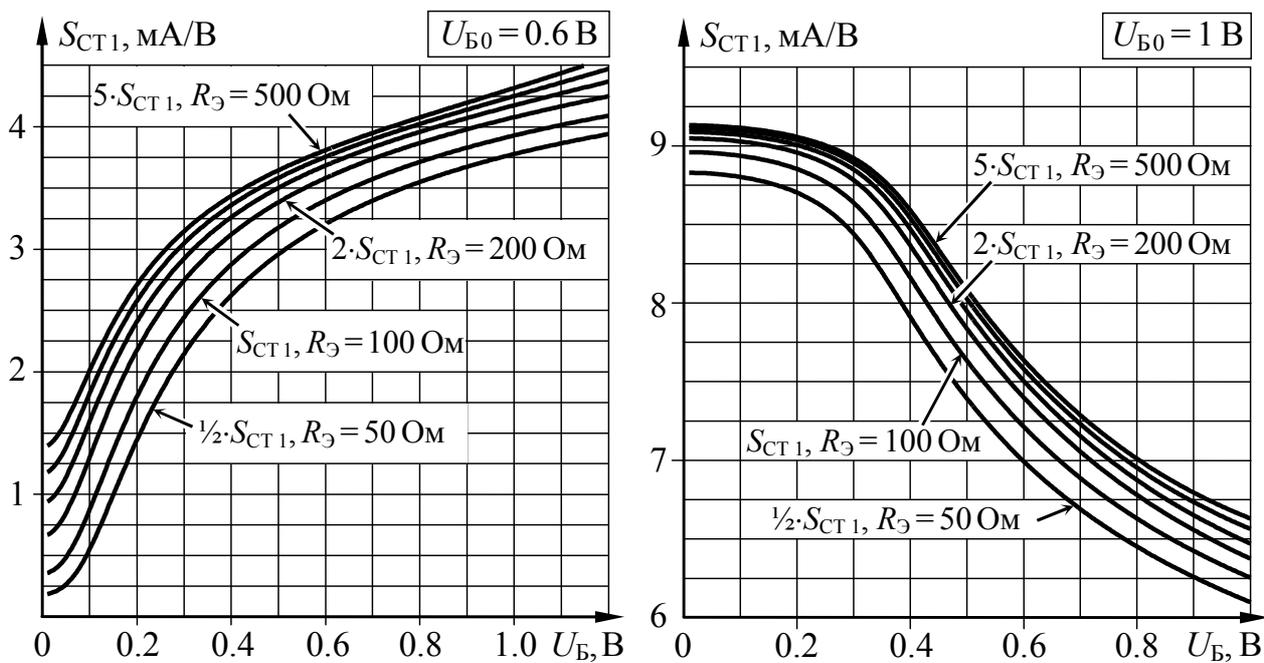


Рис. 55

#### 8.4. Подготовительное (расчётное) задание

**8.4.1.** Изобразить принципиальную схему исследуемого в работе LC-автогенератора. Применительно к заданному типу и параметрам транзистора (табл. 22), сопротивлениям в цепи эмиттера  $R_{Э}$  и резонансного контура  $R_{К}$  (табл. 23) рассчитать критическую величину коэффициента обратной связи  $\beta_{кр}$ , превышение которой гарантирует выполнение амплитудного условия самовоз-

буждения для двух значений постоянного напряжения смещения на базе транзистора:  $U_{Б0} = 0.6$  и  $1$  В.

При расчёте следует воспользоваться приведёнными на рис. 54 зависимостями дифференциальной крутизны  $S_{СТ}$  статической проходной ВАХ транзистора от величины напряжения смещения  $U_{Б0}$ . Обратите внимание на то, что значение крутизны, определяемой по графикам на рис. 54, необходимо умножить на безразмерный коэффициент  $100/R_{Э}$ , зависящий от величины заданного сопротивления  $R_{Э}$  в цепи эмиттера.

Расчётные значения коэффициента обратной связи  $\beta_{КР}$  для  $U_{Б0} = 0.6$  и  $1$  В занести в табл. 24, в которой предусмотреть графу для экспериментальных значений.

Таблица 24

Постоянное напряжение смещения $U_{Б0}$ , В	Критическая величина коэффициента обратной связи $\beta_{КР}$	
	расчёт	эксперимент
0.6	...	
1.0	...	

Увеличить в 1.5 раза расчётное значение  $\beta_{КР}$ , определённое для рабочей точки  $U_{Б0} = 1$  В, уменьшить согласно (55) значение требуемой для самовозбуждения крутизны  $S_{СТ}$  транзистора. Подобрать по рис. 54 такую новую пару значений сопротивления в цепи эмиттера  $R'_{Э}$  и напряжения смещения  $U_{Б0 КР}$  (из интервала  $0.8...1.1$  В), чтобы превышение фактическим смещением величины  $U_{Б0 КР}$  приводило бы к самовозбуждению автогенератора. Вместе с тем при  $U_{Б0} < U_{Б0 КР}$  автоколебания не должны возбуждаться. Найденные значения  $U_{Б0 КР}$  и  $R'_{Э}$  занести в отчёт.

**8.4.2.** Используя данные табл. 23 рассчитать и занести в отчёт предполагаемую частоту автоколебаний на выходе автогенератора  $f_0$ .

Применительно к напряжениям смещения  $0.6$  и  $1$  В, заданным сопротивлениям  $R_{Э}$  и  $R_{К}$  (табл. 23) рассчитать динамические колебательные характеристики усилителя  $U_{К}(U_{Б})$ , на котором реализован автогенератор. Результаты расчёта внести в табл. 25 и изобразить графически.

Таблица 25

$U_{Б0}$ , В	Расчётные колебательные характеристики									
0.6	$U_{Б}$ , мВ	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_{К}$ , В	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1.0	$U_{Б}$ , мВ	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_{К}$ , В	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Расчёт динамических колебательных характеристик проводить с учётом того, что:

1) амплитуда коллекторного напряжения в недонапряжённом режиме определяется амплитудой первой гармоники выходного тока:  $U_K \approx I_{K1} \cdot R_K$ ;

2) проницаемость транзистора в недонапряжённом режиме пренебрежимо мала ( $D \approx 0$ ), так что его динамические и статические характеристики эквивалентны:  $I_{K1} = I_{K1CT}$ ;

3) в недонапряжённом режиме амплитуда первой гармоники коллекторного тока  $I_{K1CT}$  определяется средней по первой гармонике крутизной  $S_{CT1}$  проходной статической ВАХ транзистора:  $I_{K1CT} = S_{CT1} \cdot U_B$ ; зависимости средней по первой гармонике крутизны  $S_{CT1}$  проходной статической ВАХ транзистора от амплитуды напряжения на базе при разных значениях сопротивления  $R_Э$  приведены на рис. 55;

4) в перенапряжённом режиме амплитуда коллекторного напряжения неизменна и определяется величиной напряжения источника питания:  $U_K = \xi \cdot E_K$ , где  $\xi \approx 0.9$  — коэффициент использования коллекторного напряжения.

Заметим, что при использовании рис. 55 следует предусмотреть масштабирование значения крутизны  $S_{CT1}$ , определяемой непосредственно по приведённым графикам. Коэффициент, на который следует умножить полученную по графику крутизну, обратно пропорционален величине заданного сопротивления  $R_Э$  в цепи эмиттера и составляет  $100/R_Э$ .

**8.4.3.** Определить критические значения коэффициентов обратной связи, необходимые для возникновения  $\beta_{ВОЗ}$  и срыва  $\beta_{СР}$  колебаний, по колебательным характеристикам, рассчитанным для напряжения смещения 0.6 и 1 В.

Расчёт производить по формуле  $\beta = p \cdot U_B / U_K$ , непосредственно вытекающей из выражения (58), где  $p = 1$ . Амплитуды напряжений  $U_B$  и  $U_K$  определяются координатами точки пересечения колебательной характеристики и прямой, проведённой из начала координат касательно начальному участку характеристики (при расчёте  $\beta_{ВОЗ}$ ) или участку перехода автогенератора в перенапряжённый режим ( $\beta_{СР}$ ). Результаты расчёта  $\beta_{ВОЗ}$  и  $\beta_{СР}$  отразить в табл. 26. Сопоставить полученные значения  $\beta$  с результатами, полученными в п. 8.4.1.

Таблица 26

Постоянное напряжение смещения $U_{B0}$ , В	Критические величины $\beta$			
	расчёт		эксперимент	
	$\beta_{ВОЗ}$	$\beta_{СР}$	$\beta_{ВОЗ}$	$\beta_{СР}$
0.6	...	...		
1.0	...	...		

**8.4.4.** Полагая, что напряжение смещения  $U_{Б0} = 1$  В, а коэффициент обратной связи  $\beta$  в 1.5 раза превышает критическую величину  $\beta_{КР}$  (табл. 24), необходимую для самовозбуждения автоколебаний, рассчитать и изобразить временную диаграмму нарастающих автоколебаний генератора от момента его включения до перехода в установившийся режим. Для расчета использовать формулу (59), в которой отношение  $U_{КУСТ}/U_{К0}$  положить равным  $10^3$ . На временной диаграмме допускается не выдерживать истинное значение частоты автоколебаний.

Рассчитать зависимость времени установления  $t_{УСТ}$  амплитуды автоколебаний по формуле (60) от величины коэффициента обратной связи  $\beta$ , полагая, что последний меняется в пределах от  $1.2 \cdot \beta_{КР}$  до  $3 \cdot \beta_{КР}$ . Результаты расчета  $t_{УСТ}$  отразить в табл. 27 и графически.

Таблица 27

$\beta$	...	...	...	...	...	...	...	...
$t_{УСТ}, \text{ мкс}$	...	...	...	...	...	...	...	...

**8.4.5.** По приведенным в табл. 23 исходным данным рассчитать эквивалентную добротность нагрузочного контура автогенератора  $Q_{\text{Э}} \approx R_{\text{К}} / \rho$ , где  $\rho$  — характеристическое сопротивление контура. Рассчитать полосу захвата  $\Pi_{\text{З}}$  автогенератора для единичного отношения амплитуды внешней ЭДС  $E_{\text{С}}$  к амплитуде автоколебаний  $U_{\text{Б}}$  на базе транзистора.

Применительно к полученной полосе захвата построить график зависимости частоты биений  $(f_0 - f_{\text{С}})$  от частоты внешнего синхронизирующего источника  $f_{\text{С}}$ .

## 8.5 Задания и указания к их выполнению

### 8.5.1. Исследование условий самовозбуждения

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл «Self-excited oscillator.ewb».

Установить заданные в табл. 23 (по вариантам) величину сопротивления  $R_{\text{Э}}$  в цепи эмиттера ( $R_{\text{е}}$  на рис. 53) и параметры элементов колебательного контура: резонансное сопротивление ( $R_{\text{к}}$ ), ёмкость ( $C_{\text{к}}$ ) и индуктивность ( $L_{\text{к}}$ ). Поскольку функцию катушки индуктивности контура исполняет первичная обмотка линейного трансформатора ( $T_{\text{р}}$  на рис. 53), следует двойным щелчком мышки по иконке трансформатора активировать меню «Transformer Properties», нажать кнопку «Edit» применительно к выделенной по умолчанию модели «Ideal», в появившемся окне «Transformer Model 'Ideal'» установить требуемую величину индуктивности (Magnetizing Inductance) в Гн.

Переключатели должны находиться в следующих положениях: «О» — в верхнем (обратная связь включена); «G» — в левом (внешний источник отключен); «B» — в верхнем (сигнал на базе транзистора не регистрируется).

Установить постоянное напряжение смещения на базе используемого транзистора 1 В (источник  $E_c$  на рис. 53).

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше критической величины  $\beta_{кр}$  (см. табл. 24), необходимой для самовозбуждения автоколебаний. Для этого вновь активировать меню трансформатора «Transformer Model 'Ideal'» и установить величину коэффициента трансформации (Primary-to-secondary turns ratio) равной  $1/\beta$ , где  $\beta$  — требуемый коэффициент обратной связи.

Запустить моделирование. Наблюдать, используя осциллограф, процесс появления и нарастания автоколебаний. Дождаться установления автоколебаний. Оценить по осциллографу частоту автоколебаний, результат внести в отчёт и сравнить с расчётным значением.

Исследовать условия самовозбуждения колебаний при фиксированном смещении и вариации коэффициента обратной связи.

Уменьшать последовательно коэффициент обратной связи  $\beta$  (увеличивая коэффициент трансформации) до тех пор, пока автогенератор перестанет самовозбуждаться. Обратит внимание на то, что с уменьшением коэффициента обратной связи время, необходимое для установления автоколебаний неизменной амплитуды, существенно возрастает. Внести в табл. 24 полученную экспериментальным путем критическую величину коэффициента обратной связи, при которой самовозбуждение автогенератора ещё происходит. Зарисовать осциллограмму процесса нарастания и установления автоколебаний при критической величине обратной связи.

Установить напряжение смещения 0.6 В, а коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчётной критической величины  $\beta_{кр}$  (табл. 24), необходимой при таком смещении для самовозбуждения автоколебаний. Последовательно уменьшая коэффициент обратной связи до тех пор, пока автогенератор перестанет самовозбуждаться, определить экспериментально критическую величину коэффициента обратной связи, при которой самовозбуждение автогенератора ещё происходит. Внести полученное значение в табл. 24. Зарисовать осциллограмму нарастания и установления автоколебаний при критической обратной связи.

Сформулировать вывод. В нем объяснить, почему для каждого смещения величина коэффициента обратной связи разная. Указать, чем определяется её значение. Пояснить, почему с уменьшением напряжения смещения критический коэффициент обратной связи возрастает.

Исследовать условия самовозбуждения колебаний при фиксированной обратной связи и вариации смещения.

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчётной критической величины  $\beta_{кр}$  (табл. 24), необходимой при смещении в 1 В для самовозбуждения автоколебаний. Установить сопротивление в цепи эмиттера  $R'_э$  и напряжение смещения  $U_{Б0кр}$  в соответствии с расчётом, проведенным в первом подготовительном задании.

Незначительно увеличивая, а затем уменьшая напряжение смещения относительно исходной величины, определить экспериментально фактическое смещение, при котором в автогенераторе возбуждаются колебания. Сравнить его с расчётным значением. Сделать вывод.

По результатам исследования сформулировать окончательный вывод о практической реализации амплитудного условия возбуждения автоколебаний.

### 8.5.2. Исследование мягкого и жёсткого режимов самовозбуждения автогенератора

Исследовать мягкий режим самовозбуждения.

Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора 1 В, а коэффициент обратной связи равным экспериментально найденной критической величине  $\beta_{кр}$  (табл. 24).

Изменяя  $\beta$  как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, убедиться в «мягкости» возникающих колебаний по совпадению коэффициентов обратной связи, при которых колебания возбуждаются и срываються.

Разомкнуть обратную связь, переведя переключатель «О» в нижнее положение. Ко входу усилителя (базе транзистора) подключить внешний генератор «Functional Generator» (переведя переключатель «G» в правое положение) и установить на его выходе амплитуду гармонического напряжения 20 мВ, частоту, равную резонансной частоте колебательного контура  $f_0$ .

Снять колебательную характеристику нелинейного усилителя (автогенератора с разомкнутой обратной связью), фиксируя амплитуду напряжения на коллекторе  $U_K$  в установившемся режиме при разных значениях амплитуды напряжения на базе  $U_B$ . Амплитуду входного напряжения  $U_B$  следует изменять в пределах от 20 мВ до 1 В с шагом 50-100 мВ. Особенно тщательно (с меньшим шагом) следует снять начальный участок характеристики. Результаты измерений занести в табл. 28.

Таблица 28

$U_{Б0}, В$	Экспериментальные колебательные характеристики									
1.0	$U_B, мВ$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, В$	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Изобразить колебательную характеристику в отчёте. Сопоставить с расчётной характеристикой. Сделать выводы. По форме начального участка колебательной характеристики убедиться в том, что характеристика соответствует именно мягкому режиму возбуждения.

На график колебательной характеристики нанести семейство прямых обратной связи, описываемых выражением (58), для разных значений коэффициента обратной связи  $\beta$ . Располагая точками пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи, построить графически зависимость амплитуды автоколебаний  $U_{к\ уст}$  от величины  $\beta$ .

Переключателем «О» включить обратную связь, переключателем «Г» отключить внешний генератор колебаний. Снять экспериментальную зависимость амплитуды генерируемых колебаний  $U_{к\ уст}$  в установившемся режиме от величины обратной связи  $\beta$  (не менее 10-ти точек). Внести экспериментальные результаты в табл. 29, построить график. Сопоставить результаты с ранее полученными данными. Сделать выводы. Экспериментальные значения  $\beta_{воз} = \beta_{ср}$  отразить в табл. 26.

Таблица 29

$\beta$	...	...	...	...	...	...	...	...
$U_{к\ уст}, В$	...	...	...	...	...	...	...	...

Исследовать жёсткий режим самовозбуждения.

Уменьшить напряжение смещения  $U_{Б0}$  до величины 0.6 В, а коэффициент обратной связи установить равным экспериментально найденной критической величине  $\beta_{кр}$  (табл. 24).

Изменяя  $\beta$  как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, убедиться в наличии жёсткого режима возбуждения колебаний по отличию величины обратной связи, при которой колебания возбуждаются и срываются. Учесть, что для оценки степени связи, при которой в жёстком режиме наблюдается срыв колебаний ( $\beta_{ср} < \beta_{кр}$ ), автогенератор следует запускать принудительно, временно подключая к базе транзистора внешний генератор (клавишей «Г») и вновь отключая. Необходимость принудительного запуска связана с прерыванием генерации при изменении коэффициента обратной связи.

Зафиксировать коэффициенты обратной связи  $\beta_{ср}$  и  $\beta_{воз}$ , соответствующие срыву и возбуждению колебаний. Внести полученные значения в табл. 26, сравнить с расчётными значениями. Сделать выводы.

Разомкнуть обратную связь, ко входу усилителя подключить внешний генератор. Снять колебательную характеристику автогенератора с разомкнутой обратной связью, фиксируя амплитуду напряжения на коллекторе  $U_{к}$  в установившемся режиме при разных значениях амплитуды напряжения на базе  $U_{Б}$ . Особенно тщательно снять начальный участок. Результаты занести в табл. 30.

Таблица 30

$U_{B0}, В$	Экспериментальные колебательные характеристики									
0.6	$U_B, мВ$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, В$	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Изобразить колебательную характеристику в отчёте. Сопоставить с расчётной. Сделать выводы. По форме начального участка характеристики убедиться в том, что она соответствует жёсткому режиму возбуждения.

На графике колебательной характеристики построить семейство прямых обратной связи, соответствующих различным значениям коэффициента обратной связи. Располагая точками пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи, построить графически зависимость амплитуды генерируемых колебаний  $U_{Kуст}$  от величины обратной связи.

Включить обратную связь, отключить внешний генератор колебаний. Снять экспериментальную зависимость амплитуды автоколебаний  $U_{Kуст}$  в установленном режиме от величины обратной связи  $\beta$  (не менее 15-ти точек). При  $\beta < \beta_{ВОЗ}$  использовать принудительный запуск автогенератора. Внести результаты в табл. 31, построить график. Сопоставить результаты с полученными ранее. Сделать выводы. Экспериментальные значения  $\beta_{ВОЗ}$  и  $\beta_{СР}$  отразить в табл. 26.

Таблица 31

$\beta$	...	...	...	...	...	...	...	...
$U_{Kуст}, В$	...	...	...	...	...	...	...	...

По экспериментальным результатам оценить влияние напряжения смещения на характер колебательной характеристики автогенератора и режима возбуждения колебаний.

### 8.5.3. Исследование процесса установления автоколебаний

Подготовить установку к исследованиям.

Проверить положение переключателей и при необходимости перевести их в указанное положение: «О» — должен быть в верхнем положении (обратная связь включена); «G» — в левом положении (внешний источник отключен).

Установить постоянное напряжение смещения 1 В, что соответствует мягкому режиму возбуждения автоколебаний.

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчётной критической величины  $\beta_{кр}$  (табл. 24), необходимой для появления автоколебаний.

Запустить моделирование. Наблюдать, используя осциллограф, процесс появления и нарастания автоколебаний. Дождаться установления автоколеба-

ний. Остановить моделирование. Зарисовать осциллограмму. Сравнить осциллограмму с расчётной, приведённой в четвертом пункте подготовительного задания. Сделать выводы.

Исследовать зависимость времени установления автоколебаний от величины обратной связи.

По ранее полученной осциллограмме оценить время установления автоколебаний, соответствующее интервалу времени, по истечении которого амплитуда генерируемых колебаний достигает уровня 0.9 от установившегося значения. Записать найденное время под графиком осциллограммы.

Устанавливая значения коэффициента обратной связи из первой строки табл. 27, измерять экспериментальное время установления автоколебаний. Результаты внести в табл. 32 и отразить графически. Сравнить экспериментальную зависимость  $t_{уст}(\beta)$  с расчётной. Сделать выводы.

Зарисовать диаграммы процесса установления автоколебаний для двух случаев: малой и большой степени связи. Сделать соответствующие выводы.

Таблица 32

$\beta$	...	...	...	...	...	...	...	...
$t_{уст}, \text{мкс}$	...	...	...	...	...	...	...	...

Исследовать влияние шунта на время установления автоколебаний.

Вновь установить исходный коэффициент обратной связи:  $\beta = 1.5 \cdot \beta_{кр}$ .

Оценить влияние шунтирующего сопротивления на время установления и амплитуду автоколебаний. Для этого, последовательно уменьшая сопротивление  $R_s$ , проводить измерение времени установления  $t_{уст}$  и амплитуды автоколебаний после их установления  $U_{к\ уст}$ . Результаты занести в табл. 33, две наиболее отличные осциллограммы процесса установления колебаний зарисовать. Дать толкование наблюдаемым осциллограммам.

Таблица 33

$R_s, \text{кОм}$	...	...	...	...	...	...	...	...
$t_{уст}, \text{мкс}$	...	...	...	...	...	...	...	...
$U_{к\ уст}, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...

#### 8.5.4. Исследование влияния внешнего гармонического воздействия на автогенератор

Подготовить установку к исследованиям.

Установить исходное сопротивление шунта (1 МОм).

Проверить установленное напряжение смещения и величину обратной связи: смещение должно соответствовать мягкому режиму возбуждения колебаний  $U_{Б0} = 1$  В; коэффициент обратной связи —  $\beta = 1.5 \cdot \beta_{кр}$ . Обратная связь должна быть включена (переключатель «О» — в верхнем положении).

Перевести переключатель «Г» в правое положение, подключив к базе транзистора внешний источник колебаний. Установить частоту гармонических колебаний  $f_C$  источника равной частоте автоколебаний  $f_0$  свободного автогенератора, амплитуду  $E_C$  внешнего воздействия уменьшить до нуля.

Подключить канал «А» осциллографа к базе транзистора (переключатель «В» — в нижнее положение). Произвести моделирование. Измерить с помощью осциллографа амплитуду автоколебаний  $U_B$  на входе автогенератора (базе транзистора) в установившемся режиме и внести его в отчёт. Переключатель «В» перевести в верхнее положение. Установить амплитуду колебаний  $E_C$  внешнего источника равной измеренной величине амплитуды  $U_B$  автоколебаний на входе автогенератора, так чтобы отношение  $E_C/U_B$  достигло единичного значения.

Измерить полосу захвата частоты автогенератора.

Изменяя частоту внешнего генератора, как в бóльшую, так и в меньшую сторону с шагом не более 0,5 кГц, по осциллограмме выходного напряжения автогенератора отслеживать и фиксировать частоту автоколебаний  $f_0$ . Поскольку погрешность измерения частоты колебаний по осциллографу (особенно при незначительном отклонении частоты от исходного значения) достаточно велика, предлагается следующая методика измерения частоты автоколебаний.

Произвести моделирование и остановить его, убедившись в установлении амплитуды колебаний на выходе автогенератора. Нажав кнопку «Save» на панели осциллографа, сохранить результаты моделирования в текстовый файл «Self.scr» (с расширением «scr») в то место на жёстком диске, где записан схемный файл. Открыть файл «Self.scr» в простейшем текстовом редакторе (Блокнот, WordPad и т.п.) и удалить первые 17 строк текстового комментария, затем сохранить файл с расширением «prn». Такая обработка файла может быть выполнена автоматизированным образом, если активировать программу «Self-excited oscillator.exe». Далее следует загрузить программу обработки результатов моделирования «Self-excited oscillator.mcd», выявляющую закон изменения текущей частоты колебаний. Программа работает в пакете MathCAD и использует данные, считываемые из файла «Self.prn» (см. прил. 4).

Определить частоты внешнего синхронизирующего воздействия, соответствующие границам полосы захвата  $P_3$  — интервала частот, в пределах которого автогенератор работает точно на частоте внешнего воздействия («чужой» частоте) без каких-либо признаков модуляции. Вне полосы захвата наблюдается режим биений, что заметно как по осциллограмме выходного напряжения, так и по характеру изменения текущей частоты колебаний на выходе автогенератора.

Полученное значение полосы захвата внести в отчёт, сопроводив графическими зависимостями (из «Self-excited oscillator.mcd») текущей частоты автоколебаний на границах полосы захвата. Сравнить с расчётным результатом. Сделать вывод.

Исследовать зависимость полосы захвата от амплитуды синхронизирующих колебаний и сопротивления шунта.

Уменьшить в два раза амплитуду  $E_C$  внешнего синхронизирующего воздействия. Определить полосу захвата  $P_3$  частоты автогенератора, используя изложенную в предыдущем пункте методику. Сравнить с исходным значением  $P_3$ . Сделать вывод о зависимости полосы захвата от отношения  $E_C/U_B$ .

Установить исходное значение  $E_C$ , при котором обеспечивалось равенство  $E_C/U_B = 1$  В. Уменьшить сопротивление шунта ( $R_S$ ), установив его равным резонансному сопротивлению контура  $R_K$ . Вновь экспериментально определить полосу захвата. Сравнить её значение с исходным. Сделать вывод о влиянии сопротивления шунта (и соответственно эквивалентной добротности) на полосу захвата частоты автогенератора.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Изобразите принципиальную схему  $LC$ -автогенератора с трансформаторной обратной связью. Изложите физический принцип работы такого автогенератора.

2. Имеется экспериментальный макет автогенератора с трансформаторной обратной связью. Автогенератор не возбуждается, несмотря на то, что он собран из заведомо исправных деталей. С чего следует начать наладку устройства?

3. Чем определяется форма генерируемых колебаний? В чём проявляется нелинейность характеристик транзистора автогенератора?

4. Сформулируйте фазовое условие возбуждения колебаний в автогенераторе и объясните его физический смысл.

5. Сформулируйте амплитудное условие возбуждения колебаний и объясните его физический смысл. Как влияют напряжение смещения на базе транзистора, сопротивление, шунтирующее резонансный контур, и коэффициент включения контура на возможность выполнения этого условия?

6. Как рассчитать напряжение смещения на базе транзистора, при котором  $LC$ -автогенератор с трансформаторной обратной связью возбуждается?

7. Дайте определение колебательной характеристики автогенератора. От чего зависит её форма? Поясните методику экспериментального определения этой характеристики.

8. Изобразите колебательные характеристики автогенератора, соответствующие различным значениям: напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, коэффициента включения контура, напряжения питания автогенератора.

9. Какой режим возбуждения автоколебаний принято называть мягким? жёстким? В чем заключается принципиальное отличие мягкого и жёсткого режимов? Как их реализовать?

10. Объясните, почему возбуждение автоколебаний в автогенераторе при реализации жёсткого режима происходит при большем коэффициенте связи, нежели срыв автоколебаний?

11. Нарисуйте временные диаграммы выходного тока и напряжения в автогенераторе от начала его работы до установления автоколебаний. Чем определяется амплитуда генерируемых автогенератором колебаний? В каких пределах и чем её можно регулировать?

12. Нарисуйте зависимость амплитуды генерируемых колебаний от величины: напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, напряжения питания автогенератора.

13. Чем определяется время установления  $t_{уст}$  амплитуды автоколебаний? Получите формулы, определяющие зависимость  $t_{уст}$  от величины: взаимной индуктивности катушек связи и контура, добротности резонансного контура, напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, коэффициента включения контура.

14. Поясните явление захвата частоты при действии внешнего источника на автогенератор. Колебание каких частот наблюдаются на коллекторе транзистора в режиме захвата автогенератора внешним источником и в случае, если частота источника выходит за пределы полосы захвата?

15. Чем определяется полоса захвата частоты автогенератора? Изобразите зависимость полосы захвата от амплитуды ЭДС внешнего источника, добротности резонансного контура, напряжения смещения на базе транзистора.

16. Нарисуйте зависимости: частоты автоколебаний на выходе автогенератора от частоты внешнего источника, частоты биений от частоты внешнего источника.

- Литература:** [1, с. 274-295],  
[2, с. 383-406; 429-434],  
[3, с. 364-368; 372-378],  
[4, с. 114-123; 130-135; 145-156; 161-168; 213-216].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 9

### АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СМЕЩЕНИЕМ

#### 9.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально исследовать физические процессы в амплитудном модуляторе — нелинейном резонансном усилителе с управляемым напряжением смещения; выяснить, при каких условиях обеспечивается неискажённая модуляция.

#### 9.2. Краткие теоретические сведения

При воздействии на нелинейное сопротивление бигармонического напряжения  $u(t)=U_{\Omega}\cdot\cos(\Omega\cdot t)+U_{\omega}\cdot\cos(\omega_0\cdot t)$  спектр тока помимо постоянной составляющей и гармоник с частотами  $n\cdot\Omega$ ,  $n\cdot\omega_0$  ( $n=1,2\dots$ ), кратными частотам воздействия, содержит дополнительные спектральные составляющие с комбинационными частотами  $k\cdot\omega_0 \pm l\cdot\Omega$ , где  $k, l=1,2\dots$ . Появление последних обусловлено взаимодействием гармоник приложенного напряжения. Комбинационные составляющие характеризуют порядком, определяемым величиной  $(k+l)$ .

Пусть  $\Omega \ll \omega_0$ , а ВАХ нелинейного сопротивления близка по форме к квадратичной, тогда спектр тока такого сопротивления имеет вид, показанный на рис. 56. Наиболее значимыми по амплитуде при этом являются комбинационные составляющие низшего ( $k+l=2$ ) порядка:  $\omega_0 \pm \Omega$ ; к тому же их амплитуды оказываются прямо пропорциональными амплитуде  $U_{\Omega}$  низкочастотного воздействия. Если колебание с частотой  $\Omega$  является информационным, а напряжение с частотой  $\omega_0$  — несущим, то часть спектра на рис. 56, заключенная в прямоугольное окно, фактически соответствует колебанию, модулированному по амплитуде сигналом  $U_{\Omega}\cdot\cos(\Omega\cdot t)$ .

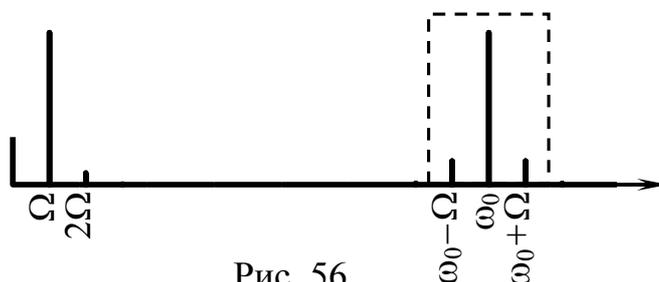


Рис. 56

Таким образом, при воздействии на нелинейное сопротивление информационного низкочастотного колебания и высокочастотного несущего напряжения ток сопротивления содержит спектральные составляющие модулированного по амплитуде сигнала. Для выделения полезных составляющих достаточно использовать полосно-пропускающий фильтр.

На практике в качестве нелинейного сопротивления модулятора может быть использован транзистор. Модулируемое высокочастотное напряжение подают во входную цепь транзистора. Модулирующий же сигнал вводят либо в цепь входного (модуляция смещением), либо выходного электрода. Роль полосно-пропускающего фильтра может выполнять одиночный колебательный контур или система связанных контуров

На рис. 57 изображена упрощённая схема амплитудного модулятора, работающего по принципу модуляции смещением. Модулятор представляет собой нелинейный резонансный усилитель на транзисторе. Ко входу усилителя (базе транзистора) подводятся два колебания: высокочастотное напряжение —  $u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ , играющее в дальнейшем роль несущего, и низкочастотное модулирующее  $u_{\Omega}(t)$ , например, в простейшем случае тональное колебание —  $U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t)$ . Постоянное напряжение смещения ( $U_{Б0}$ ) обеспечивает такое положение исходной рабочей точки на проходной ВАХ транзистора, чтобы задействованный участок ВАХ был нелинейным. Колебательный контур настроен на частоту несущего колебания ( $\omega_0$ ) и обладает эквивалентной полосой пропускания, соизмеримой с удвоенной шириной спектра модулирующего напряжения.

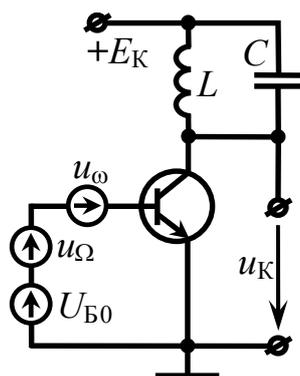


Рис. 57

Принцип работы данного модулятора поясняется осциллограммами напряжений и токов, показанными на рис. 58. Предположим, что транзистор работает в режиме «большого» сигнала, при котором его статическую проходную характеристику — зависимость тока коллектора  $i_K$  от напряжения между базой и эмиттером  $u_B$  — целесообразно аппроксимировать кусочно-линейной функцией с начальным напряжением (излома)  $U_H$  и крутизной  $S$ . За счёт того, что рабочая точка под воздействием текущего смещения  $u_{Б0}(t) = U_{Б0} + U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t)$  изменяет свое положение на ВАХ в такт с низкочастотным модулирующим колебанием, происходит непрерывное изменение угла отсечки выходного тока  $\Theta(t) = \arccos \{ [U_H - u_{Б0}(t)] / U_{\omega} \}$ . Амплитуда первой гармоники последовательности импульсов выходного тока в результате оказывается непостоянной во времени:  $I_{K1}(t) = S \cdot U_{\omega} \cdot \gamma_1[\Theta(t)]$ . Благодаря избирательным свойствам колебательного контура, настроенного на частоту первой гармоники тока, амплитуда напряжения на контуре  $U_K(t)$  приобретает форму модулирующего напряжения  $u_{\Omega}(t)$ . Ре-

жим работы нелинейного усилителя (модулятора) должен быть недонапряжённым, так как в перенапряжённом режиме нарушается соответствие между амплитудами напряжения на базе и первой гармоникой коллекторного тока.

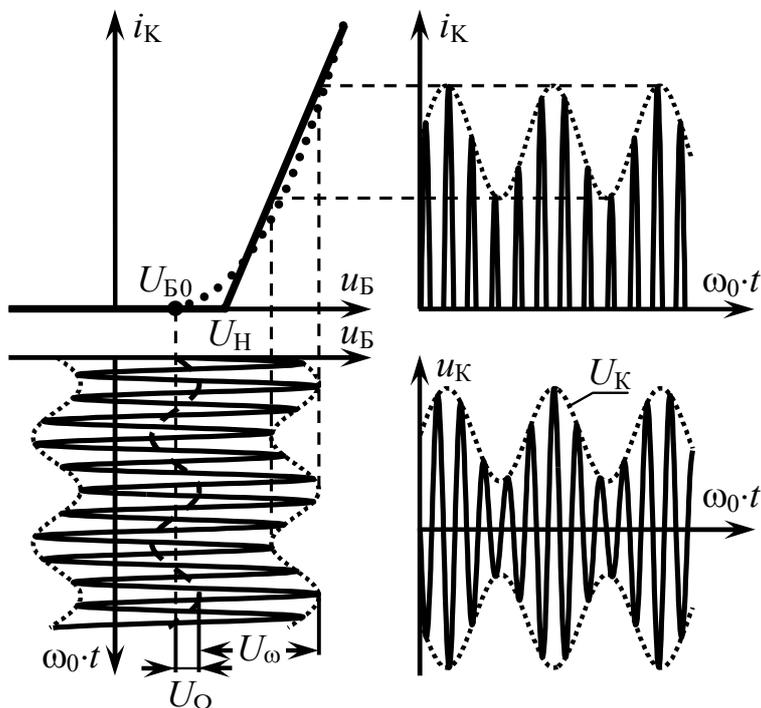


Рис. 58

Основной характеристикой модулятора является модуляционная характеристика.

Статической модуляционной характеристикой амплитудного модулятора называют зависимость амплитуды первой гармоники выходного колебания (выходного тока  $I_{K1}$  или напряжения на контуре  $U_K$ ) от статического (соответствующего условию  $u_{\Omega}(t) = 0$ ) напряжения смещения  $U_{B0}$  при постоянной амплитуде  $U_{\omega}$  модулируемого высокочастотного колебания. Для заданной аппроксимации ВАХ модуляционную характеристику несложно рассчитать по формуле:

$$U_K(U_{B0}) = R_{KЭ} \cdot I_{K1}(U_{B0}) = S \cdot R_{KЭ} \cdot U_{\omega} \cdot \gamma_1[\Theta(U_{B0})], \quad (62)$$

где  $R_{KЭ}$  — эквивалентное сопротивление контура на частоте  $\omega_0$ ;

$\gamma_1(\Theta) = (\Theta - \sin\Theta \cdot \cos\Theta)/\pi$  — коэффициент Берга;

$\Theta = \arccos[(U_H - U_{B0})/U_{\omega}]$  — угол отсечки выходного тока. Соотношение (62) справедливо при двух условиях: недонапряжённом режиме работы модулятора и полном подавлении резонансной нагрузкой всех побочных продуктов (спектральных составляющих) нелинейного преобразования. Область определения модуляционной характеристики обусловлена естественным ограничением

величины угла отсечки  $\Theta \in (0^\circ; 180^\circ)$ , что соответствует следующему неравенству, накладываемому на величину постоянного напряжения смещения

$$U_H - U_\omega < U_{B0} < U_H + U_\omega. \quad (63)$$

Примерный вид модуляционной характеристики модулятора в режиме «большого» сигнала показан на рис. 59, а, соответствующие значения угла отсечки коллекторного тока указаны на рис. 59, б.

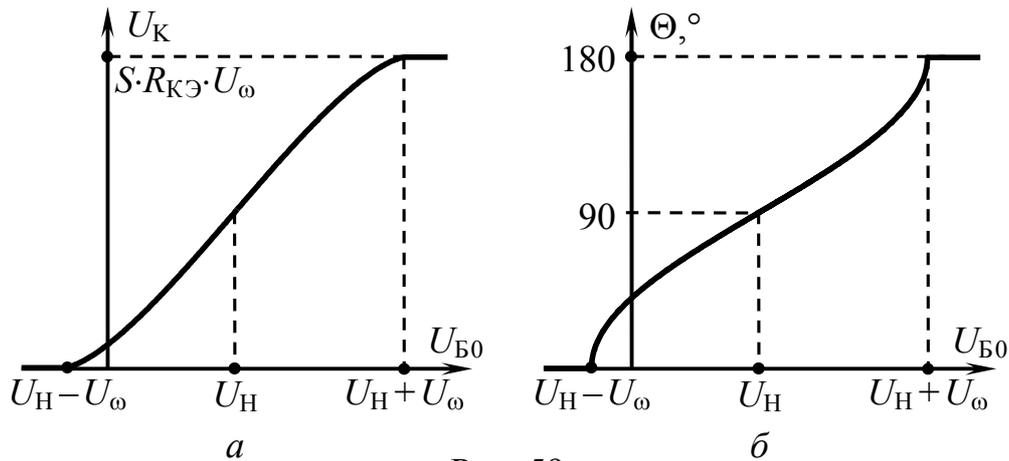


Рис. 59

Модуляционная характеристика определяет условия линейного режима работы модулятора, т.е. режима, при котором модуляция является неискажённой:  $U_K(t) \sim [1 + k \cdot u_\Omega(t)]$ . Исходную рабочую точку, соответствующую режиму «молчания» (условию  $u_\Omega(t) = 0$ ), очевидно, следует выбирать на середине линейного участка модуляционной характеристики. Теоретически это означает, что оптимальная величина постоянного напряжения смещения  $U_{B0 \text{ опт}} = U_H$ . Для обеспечения минимальных нелинейных искажений амплитуда модулирующего колебания  $U_\Omega$  не должна превышать  $(0.5 \dots 0.7) \cdot U_\omega$  (рис. 59). Если взять бóльшую амплитуду  $U_\Omega$ , при которой в процессе работы будут использоваться нелинейные участки модуляционной характеристики, огибающая амплитуд выходного напряжения окажется искажённой и притом тем сильнее, чем больше  $U_\Omega$ .

Динамической модуляционной характеристикой амплитудного модулятора называют зависимость коэффициента модуляции выходного колебания  $M_U$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_\Omega$  при фиксированной амплитуде  $U_\omega$  несущего колебания. Если частота  $\Omega$  модулирующего сигнала  $U_\Omega \cdot \cos(\Omega \cdot t)$  невелика по сравнению с эквивалентной полосой пропускания контура, можно полагать, что искомый коэффициент  $M_U$  совпадает по величине с коэффициентом модуляции первой гармоники выходного тока модулятора  $M_1$ . Зависимость  $M_1$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_\Omega$  можно рассчитать как

$$M_1(U_\Omega) = \frac{I_{K1\max}(U_\Omega) - I_{K1\min}(U_\Omega)}{I_{K1\max}(U_\Omega) + I_{K1\min}(U_\Omega)}, \quad (64)$$

где  $I_{K1\max}$  и  $I_{K1\min}$  — максимальное и минимальное значения амплитуды первой гармоники выходного тока модулятора. При выборе рабочей точки на середине линейного участка модуляционной характеристики ( $U_{B0} = U_H$ ) значения  $I_{K1\max}$  и  $I_{K1\min}$  определяются по формуле:

$$I_{K1\min}^{\max} = S \cdot U_\omega \cdot \gamma_1 [\arccos(\mp U_\Omega / U_\omega)]. \quad (65)$$

Режим работы модулятора, определяемый величинами  $U_{B0}$ ,  $U_\Omega$ ,  $U_\omega$ , нельзя выбирать таким, чтобы все мгновенные значения  $u_B(t)$  находились в пределах линейного участка проходной ВАХ транзистора, так как в этом случае коллекторный ток будет иметь такой же характер, что и  $u_B(t)$ , амплитуда высокочастотной составляющей тока  $I_{K1}$  будет постоянной, а потому напряжение на выходе окажется немодулированным.

### 9.3. Описание виртуального стенда

Для выполнения лабораторной работы используется файл «Amplitude modulation.ewb». Примерный вид рабочего поля симулятора после загрузки файла показан на рис. 60.

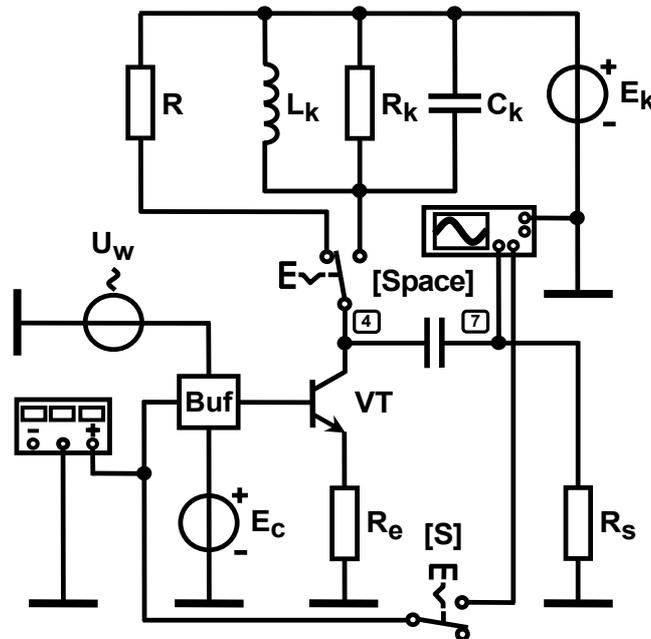


Рис. 60

Установка для выполнения лабораторной работы «Амплитудная модуляция смещением» в целом аналогична применённой в работе «Нелинейное резонансное усиление и умножение частоты». Вместе с тем имеются некоторые специфические отличия. Во-первых, реализована возможность подачи на вход усилителя не одного, а двух колебаний: высокочастотного, используемого в качестве несущего (для этого предназначен источник «U<sub>w</sub>») и низкочастотного модулирующего (генератор стандартных сигналов «Functional Generator»). Во-вторых, выходное напряжение модулятора подается на вход канала «А» осциллографа, а на вход канала «В» можно коммутировать посредством переключателя, управляемого клавишей «S», модулирующее напряжение. Последнее предназначено для визуального сравнения формы модулирующего сигнала и огибающей амплитуд АМ-сигнала.

#### 9.4. Подготовительное (расчётное) задание

##### 9.4.1. Начертить схему амплитудного модулятора.

Рассчитать и построить статические модуляционные характеристики амплитудного модулятора для двух значений амплитуды модулируемого напряжения:  $U_{\omega} = 0.2$  и  $0.4$  В. Напряжение излома ( $U_H$ ) статической проходной ВАХ транзистора, значение её крутизны ( $S$ ) и величину эквивалентного резонансного сопротивления колебательного контура ( $R_{кэ} = R_k$ ) следует взять из табл. 19. Результаты расчёта занести в таблицу (не менее 10-ти точек для каждого значения  $U_{\omega}$ ) и изобразить графически (каждую в отдельной системе координат).

9.4.2. Полагая, что на вход модулятора подается высокочастотное гармоническое напряжение амплитудой  $U_{\omega} = 0.4$  В, определить максимальную амплитуду  $U_{\Omega \max}$  модулирующего колебания и оптимальное постоянное напряжение смещения  $U_{Б0 \text{ опт}}$ , при которых обеспечивается режим линейной (неискажённой) амплитудной модуляции.

Полагая напряжение смещения равным напряжению излома ( $U_H$ ) статической ВАХ транзистора, а амплитуды модулируемого и модулирующего колебаний одинаковыми ( $U_{\omega} = U_{\Omega}$ ), изобразить ожидаемую осциллограмму напряжения на выходе модулятора для случаев, когда нагрузкой модулятора служит резонансный контур и линейное сопротивление.

9.4.3. Полагая, что статическое (постоянное) напряжение смещения модулятора соответствует середине линейного участка модуляционной характеристики, амплитуда модулируемого колебания  $U_{\omega} = 0.4$  В, частота модулирующего напряжения такова, что сопротивление контура боковым спектральным составляющим модулированного по амплитуде выходного тока практически не отличается от резонансного, рассчитать и построить зависимость коэффициента модуляции выходного напряжения  $M_U$  от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ . Изложить методику экспериментальной оценки (по осциллограмме АМ-колебания) коэффициента модуляции.

## 9.5. Задания и указания к их выполнению

### 9.5.1. Исследование статических модуляционных характеристик модулятора

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить файл «Amplitude modulation.ewb». Уточнить назначение подключенных к модулятору приборов и источников.

Установить заданный тип транзистора (табл. 19), активировав меню «Component Properties» и выбрав нужную модель из библиотеки «nation12». Установить заданные в табл. 19 напряжение  $E_K$  источника питания ( $E_K$  на рис. 60), величину сопротивления  $R_Э$  обратной связи в цепи эмиттера ( $R_E$ ) и параметры элементов контура: индуктивности ( $L_k$ ), емкости ( $C_k$ ), резонансного сопротивления ( $R_k$ ).

Перевести переключатель, управляемый клавишей «Space», в правое положение, подключив, тем самым, к коллектору транзистора колебательный контур. Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора 0.5 В (источник  $E_c$  на рис. 60).

Установить действующее значение (Voltage) высокочастотных колебаний (источник  $U_w$  на рис. 60) равным 141 мВ (при этом амплитуда колебаний будет составлять 0.2 В), частоту (Frequency) равной резонансной частоте колебательного контура. Значение резонансной частоты контура разумно взять из отчёта по лабораторной работе № 6, при отсутствии отчёта — измерить по АЧХ резонансного усилителя (см. п. 6.5.1).

Установить амплитуду (Amplitude) модулирующих колебаний, вырабатываемых генератором «Functional Generator», равной нулю (низкочастотные колебания при выполнении этого раздела не используются!).

Снять и изучить статические модуляционные характеристики модулятора.

Снять статическую модуляционную характеристику модулятора при амплитуде  $U_w$  высокочастотного колебания равной 0.2 В. Для этого при установленной и неизменной амплитуде  $U_w = 0.2$  В входных ВЧ-колебаний последовательно изменять постоянное напряжение смещения в пределах от  $U_H - U_w$  до  $U_H + U_w$  с шагом не более  $0.2 \cdot U_w$  и измерять амплитуду напряжения на выходе модулятора  $U_K$  в установившемся режиме. Последний проявляется, как правило, спустя время  $(0.5...1)/P_{ГЭ}$  от начала моделирования ( $P_{ГЭ}$  — полоса пропускания усилителя в Гц, см. отчёт или черновики по работе №6). Следует особенно тщательно (с меньшим шагом) фиксировать показания на краях указанного интервала напряжений смещения.

Увеличить параметр «Voltage» источника ВЧ-колебаний до 283 мВ (при этом амплитуда колебаний  $U_{\omega}$  будет составлять 0.4 В). Снять статическую модуляционную характеристику модулятора при  $U_{\omega} = 0.4$  В.

Результаты измерений для двух значений амплитуд  $U_{\omega}$  внести в табл. 34.

Таблица 34

$U_{\omega}, \text{В}$	Статические модуляционные характеристики									
0.2	$U_{B0}, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
0.4	$U_{B0}, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	$U_K, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Построить экспериментально полученные характеристики в одной системе координат с расчётными. Прокомментировать степень соответствия теоретических и экспериментальных результатов. Объяснить вид полученных характеристик. Изложить предварительные рекомендации по выбору параметров модулятора (напряжения смещения, амплитуды модулирующего напряжения и т.п.), обеспечивающих удовлетворительное качество его работы.

### 9.5.2. Определение условий обеспечения линейной модуляции

Определить оптимальное значение постоянного напряжения смещения.

Получить на выходе модулятора АМ-колебание. Для этого установить амплитуду модулируемого высокочастотного колебания  $U_{\omega} = 0.4$  В (действующее значение 283 мВ), подать от низкочастотного генератора модулирующее гармоническое напряжение частотой 1...2 кГц и амплитудой  $U_{\Omega} \approx 0.6 \cdot U_{\omega}$ .

Изменяя постоянное напряжение смещения  $U_{B0}$  и анализируя визуально осциллограммы выходного АМ-колебания, зафиксировать оптимальное значение смещения  $U_{B0 \text{ опт}}$ , т. е. такое, при котором обеспечиваются минимальные искажения огибающей (режим линейной модуляции). Для сопоставления формы огибающей выходного напряжения с входным модулирующим колебанием последнее полезно также воспроизводить на экране осциллографа (канал «А», переключатель «S» — в верхнее положение) поверх осциллограммы АМ-сигнала. Найденное оптимальное значение смещения  $U_{B0 \text{ опт}}$  занести в отчёт и сравнить с теоретически предсказанным значением. Осциллограмму выходного напряжения модулятора для режима линейной модуляции зарисовать в отчёт.

Определить максимальную амплитуду модулирующего колебания, обеспечивающую линейную модуляцию.

Установить постоянное напряжение смещения равным найденному оптимальному значению ( $U_{Б0} = U_{Б0 \text{ опт}}$ ), а амплитуду модулирующего напряжения  $U_{\Omega} \approx 0.4 \cdot U_{\omega}$ .

Постепенно увеличивая амплитуду модулирующего низкочастотного напряжения, найти такую его амплитуду  $U_{\Omega \text{ max}}$ , превышение которой приводит к визуальным нелинейным искажениям огибающей АМ-сигнала. Зафиксировать её значение в отчёте и сравнить с теоретической оценкой. Сделать выводы.

Исследовать искажения при оптимальном смещении и чрезмерной амплитуде модулирующего колебания.

Не изменяя напряжение смещения ( $U_{Б0} = U_{Б0 \text{ опт}}$ ), увеличить амплитуду модулирующего низкочастотного напряжения до значения  $U_{\Omega} \approx U_{\omega} = 0.4 \text{ В}$ . Зафиксировать осциллограммы выходного напряжения в случаях резонансной нагрузки, а также резистивной нагрузки (в последнем случае переключить тумблер «Spase» в левое положение). Визуально оценить возникшие искажения огибающей амплитуды. При разной степени искажений максимума и минимума огибающей выяснить и указать причину различия.

Исследовать искажения при неоптимальном напряжении смещения.

Тумблером «Spase» включить резонансную нагрузку модулятора (перевести в правое положение). Уменьшить амплитуду модулирующего низкочастотного напряжения до значения  $U_{\Omega} \approx 0.5 \cdot U_{\omega}$  и увеличить постоянное напряжение смещения, положив  $U_{Б0} = U_{Н} + U_{\omega}$ . Произвести моделирование. Обратить внимание на возникающие искажения АМ-колебания и установить их причину (для этого может оказаться полезной замена резонансной нагрузки резистивной). Осциллограммы выходного напряжения и тока зарисовать.

Уменьшить величину напряжения смещения  $U_{Б0}$  до значения  $U_{Н} - U_{\omega}$ . Оценить возникающие искажения огибающей выходного сигнала модулятора, выяснить их причину. Осциллограмму коллекторного напряжения вновь зарисовать. Провести анализ полученных результатов. Сделать выводы.

В заключении к разделу дать окончательные рекомендации по выбору режима работы модулятора, который бы обеспечил формирование амплитудной модуляции с наименьшими искажениями.

### **9.5.3. Исследование динамической модуляционной характеристики модулятора**

Подготовить установку к исследованиям.

Положить напряжение смещения равным оптимальному значению  $U_{Б0 \text{ опт}}$ , найденному опытным путем в предыдущем пункте. Установить амплитуду мо-

дулируемого высокочастотного колебания  $U_{\omega} = 0.4 \text{ В}$  (действующее значение 243 мВ), амплитуду модулирующего низкочастотного колебания равной  $U_{\Omega} \approx 0.4 \cdot U_{\omega}$  и получить на выходе модулятора неискажённое амплитудно-модулированное колебание с частотой модуляции 1...2 кГц.

Снять динамическую модуляционную характеристику модулятора.

Снять динамическую модуляционную характеристику — зависимость коэффициента модуляции  $M_U$  выходного напряжения модулятора от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ , изменяя амплитуду  $U_{\Omega}$  от нуля до  $\sim 1.2 \cdot U_{\omega}$  с шагом не более  $0.1 \cdot U_{\omega}$ , каждый раз фиксируя максимальную  $A_{\max}$  и минимальную  $A_{\min}$  амплитуды выходного напряжения модулятора. Экспериментальные данные следует занести в табл. 35, значения коэффициента модуляции для текущей амплитуды  $U_{\Omega}$  оценить по формуле:  $M_U = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min})$ .

Результаты расчёта (на основе экспериментальных данных) коэффициента модуляции занести в табл. 35.

Таблица 35

$U_{\Omega}, \text{ мВ}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$A_{\min}, \text{ В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$A_{\max}, \text{ В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$M_U, \text{ безр.}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Оценить максимально реализуемый коэффициент неискаженной амплитудной модуляции.

Экспериментальную динамическую модуляционную характеристику  $M_U(U_{\Omega})$  нанести на график расчётной. Дать сравнительную оценку теоретическим и экспериментальным результатам. По экспериментальной зависимости оценить интервал значений амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ , определяющий режим неискажённой модуляции. Установить причину загиба исследуемой зависимости при больших значениях амплитуды  $U_{\Omega}$ . Указать предельное значение коэффициента модуляции  $M_U$  в режиме неискажённой модуляции.

Заменяя контур сопротивлением, получить и зарисовать осциллограмму коллекторного тока при амплитуде модулирующего напряжения, соответствующей коэффициенту модуляции выходного напряжения  $M_U = 0.5$ . Сделать вывод.

#### 9.5.4. Дополнительные задания для пытливых студентов

Снять динамическую модуляционную характеристику, полагая, что напряжение смещения  $U_{B0} = U_{B0 \text{ опт}}$ , амплитуда модулируемого колебания  $U_{\omega} = 0.4 \text{ В}$ , а частота модуляции  $F$  составляет половину полосы пропускания усилителя. Сравнить характеристику с ранее полученной; при их несовпадении, объяснить причину различия. Сделать выводы.

Исследовать условия обеспечения неискажённой модуляции при многократном модулирующем колебании, например, в виде последовательности прямоугольных импульсов. Длительность импульсов взять такой, чтобы линей-

ные искажения, обусловленные неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ усилителя, были несущественными. Изучить особенности спектра выходного тока модулятора при многочастотном модулирующем колебании в условиях неискажённой и искажённой модуляции.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Изобразить схему амплитудного модулятора при модуляции смещением. Пояснить назначение источников входных сигналов. Объяснить, почему в спектре выходного тока появляются спектральные составляющие АМ-колебания. Какой должна быть центральная частота АЧХ нагрузочного контура? эквивалентная полоса пропускания?

2. Почему режим работы транзистора при базовой модуляции должен быть нелинейным? Чему будет равен коэффициент модуляции первой гармоники коллекторного тока, если мгновенное напряжение на базе не будет выходить за пределы линейного участка статической характеристики транзистора — зависимости коллекторного тока от напряжения между базой и эмиттером?

3. Изобразить осциллограммы напряжения между базой и эмиттером, коллекторного тока и напряжения между коллектором и эмиттером при использовании в качестве нагрузки модулятора: а) избирательного фильтра, б) резистора.

4. Почему напряжение смещения, определяющее положение рабочей точки модулятора, должно соответствовать середине линейного участка модуляционной характеристики?

5. Можно ли при модуляции смещением получить неискажённую по форме амплитудно-модулированную первую гармонику тока с коэффициентом модуляции, равным единице?

6. Как должна изменяться модуляционная характеристика с изменением: а) постоянного напряжения смещения на базе транзистора, б) амплитуды модулируемого колебания, в) резонансного сопротивления контура?

7. В модуляторе смещением подобран режим практически неискажённой амплитудной модуляции. Как изменится осциллограмма выходного напряжения, если существенно увеличить: а) напряжение смещения, б) амплитуду входного напряжения высокой частоты?

8. Для чего в модуляторе нужен частотно-избирательный фильтр? Из каких соображений следует выбирать частоту настройки и полосу пропускания фильтра?

9. Транзистор, используемый в амплитудном модуляторе, обладает характеристикой с изломом в точке  $U_H = 0.6$  В. Амплитуда несущего колебания на входе  $U_\omega = 0.4$  В, амплитуда модулирующего сигнала  $U_\Omega = 0.1$  В, постоянное напряжение смещения  $U_0 = 0.6$  В. Рассчитать коэффициент амплитудной модуляции первой гармоники выходного тока.

**Литература:** [1, с. 254-255],  
[2, с. 362-364],  
[3, с. 283-284],  
[4, с. 79-81].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 10

### ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

#### 10.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально исследовать процессы, происходящие при диодном детектировании амплитудно-модулированных колебаний; снять детекторные характеристики, измерить входное сопротивление детектора, изучить осциллограммы напряжений при разных параметрах нагрузки.

#### 10.2. Краткие теоретические сведения

Детектирование является процессом обратным модуляции: при детектировании амплитудно-модулированных колебаний восстанавливается низкочастотный информационный сигнал, управляющий амплитудой высокочастотных колебаний.

Амплитудное детектирование считается неискажённым, если напряжение на выходе детектора повторяет закон изменения огибающей амплитуд модулированного колебания. Если же мгновенные значения выходного напряжения детектора не пропорциональны текущим значениям амплитуды детектируемого радиосигнала, значит, имеют место искажения.

Поскольку в спектре модулированного колебания содержатся только высокочастотные компоненты (несущая и боковые частоты), а результатом детектирования является получение низкочастотных колебаний, линейные цепи для детектирования не пригодны. В большинстве случаев детекторы являются устройствами нелинейными, реже — параметрическими.

Детектор АМ-колебаний должен содержать нелинейный (или параметрический) элемент, осуществляющий трансформацию спектра сигнала в область нижних частот, и фильтр нижних частот, выделяющий низкочастотные компоненты сигнала.

В работе исследуется диодный детектор, принципиальная электрическая схема которого показана на рис. 61.

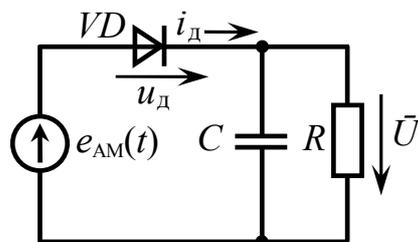


Рис. 61

Пусть напряжение, подаваемое на вход детектора, модулировано одним тоном:  $e_{AM}(t) = U_0 \cdot [1 + M \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t)] \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ . Поскольку диод  $VD$  обладает односторонней проводимостью (рис. 62, а), его ток  $i_d$  имеет характер косинусоидальных импульсов с отсечкой, повторяющихся с частотой  $f_0$  несущего колебания, амплитуда которых изменяется с изменением огибающей амплитуд детектируемого напряжения (рис. 62, б).

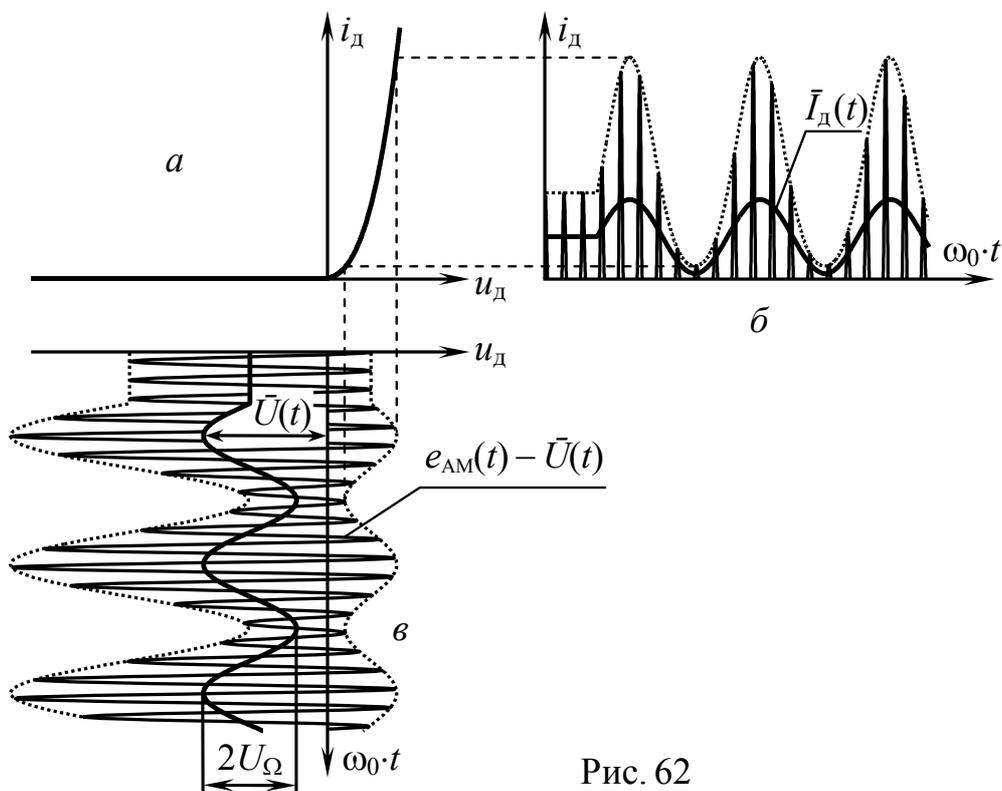


Рис. 62

В последовательности импульсов тока  $i_d$  содержится уже и низкочастотная составляющая частоты  $F$ . Действительно, импульсы тока различаются амплитудой (пиковым значением), которая при кусочно-ломаной аппроксимации ВАХ диода прямо пропорциональна амплитуде напряжения  $u_d$ , приложенного к диоду. Если сопротивление  $R$  нагрузки детектора невелико, напряжение на диоде  $u_d$  практически не отличается по величине от входного напряжения  $e_{AM}(t)$  и  $i_{d \max}(t) \sim U_0 \cdot [1 + M \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t)]$ . Тогда постоянная составляющая тока в нагрузке  $\bar{I}_d(t) = i_{d \max}(t) \cdot \gamma_0(\Theta)$  оказывается прямо пропорциональной низкочастотному колебанию, управляющему амплитудой детектируемого сигнала.

Принцип выделения низкочастотного информационного колебания  $RC$ -цепью основан на том, что скорость заряда конденсатора  $C$ , определяемая малой постоянной времени цепи при протекании тока через диод в прямом направлении, существенно превышает скорость его разряда через сопротивление  $R$  при отсутствии тока через диод. Благодаря этому на  $RC$ -цепи (нагрузке детектора) выделяется низкочастотное напряжение  $\bar{U}(t)$ , повторяющее закон изменения  $\bar{I}_d(t)$ , а следовательно, и огибающей амплитуд детектируемого колебания с амплитудной модуляцией.

Постоянная времени  $RC$ -цепи  $\tau = R \cdot C$ , включенной на выходе детектора, выбирается так, чтобы обеспечить неискажённое воспроизведение огибающей АМ-колебаний ( $\tau \ll 1/F$ ) и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций ( $\tau \gg 1/f_0$ ):

$$1/f_0 \ll RC \ll 1/F, \quad (66)$$

где  $f_0$  — несущая частота АМ-колебаний,  $F$  — наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала.

Для того чтобы низкочастотные компоненты тока диода создавали большое выходное напряжение  $\bar{U}(t)$ , величина нагрузочного сопротивления  $R$  должна быть достаточно большой. Это означает, что при анализе детектора оказывается необходимым учёт влияния сопротивления  $R$  на ток диода  $i_d$ . Действительно, напряжение, приложенное к диоду складывается из напряжения на входе  $e_{AM}(t)$  и низкочастотного напряжения  $\bar{U}(t)$  на нагрузке (рис. 61):  $u_d = e_{AM}(t) - \bar{U}(t)$ . Итак, особенностью диодного детектора является наличие обратной (по постоянной составляющей) связи или «автоматического» смещения на величину  $\bar{U}(t)$  (см. рис. 62, в), что накладывает на теорию его работы особый отпечаток, не считаться с которым нельзя. В частности, из рис. 62, в следует, что угол отсечки тока диода гораздо меньше значения  $90^\circ$ , типичного для нелинейного прибора с односторонней проводимостью.

Важной характеристикой амплитудного детектора является детекторная характеристика, под которой подразумевают зависимость постоянной составляющей тока  $\bar{I}_d$  диода или напряжения на выходе детектора  $\bar{U} = \bar{I}_d \cdot R$  от амплитуды  $U_\omega$  высокочастотного колебания  $u_{вх}(t) = U_\omega \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ , подаваемого на вход детектора. Форма детекторной характеристики определяет меру нелинейных искажений, возникающих при детектировании АМ-колебаний. В идеале она должна быть линейной, тогда напряжение на выходе  $\bar{U}(t)$  детектора точно повторяет закон изменения амплитуды модулированного сигнала.

Теоретически детекторная характеристика может быть приближённо рассчитана по формуле:

$$\bar{U} = U_\omega \cdot \cos \Theta, \quad (67)$$

где  $\Theta$  — угол отсечки тока диода.

Поскольку при малых амплитудах  $U_\omega$  детектируемого колебания оказывается задействованным нелинейный участок ВАХ диода, для расчётов используется параболическая аппроксимация ВАХ:  $i_d(u_d) = \{0 \text{ при } u_d < 0; a^2 \cdot u_d^2 \text{ при } u_d \geq 0\}$ . При этом множитель  $\cos \Theta$ , фигурирующий в соотношении (67), не яв-

ляется постоянной величиной, а сложным образом зависит от переменной  $x = a^2 \cdot U_{\omega} \cdot R$ . Приближённая зависимость  $\cos\Theta$  от  $x$  представлена на рис. 63; она позволяет рассчитать детекторную характеристику не только при малых значениях амплитуд  $U_{\omega}$ , но и для многих других практических значений.

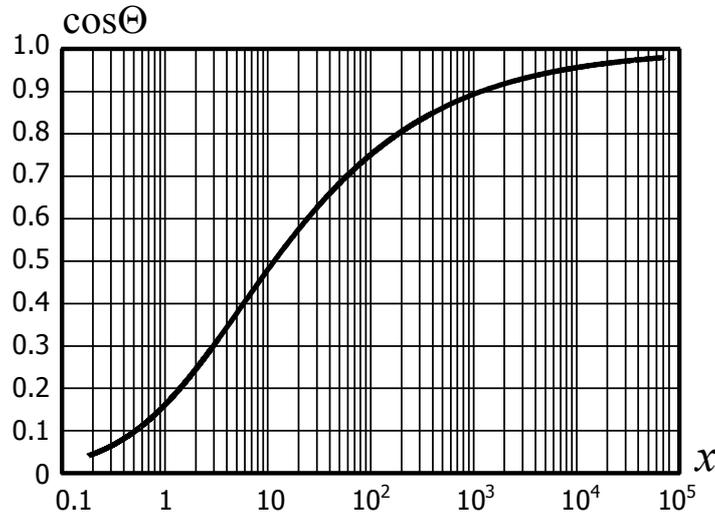


Рис. 63

При малой амплитуде  $U_{\omega}$  воздействующего на детектор колебания, определяемой из условия  $U_{\omega} < 1/(a^2 \cdot R)$  (при этом угол отсечки  $\Theta > 80^\circ$ ), детекторная характеристика приближённо описывается выражением  $\bar{U} \approx 0.25a^2 \cdot R \cdot U_{\omega}^2$ , т.е. оказывается квадратичной. Детектирование, соответствующее этому режиму, принято считать квадратичным. При квадратичном детектировании высокочастотных колебаний, амплитуда которых изменяется, возникают нелинейные искажения. Коэффициент нелинейных искажений при этом прямо пропорционален глубине (коэффициенту амплитудной) модуляции.

При достаточно большой амплитуде  $U_{\omega}$  детектируемого колебания, определяемой условием  $U_{\omega} > 10^3/(a^2 \cdot R)$  (при этом угол отсечки  $\Theta < 25^\circ$ ), множитель  $\cos\Theta$  в детекторной характеристике  $\bar{U} = U_{\omega} \cdot \cos\Theta$  практически не изменяется с ростом  $U_{\omega}$  (рис. 63). В этом случае увеличение амплитуды детектируемых колебаний вызывает увеличение выходного напряжения детектора  $\bar{U}$ , а следовательно, и смещения, так что угол отсечки  $\Theta$  фактически постоянен; его величина существенно зависит лишь от параметров схемы:

$$\Theta \approx \sqrt[3]{3 \cdot \pi / (S \cdot R)}, \quad (68)$$

где  $S$  — крутизна наклонного луча, описывающего ВАХ диода в области положительных значений напряжения. На основании того факта, что  $\cos\Theta$  является теоретически величиной постоянной, делают заключение, что диодный детектор (работающий в режиме больших колебаний, т.е. в условиях, когда характеристику диода оказывается разумным аппроксимировать кусочно-линейной функцией) является линейным устройством. Важно понимать, что линейным

детектор является по отношению к амплитуде воздействующего сигнала, но он, безусловно, остается нелинейным по отношению к мгновенным значениям входного воздействия.

Коэффициент передачи рассматриваемого диодного детектора  $K_d$ , определяемый отношением постоянного напряжения  $\bar{U}$  к амплитуде входного высокочастотного напряжения  $U_\omega$ , с учётом (67) равен

$$K_d = \bar{U} / U_\omega = \cos \Theta. \quad (69)$$

Коэффициент передачи  $K_d$  диодного детектора обычно лежит в пределах от 0.8 до 1.

Со стороны входных зажимов детектор можно охарактеризовать средним по первой гармонике входным сопротивлением  $R_{BX1}$ . Практическая важность этого понятия состоит в том, что источник детектируемого напряжения оказывается нагруженным именно на сопротивление  $R_{BX1}$ . При пренебрежимо малом по сравнению с сопротивлением нагрузки  $R$  прямом сопротивлении диода и  $\bar{U} = U_\omega \cdot \cos \Theta \approx U_\omega$  входное сопротивление

$$R_{BX1} \approx \frac{1}{2} \cdot R. \quad (70)$$

При существенном уменьшении амплитуды детектируемого напряжения входное сопротивление детектора растёт.

### 10.3. Описание виртуального стенда

Примерный вид исходного виртуального стенда показан на рис. 64.

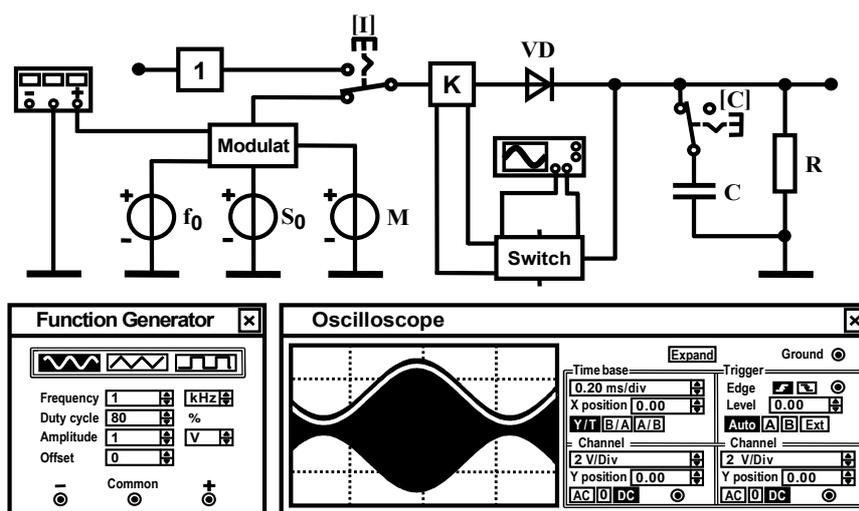


Рис. 64

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный амплитудный модулятор («Modulat»), который и является источником детектируемого АМ-

напряжения  $e_{AM}(t)$  (переключатель, управляемый клавишей «I», установлен в нижнее положение). Требуемые частота ( $f_0$ ) и амплитуда ( $U_0$ ) несущего высокочастотного колебания, а также коэффициент амплитудной модуляции ( $M$ ), определяющий глубину модуляции, обеспечиваются посредством вынесенных из модулятора источников « $f_0$ », « $S_0$ » и « $M$ » (учтите, что один вольт источника « $f_0$ » соответствует одному герцу несущей частоты). Управляющий амплитудой несущего колебания низкочастотный сигнал вырабатывается отдельным источником (знакомым Вам как «Function Generator»), подключаемым ко входу модулятора. Панель управляющего источника также показана на рис. 64.

Наблюдение и регистрация временных диаграмм колебаний производится с помощью осциллографа, подключаемого своими каналами к разным точкам схемы детектора посредством коммутатора «Switch». Напряжение, снимаемое с левого верхнего вывода коммутатора, соответствует входному детектируемому. На правый верхний вывод коммутируется выходное напряжение детектора. По умолчанию первое колебание (подаваемое на вход канала «A») воспроизводится на экране осциллографа черным цветом, последнее (канал «B») — красным. Подключившись к центральному верхнему выводу коммутатора, можно изучить форму напряжения на диоде детектора, напряжение на нижнем выводе прямо пропорционально значениям тока диода (с коэффициентом 10 В/А).

#### 10.4. Задания и указания к их выполнению

##### 10.4.1. Исследование влияния постоянной времени $RC$ -цепи на линейные искажения выходного сигнала

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл «Diode amplitude detector .ewb». Изучить и зарисовать схему исследуемого амплитудного детектора (показать входные и выходные зажимы свободными, источники колебаний, панели приборов, коммутационные устройства на схеме не показывать). Уяснить назначение подключенных к амплитудному детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

Изначально необходимо установить параметры детектируемого АМ-колебания в соответствии с табл. 36 и номером ( $N$ ) Вашего варианта: частоту  $f_0$  (источник « $f_0$ »), амплитуду  $U_0$  (источник « $S_0$ ») несущего высокочастотного колебания, частоту  $F$  модулирующего гармонического колебания (позиция Frequency на панели «Function Generator»). Амплитуду  $U_{нч}$  модулирующего сигнала (позиция Amplitude) указать равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{нч} = 1$  В реализуемый коэффициент амплитудной модуляции  $M$  соответствует напряжению источника « $M$ ». Установить его равным 0.8 ( $M = 0.8$ ).

Далее следует установить параметры диода (модель «Ideal») — обратный тепловой ток «Saturation current (IS)», коэффициент инжекции «Emission coefficient (N)» и сопротивление диода постоянному току в прямом направлении «Ohmic resistance (RS)» — в соответствии с табл. 36 и номером Вашего вариан-

та. Остальные параметры диода оставить без изменения. Установить сопротивление  $R$  нагрузки детектора в соответствии с табл. 36.

Таблица 36

$N$	Параметры детектируемого АМ-колебания			Параметры элементов детектора:			
				фильтра	диода		
	$f_0$ , кГц	$U_0$ , В	$F$ , кГц	$R$ , кОм	$RS$ , Ом	$IS$ , А	$N$
1	300	6.0	0.5	100	5	$10^{-14}$	1.0
2	350	5.5	0.6	90	10	$10^{-12}$	1.0
3	400	5.0	0.7	80	15	$10^{-10}$	1.0
4	450	4.5	0.8	70	10	$10^{-8}$	1.5
5	500	4.0	0.9	60	5	$10^{-6}$	2.0
6	550	4.5	1.0	50	3	$10^{-7}$	2.5
7	600	5.0	1.1	60	20	$10^{-8}$	2.0
8	650	4.5	1.2	70	10	$10^{-10}$	1.2
9	700	6.0	1.3	80	15	$10^{-14}$	1.0
10	750	5.5	1.4	90	10	$10^{-6}$	2.0
11	800	5.0	1.5	100	5	$10^{-7}$	1.5
12	850	4.5	1.6	110	3	$10^{-8}$	1.3
13	900	4.0	1.7	120	10	$10^{-10}$	1.0
14	950	4.5	1.8	130	15	$10^{-14}$	0.8
15	1000	5.0	1.9	140	5	$10^{-8}$	1.2

Подобрать оптимальное значение ёмкости фильтра на выходе детектора.

Рассчитать в соответствии с формулой (66) условные границы  $C' = 1/(R \cdot f_0)$  и  $C'' = 1/(R \cdot F)$  интервала значений ёмкости  $C$  фильтра на выходе детектора. В качестве искомой ёмкости рекомендуется установить сначала величину, определяемую как среднее геометрическое значение рассчитанных условных границ:  $C \approx \sqrt{C' \cdot C''}$ . Перед моделированием проверьте, подключена ли ёмкость к схеме детектора (переключатель, управляемый клавишей «С», должен быть в левом положении).

Произвести имитационное моделирование. Изучить осциллограмму напряжения на выходе детектора. Если для напряжения на выходе детектора характерны высокочастотные пульсации значительной амплитуды, как, например, показано на рис. 65, а, то постоянная времени  $RC$ -фильтра слишком мала, и ёмкость  $C$  следует увеличить. Если из осциллограммы видно, что при уменьшении амплитуды детектируемого напряжения конденсатор  $C$  не успевает разряжаться через большое сопротивление  $R$ , и напряжение на выходе детектора не отсле-

живает изменение амплитуды входного колебания (рис. 65, б), то величина ёмкости  $C$  чрезмерно велика.

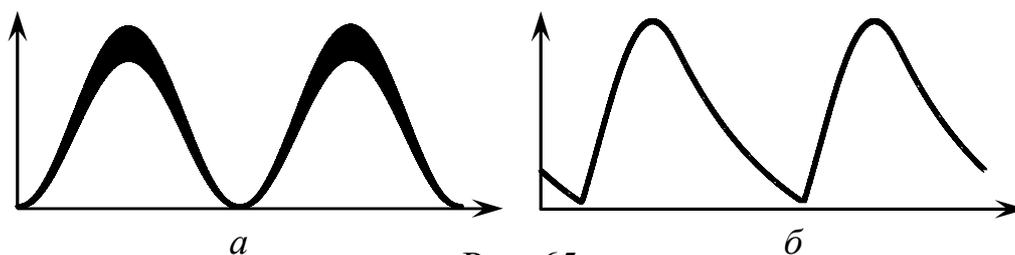


Рис. 65

Принудительно изменяя ёмкость  $C$  в окрестности рассчитанного значения, выяснить, при каком его значении  $C_{\text{опт}}$  искажения выходного сигнала детектора минимальны. Уточнённое в ходе эксперимента значение  $C_{\text{опт}}$  ёмкости конденсатора указать в отчёте. Зарисовать осциллограммы напряжений на входе и выходе детектора для ситуации минимальных линейных искажений детектированного колебания.

Подключить канал «А» осциллографа к среднему верхнему выводу коммутатора напряжений «Switch», снять и зарисовать осциллограмму напряжения на диоде. Объяснить её вид.

Исследовать влияние постоянной времени фильтра на искажения выходного колебания детектора.

Уменьшить величину ёмкости фильтра в 15...20 раз. Повторить моделирование применительно к меньшему значению постоянной времени фильтра и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора.

Увеличить величину ёмкости в 15...20 раз по сравнению с оптимальным значением. Вновь зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора.

Объяснить качественный вид полученных осциллограмм. Сделать вывод о влиянии величины постоянной времени  $RC$ -фильтра на качество детектированного колебания.

#### 10.4.2. Исследование детекторных характеристик диодного детектора

Подготовить установку к работе.

Установить значение ёмкости  $C$ , обеспечивающее минимальные искажения детектированного колебания. Переключатель, управляемый клавишей «I», перевести в верхнее положение. Отключить источник «Function Generator» от входа модулятора и подключить его ко входу субблока «1». Установить частоту подключенного источника равной частоте  $f_0$  (табл. 36).

Снять детекторную характеристику.

Последовательно изменяя амплитуду входного немодулированного высокочастотного колебания детектора  $U_{\omega}$  от нуля до 1.5...2 В, измерять постоянное напряжение  $\bar{U}$  на выходе детектора. Для измерения выходного напряжения использовать осциллограф расширенной модификации (кнопка «Expand»), в которой имеется возможность задействовать визирные линии. Канал «А» осциллографа рекомендуется при этом отключить от вывода коммутатора, для того чтобы осциллограмма входного колебания не препятствовала измерениям. Поскольку напряжение на выходе детектора может иметь незначительные пульсации, измерять следует среднее значение напряжения. Особенно тщательно провести измерения при малых уровнях детектируемого сигнала, т. е. на нижнем загибе детекторной характеристики. Результаты внести в табл. 37.

Таблица 37

$U_{\omega}$ , мВ	0	25	50	75	...	...	...	...	...
$\bar{U}$ , мВ	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Построить полученную зависимость выходного напряжения  $\bar{U}$  детектора от амплитуды  $U_{\omega}$  колебания на входе. Начальный участок характеристики изобразить отдельным графиком в более крупном масштабе. Прокомментировать форму детекторной характеристики, сделать выводы о том, при каких уровнях входного напряжения исследуемый детектор работает в линейном режиме. Указать в отчёте минимальную амплитуду  $U_{\text{д}}$  детектируемого напряжения, при которой исследуемое устройство осуществляет линейное детектирование.

Получить зависимость коэффициента передачи детектора от амплитуды детектируемого колебания.

Используя данные табл. 37 и формулу (69), рассчитать для каждого значения амплитуды входного напряжения коэффициент передачи исследуемого детектора  $K_{\text{д}}$ . Результаты расчёта занести в табл. 38.

Таблица 38

$U_{\omega}$ , мВ	0	25	50	75	...	...	...	...	...
$K_{\text{д}}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\Theta$ , °	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Построить графически зависимость коэффициента передачи  $K_{\text{д}}$  детектора от амплитуды  $U_{\omega}$  детектируемого колебания. Проанализировать её форму, сравнить с показанной на рис. 63. Сделать выводы.

Используя формулу (69), рассчитать теоретические значения угла отсечки  $\Theta$  тока диода для каждого значения амплитуды входного напряжения и внести

их в табл. 38. Построить зависимость теоретических значений угла отсечки  $\Theta$  от амплитуды  $U_{\omega}$  входного напряжения детектора. Сделать выводы.

### 10.4.3. Исследование режимов линейного и квадратичного детектирования

Подготовить установку к работе.

Переключатель, управляемый клавишей «I», вновь перевести в нижнее положение. Подключить источник «Function Generator» ко входу модулятора и установить частоту его гармонических колебаний равной частоте  $F$ , указанной для Вашего номера варианта в табл. 36, а амплитуду равной 1 В.

Исследовать режим линейного детектирования.

Амплитуду  $U_0$  несущего высокочастотного колебания (источник «S<sub>0</sub>») установить такой, чтобы минимальный уровень модулированного колебания (с коэффициентом модуляции 0.8) в два раза превосходил найденное в предыдущем пункте значение  $U_{\text{д}}$ :  $U_0 = 10 \cdot U_{\text{д}}$ .

Зарисовать осциллограмму напряжения на выходе детектора. По степени её соответствия огибающей амплитуд детектируемого колебания, указать, какой обеспечивается режим детектирования (линейный или нелинейный).

Переключить канал «А» осциллографа к нижнему выводу коммутатора напряжений «Switch» (канал «В» целесообразно заземлить), заметно увеличить чувствительность по каналу и снять осциллограмму, соответствующую зависимости от времени тока диода (рис. 66).



Рис. 66

Уменьшить длительность развёртки так, чтобы можно было наблюдать отдельные импульсы тока с отсечкой. Используя известную методику (рис. 67), определить по осциллограмме углы отсечки тока диода, соответствующие максимальной, средней и минимальной амплитудам входного напряжения (рис. 66). Результаты отразить в табл. 39.

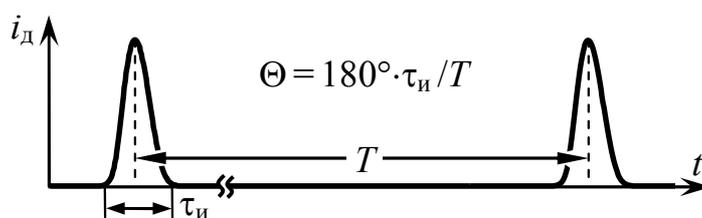


Рис. 67

Таблица 39

$U_\omega$ , мВ	Значение угла отсечки $\Theta^\circ$ тока, найденное	
	по осциллограмме	теоретически
$U_{\omega \min} = 0.2 \cdot U_0 = \dots$	...	...
$U_\omega = U_0 = \dots$	...	...
$U_{\omega \max} = 1.8 \cdot U_0 = \dots$	...	...

Располагая значениями амплитуд  $U_{\omega \min}$ ,  $U_\omega$ ,  $U_{\omega \max}$  входного напряжения (см. табл. 39), определить по ранее построенному графику зависимости  $\Theta$  от  $U_\omega$  (см. предыдущий пункт) соответствующие этим амплитудам теоретические значения угла отсечки и внести их в табл. 39. Сравнить углы отсечки при разных значениях амплитуд детектируемого сигнала, а также теоретические (расчётные) и фактические значения. Сделать соответствующие выводы.

Исследовать режим нелинейного детектирования.

Подключить вновь канал «А» осциллографа к левому верхнему выводу коммутатора, канал «В» — к правому.

Последовательно уменьшать амплитуду несущей АМ-колебания ( $U_0$ ) до значений  $4 \cdot U_{\text{л}}$ ,  $2 \cdot U_{\text{л}}$ ,  $U_{\text{л}}$ ,  $\frac{1}{2} \cdot U_{\text{л}}$ , где  $U_{\text{л}}$  — экспериментально найденная минимальная амплитуда детектируемого напряжения, при которой осуществляется линейное детектирование. Каждый раз производить моделирование и зарисовывать осциллограмму напряжения на выходе детектора. Сопоставить форму колебаний на нагрузке детектора при линейном и нелинейном детектировании. Сделать выводы. Указать осциллограмму, из которой видно проявление режима квадратичного детектирования.

Амплитуду несущей АМ-колебания ( $U_0$ ) установить равной  $1.5 \cdot U_{\text{л}}$ . Коэффициент амплитудной модуляции ( $M$ ) входного напряжения установить равным 0,2. Последовательно увеличивать коэффициент амплитудной модуляции до единичного значения с шагом 0,2. Каждый раз производить моделирование и зарисовывать осциллограмму выходного напряжения. Сопоставить форму колебаний на нагрузке детектора при разной глубине модуляции. Сделать выводы.

#### 10.4.4. Исследование зависимости входного сопротивления детектора от режима его работы и величины нагрузки

Подготовить установку к исследованиям.

Сместить вниз панели осциллографа и источника «Function Generator». Под ними располагается часть схемы установки, которую следует использовать в данном разделе (рис. 68).

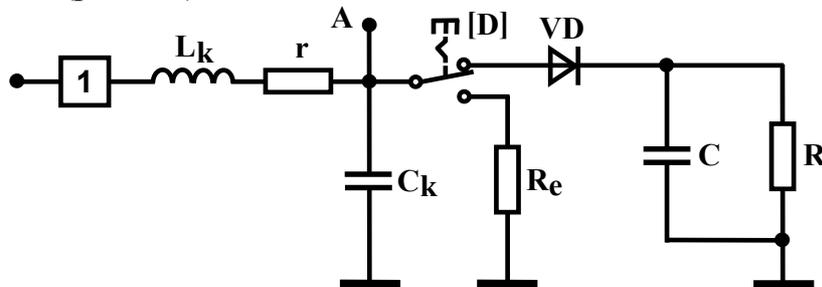


Рис. 68

Установить в соответствии с номером варианта сопротивление нагрузки ( $R$ ), экспериментально определенное значение емкости фильтра ( $C$ ). Проверить, соответствуют ли фактические параметры диода заданным в табл. 36.

Подать на вход схемы (субблок 1) от источника «Function Generator» немодулированное гармоническое колебание высокой частоты  $f_0$  (табл. 36) и амплитуды 100 мВ.

Рассчитать и установить параметры  $L_k$ ,  $C_k$ ,  $r$  последовательного колебательного контура, шунтируемого исследуемым диодным детектором, так чтобы резонансная частота колебательного контура  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_k \cdot C_k})$  была равна частоте  $f_0$  входного колебания, характеристическое сопротивление контура  $\rho = \sqrt{L_k/C_k}$  имело бы значение от 200 до 500 Ом, а добротность  $Q = \rho/r$  составляла 50.

На канал «А» осциллографа подать напряжение, снимаемое с точки «А» — с ёмкости колебательного контура  $C_k$  (к которой подключен своим входом детектор), канал «В» следует заземлить.

Измерить входное сопротивление детектора в линейном режиме.

Проверить установлен ли переключатель, управляемый клавишей «D», в верхнее положение (подключен ли детектор к контуру).

Запустить моделирование. По осциллограмме напряжения на входе детектора уточнить, соответствует ли его амплитуда линейному режиму работы детектора; если нет — увеличить амплитуду колебаний источника.

Измерить входное сопротивление амплитудного детектора методом замещения, для чего, не прерывая моделирования, подключить вместо контура эквивалент входного сопротивления детектора  $R_e$  (переведя переключатель «D» в нижнее положение), и подобрать величину  $R_e$  так, чтобы амплитуда высокочас-

точного напряжения в точке «А» была бы равна первоначальному значению. Сравнить полученный результат с теоретическим. Сделать вывод.

Снять зависимость входного сопротивления детектора от амплитуды детектируемого напряжения.

Записать полученные в предыдущем подпункте результаты в табл. 40, в которой  $U_{\omega}$  есть амплитуда напряжения в точке «А» схемы на рис. 68.

Таблица 40

$U_{\omega}$ , В	...	...	...	...	...	...	...
$R_{вх1}$ , кОм	...	...	...	...	...	...	...

Последовательно уменьшать амплитуду детектируемого напряжения (до перехода детектора в режим нелинейного детектирования и далее до величины 10 % от напряжения  $U_{Л}$ , найденного в п. 10.4.2) и измерять входное сопротивление детектора  $R_{вх1}$  по методике, изложенной в предыдущем подпункте. Не забывайте при этом измерять амплитуду  $U_{\omega}$  напряжения в точке «А». Пять-шесть наиболее отличных друг от друга значений  $R_{вх1}$  и соответствующих им  $U_{\omega}$  занести в табл. 40.

Построить график зависимости входного сопротивления детектора от амплитуды детектируемого напряжения. Прокомментировать полученные результаты. Сделать выводы.

#### 10.4.5. Задания для пытливых студентов

Исследовать влияние постоянной времени  $RC$ -фильтра на линейные искажения выходного колебания детектора при детектировании напряжения, модулированного последовательностью биполярных прямоугольных импульсов. В качестве наивысшей частоты спектра модулирующего сигнала в соотношении (66) взять практическую ширину спектра прямоугольных импульсов.

Применительно к тонально-модулированному колебанию исследовать зависимость нелинейных искажений детектированного колебания от величины коэффициента модуляции. При исследовании для иллюстрации степени искажений привлечь спектральный анализ (команда «Fourier Analysis») и величину коэффициента гармоник («Total harmonic distortion»). Исследовать детектирование перемодулированных колебаний.

Исследовать, как зависит детекторная характеристика от величины сопротивления нагрузки детектора (при условии правильно подобранной ёмкости фильтра). Получить экспериментальную зависимость угла отсечки диодного тока от величины сопротивления нагрузки.

## Контрольные вопросы к защите работы

1. Как работает диодный детектор АМ-колебаний? Как выглядят осциллограммы напряжений на входе детектора, на диоде и на нагрузке детектора?
2. Зачем в диодном детекторе нужен конденсатор? Из каких соображений следует выбирать его ёмкость?
3. Изобразить временные диаграммы напряжений на нагрузке детектора и на диоде для случаев: а) конденсатор фильтра отсутствует; б) ёмкость конденсатора бесконечно велика.
4. Зависит ли угол отсечки диодного тока в детекторе от емкости конденсатора? Рассмотрите варианты: а) конденсатор отсутствует; б) ёмкость конденсатора бесконечно велика.
5. Как будет изменяться угол отсечки диодного тока в детекторе с изменением сопротивления нагрузки детектора?
6. По каким параметрам, и из каких соображений следует подбирать диод амплитудного детектора?
7. Что такое детекторная характеристика амплитудного детектора? Какую информацию она содержит? Каково её практическое назначение?
8. При каких условиях детектирование оказывается линейным? Квадратичным? Как по детекторной характеристике определить интервалы значений амплитуды несущей и коэффициента модуляции, при которых имеет место линейное детектирование?
9. Изобразить детекторные характеристики амплитудного диодного детектора для различных параметров нагрузки.
10. В чём преимущество линейного детектирования перед квадратичным (нелинейным)?
11. От каких величин зависит коэффициент передачи линейного детектора: а) по постоянной составляющей; б) по переменной составляющей?
12. Что понимается под входным сопротивлением детектора? От чего оно зависит? На что влияет?

**Литература:** [1, с. 255-260],  
[2, с. 341-349; 339-340],  
[3, с. 294-298],  
[4, с. 95-100].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 11

### ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

#### 11.1. Цель работы

**Цель работы** — экспериментально исследовать процессы в частотном детекторе на расстроенных контурах и в балансном фазовом детекторе. Выявить зависимость детекторных характеристик от параметров схемных элементов, уяснить условия линейного детектирования.

#### 11.2. Краткие теоретические сведения

Для детектирования колебаний с ЧМ пригодны устройства, постоянное напряжение на выходе которых зависит от частоты входного колебания. Идеальный частотный детектор (ЧД) вырабатывает постоянное напряжение  $U_d$ , величина и знак которого прямо пропорциональны величине и знаку расстройки частоты  $F = f - f_0$  входного сигнала от некоторого номинального значения  $f_0$ .

Один из возможных способов реализации детектора ЧМ-колебаний заключается в преобразовании ЧМ-сигнала в АМ-сигнал с последующим детектированием амплитудным детектором. В качестве преобразователя ЧМ- в АМ-колебание может быть использован расстроенный колебательный контур, включенный в качестве нагрузки линейного усилителя. Из теории известно, что ЧМ-напряжение на выходе линейного резонансного усилителя может характеризоваться изменяющейся во времени огибающей амплитуд. Приобретенная в процессе усиления паразитная амплитудная модуляция обусловлена разной величиной коэффициента передачи усилителя на частотах усиливаемого колебания. Схематично это явление отражено на рис. 69 (без учёта инерционности), из которого видно, что для обеспечения минимальных искажений при переходе от ЧМ- к АМ-колебанию используемый участок АЧХ расстроенного контура ( $f_0 \pm F_d$ ) должен быть как можно более линейным.

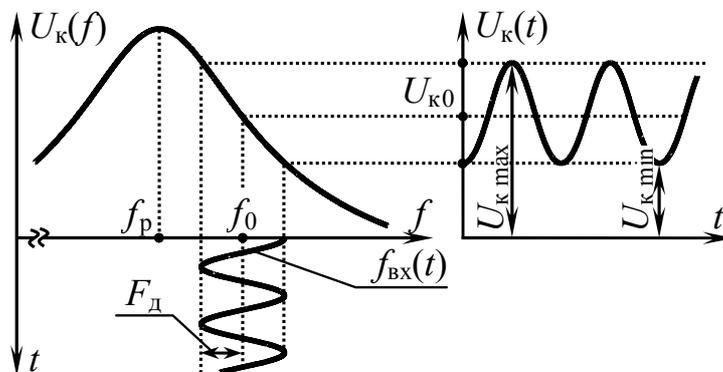


Рис. 69

Для рассматриваемого на рис. 69 случая настройки контура ( $f_p < f_0$ ) наиболее протяжённый линейный участок АЧХ резонансного усилителя

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi_{\text{Э}}^2(f)}}, \quad (71)$$

где  $K_0$  — коэффициент передачи на резонансной частоте;  
 $\xi_{\text{Э}}(f)$  — эквивалентная обобщенная расстройка:

$$\xi_{\text{Э}}(f) = 2Q_{\text{Э}} \cdot \frac{f - f_p}{f_p}, \quad (72)$$

крутизна которого изменяется не более чем на 7 %, наблюдается на расстройках  $\xi_{\text{Э}} = 0.5 \dots 0.9$ . С учетом этого максимальное значение девиации частоты детектируемого колебания ограничено величиной  $F_{\text{дпр}} \approx 0.2 \cdot \Pi_{\text{фЭ}}$ , где  $\Pi_{\text{фЭ}}$  — эквивалентная полоса пропускания резонансного усилителя (в Гц).

Для приближения зависимости  $U_{\text{к}}(f)$  к линейной и увеличения  $F_{\text{д пр}}$  применяют балансную схему с двумя расстроенными контурами, называемую часто детектором (дискриминатором) на расстроенных контурах. Принципиальная электрическая схема такого детектора приведена на рис. 70.

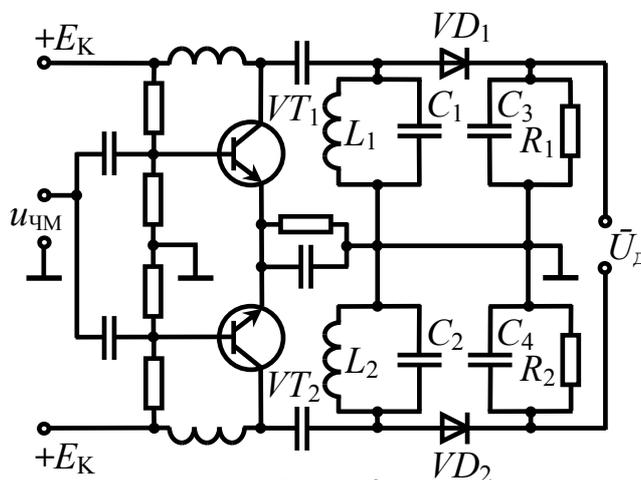


Рис. 70

Частотный детектор на рис. 70 содержит два линейных резонансных усилителя на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$ . Резонансные контуры усилителей  $L_1 C_1$  и  $L_2 C_2$  настроены на разные (несовпадающие) частоты:  $f_{к1} = f_0 - \Delta f$  и  $f_{к2} = f_0 + \Delta f$ . Частоты настройки контуров одинаково разнесены относительно переходной частоты  $f_0$  детектора (рис. 71), совпадающей со средним значением частоты детектируемого ЧМ-сигнала. На входы обоих усилителей подается одно и то же

ЧМ-напряжение  $u_{\text{ЧМ}}(t)$ . Пусть для простоты входное напряжение представляет собой немодулированное гармоническое колебание:  $u_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ . Если частота  $f$  этого колебания не равна переходной частоте ( $f_0$ ), то амплитуды напряжений  $U_{\text{к1}}$  и  $U_{\text{к2}}$ , снимаемых с контуров в установившемся режиме, будут иметь разную величину:

$$U_{\text{к1,2}} = \frac{U_0 \cdot K_0}{\sqrt{1 + [2 \cdot (f - f_{\text{к1,2}}) / \Pi_{\text{фЭ}}]^2}}, \quad (73)$$

где  $K_0$ ,  $\Pi_{\text{фЭ}}$  — коэффициент резонансного усиления и эквивалентная полоса пропускания, одинаковые для обоих усилителей. Тогда будут отличаться по величине и выпрямленные амплитудными детекторами (построенными на диодах  $VD_1$  и  $VD_2$ ) постоянные напряжения на нагрузках  $R_{1,2}C_{3,4}$  (параметры АМ-детекторов должны быть идентичными). Поскольку полярности выпрямленных напряжений  $\bar{U}_{\text{д1}}$  и  $\bar{U}_{\text{д2}}$  противоположны (на катодах диодов способен накапливаться только положительный потенциал), то общее напряжение  $\bar{U}_{\text{д}}$  на выходе частотного детектора будет равно

$$\bar{U}_{\text{д}} = K_{\text{д}} \cdot (U_{\text{к2}} - U_{\text{к1}}), \quad (74)$$

где  $K_{\text{д}}$  — коэффициент передачи амплитудных детекторов.

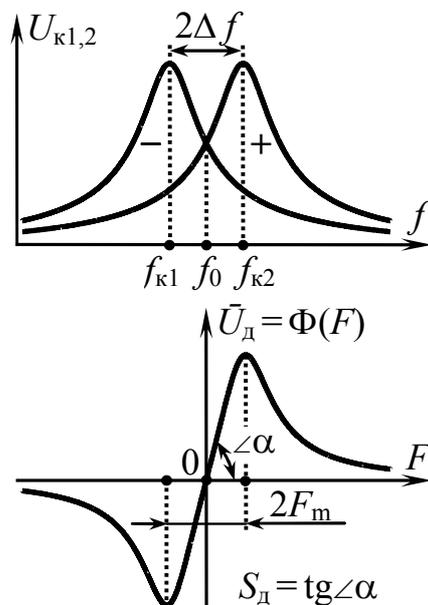


Рис. 71

Основной характеристикой частотного детектора является детекторная характеристика — зависимость выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_{\text{д}}$  от вели-

чины расстройки частоты  $F$  входного сигнала относительно переходной частоты  $f_0$ . У идеального детектора характеристика линейна и неограниченна. Угол наклона детекторной характеристики по отношению к оси расстроек, определяющий её крутизну  $S_d$  (В/Гц), должен быть как можно бóльшим, чтобы малая расстройка  $F$  вызывала достаточно значимое по величине напряжение  $\bar{U}_d$ . Последнее особенно важно при наличии в системе шумов.

На рис. 71 поясняется принцип формирования детекторной характеристики частотного дискриминатора на расстроенных контурах.

Важнейшим параметром характеристики реального частотного детектора, помимо крутизны детекторной характеристики  $S_d$  при нулевой расстройке частоты ( $S_d = d\bar{U}_d(F)/dF|_{F=0}$ ), является апертура  $2F_m$ . Апертура частотного детектора равна расстоянию по оси расстроек между абсциссами точек максимума и минимума детекторной характеристики и определяет протяжённость её рабочего линейного участка (см. рис. 71).

Связь крутизны  $S_d$  и апертуры  $2F_m$  с параметрами детектора определяется соотношением:

$$S_d = U_0 K_0 K_d \cdot \frac{4\Delta f / (\pi \cdot \Pi_{f\Theta}^2)}{\sqrt{[1 + (2\Delta f / \Pi_{f\Theta})^2]^3}}, \quad 2F_m \approx 2\Delta f. \quad (75)$$

Из формул (75) видно, что обеспечение максимальных значений крутизны и апертуры является взаимно противоречивым требованием. Наилучшей характеристикой детектора будет при соблюдении следующего соотношения

$$\Delta f \approx 0.7 \cdot \Pi_{f\Theta}, \quad (76)$$

при этом

$$S_d = 0.18 \cdot \frac{U_0 K_0 K_d}{\Pi_{f\Theta}} \quad (77)$$

Фазовый детектор предназначен для обнаружения текущего фазового рассогласования между входным сигналом детектора  $u_{\text{ФМ}}(t)$  и опорным (эталонным) колебанием  $u_0(t)$  и преобразования этого рассогласования в пропорциональное значение постоянного напряжения.

Принципиальная электрическая схема векторомерного балансного фазового детектора приведена на рис. 72.

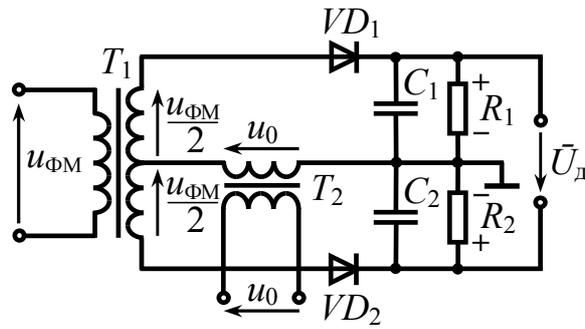


Рис. 72

Принцип его работы кратко заключается в следующем. У детектора имеется два входа, на один из которых подается эталонное гармоническое напряжение от специального опорного генератора  $u_0(t) = U_{ог} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$  со стабильной частотой  $\omega_0$ , а на другой вход поступает детектируемое напряжение  $u_{ФМ}(t) = U_{ФМ} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{ФМ}(t))$  с изменяющейся фазой  $\varphi_{ФМ}$  и средней частотой, соответствующей опорной частоте  $\omega_0$ . Напряжение  $u_{ФМ}(t)$  делится с помощью трансформатора  $T_1$  (с отводом от средней точки вторичной обмотки) на две равные части  $\frac{1}{2} \cdot u_{ФМ}(t)$ , воздействующие на диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  в противофазе. Опорное напряжение  $u_0(t)$  через трансформатор  $T_2$  подводится к диодам с одинаковой фазой. Для указанных на схеме (рис. 72) положительных направлений напряжений напряжение  $u_0(t)$  суммируется на диоде  $VD_1$  с напряжением  $\frac{1}{2} \cdot u_{ФМ}(t)$  верхней полуобмотки трансформатора  $T_1$  и вычитается на диоде  $VD_2$  из напряжения  $\frac{1}{2} \cdot u_{ФМ}(t)$  нижней полуобмотки (конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  для токов высоких частот представляют короткое замыкание).

Амплитуды напряжений на диодах можно определить, пользуясь векторной диаграммой на рис. 73, а (с помощью теоремы косинусов):

$$\bar{U}_{д1,2} = \sqrt{U_{ог}^2 + \frac{1}{4}U_{ФМ}^2 \pm 2U_{ог} \cdot \frac{1}{2}U_{ФМ} \cdot \sin \varphi}, \quad (78)$$

где  $\varphi$  — рассогласование фаз сигналов  $u_{ФМ}(t)$  и  $u_0(t)$  на входах детектора:  $\varphi = 90^\circ - (\varphi_0 - \varphi_{ФМ})$  (на рис. 73, б  $\varphi = 0^\circ$ ).

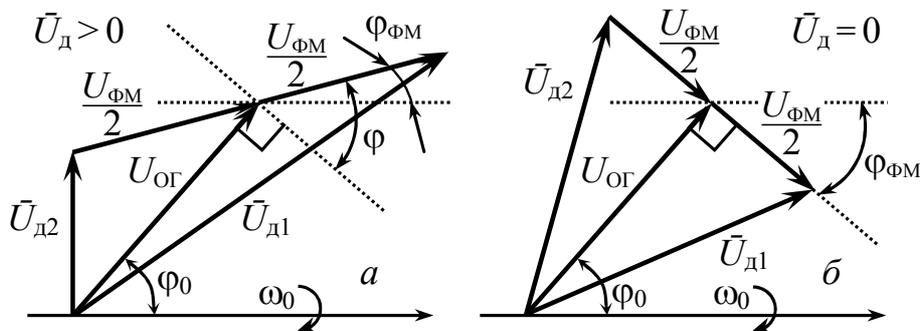


Рис. 73

Выпрямленные амплитудными детекторами напряжения, выделяющиеся на сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$ , оказываются разнополярными, так что общее напряжение на выходе детектора будет равно их разности:  $\bar{U}_d = K_d \cdot (\bar{U}_{d1} - \bar{U}_{d2})$ , а с учетом (78)

$$\bar{U}_d = U_{\text{ОГ}} K_d \cdot \left[ \sqrt{1 + \frac{1}{4}a^2 + a \cdot \sin\varphi} - \sqrt{1 + \frac{1}{4}a^2 - a \cdot \sin\varphi} \right], \quad (79)$$

где  $a = U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}}$ ,  $K_d$  — коэффициент передачи детекторов. Выражение (79) есть уравнение детекторной характеристики векторомерного фазового детектора, которое может быть положено в основу теоретического анализа детектора (для упрощения можно полагать, что  $\varphi_0 = 90^\circ$ , тогда  $\varphi(t) \equiv \varphi_{\text{ФМ}}(t)$ ).

Если амплитуда  $U_{\text{ОГ}}$  опорного колебания  $u_0(t)$  значительно превышает амплитуду  $U_{\text{ФМ}}$  сигнала  $u_{\text{ФМ}}(t)$  (то есть  $a \ll 1$ ), что, как правило, и имеет место на практике, то после разложения арифметических квадратных корней в ряд Тейлора с удержанием двух первых членов выражение (79) существенно упрощается и принимает вид:

$$\bar{U}_d(\varphi) \approx U_{\text{ФМ}} K_d \cdot \sin\varphi. \quad (80)$$

На рис. 74 показана детекторная характеристика фазового детектора, рассчитанная по формуле (80). Крутизна характеристики  $S_d$  при нулевой расстройке фаз может быть оценена как  $S_d = d\bar{U}_d(\varphi)/d\varphi|_{\varphi=0} = U_{\text{ФМ}} K_d$  [В/рад].

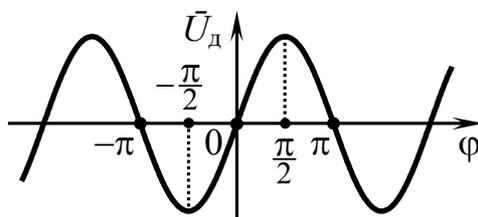


Рис. 74

Если внутреннее сопротивление диода намного меньше сопротивления нагрузки  $R$ , то входное сопротивление амплитудного диодного детектора примерно равно  $\frac{1}{2}R$ . Следовательно, входное сопротивление балансного фазового детектора со стороны сигнального входа, пересчитанное ко вторичной обмотке трансформатора  $T_1$ , будет равно сумме двух входных сопротивлений амплитудных детекторов, т.е.  $R_{\text{вх1}} \approx R$ .

Постоянная времени выходной  $RC$ -цепи рассмотренных детекторов выбирается так (см. выражение (66)), чтобы обеспечить неискажённое воспроизведение огибающей колебаний ( $\tau \ll 1/F$ , где  $F$  — наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала) и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций ( $\tau \gg 1/f_0$ , где  $f_0$  — несущая частота колебаний). Сначала, как правило, выбирают сопротивление  $R$ , а для расчёта  $C$  используют соотношение:

$$C \leq \sqrt{1-M^2} / (2\pi \cdot F \cdot R \cdot M), \quad (81)$$

где  $M$  — максимальный коэффициент модуляции (обычно полагают  $M \approx 0.8$ ).

### 11.3. Задания и указания к их выполнению

#### 11.3.1. Исследование частотного детектора на расстроенных контурах (для нечётных номеров варианта)

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл «Frequency detector.ewb». Примерный вид исходной виртуальной установки показан на рис. 75. Изучить и зарисовать упрощённую схему исследуемого частотного детектора (источники входных колебаний, панели приборов, коммутационные устройства можно не показывать). Уяснить назначение подключенных к детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный частотный модулятор («Ch\_Modul») — источник детектируемого ЧМ-напряжения  $u_{\text{ЧМ}}(t)$  (переключатель, управляемый клавишей «Space» («пробел»), установлен в нижнее положение). Значения частоты несущей ( $f_0$ ), амплитуды ( $U_0$ ) и девиации частоты ( $F_d$ ) ЧМ-колебания устанавливаются с помощью вынесенных из тела модулятора источников « $f_0$ », « $S_0$ » и « $F_d$ » (один вольт источников « $f_0$ » и « $F_d$ » соответствуют одному герцу одноименного параметра).

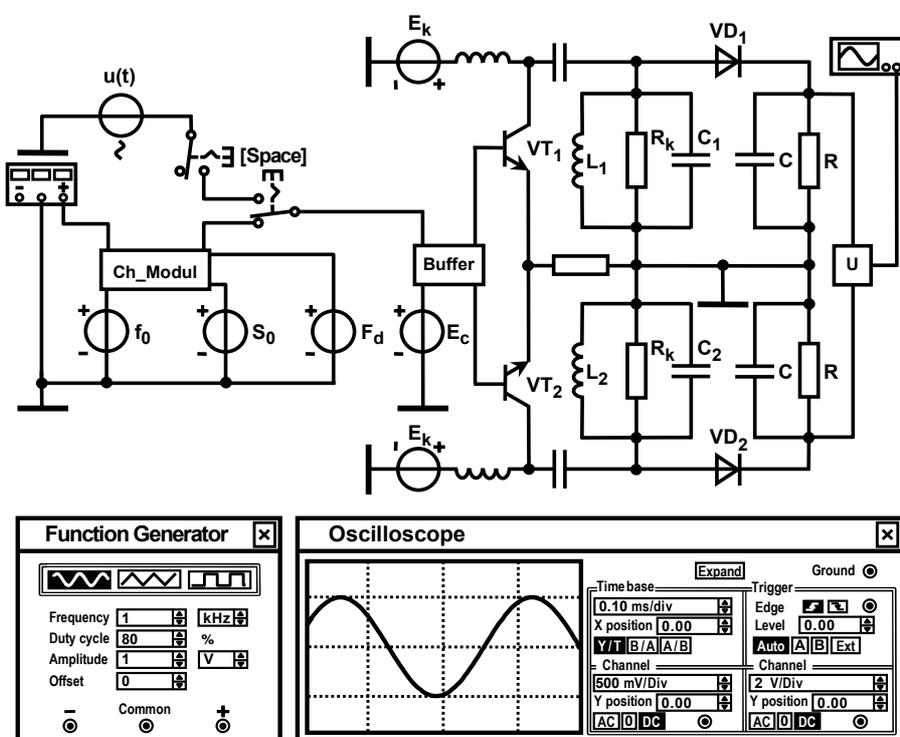


Рис. 75

Управляющий частотой колебания низкочастотный гармонический сигнал вырабатывается отдельным источником «Function Generator», подключенным ко входу модулятора. Панель источника показана на рис. 75.

Установить заданную в табл. 41 величину резонансного сопротивления расстроенных контуров  $R_k$  (имитируется в схеме одноименными сопротивлениями). Поскольку каждый контур шунтируется по переменной составляющей входным сопротивлением  $R_{вх1}$  амплитудного диодного детектора, то эквивалентное резонансное сопротивление контура составит  $R_{кЭ} = R_k \cdot R_{вх1} / (R_k + R_{вх1})$  (шунтирующее влияние выходного дифференциального сопротивления транзистора не учитывается). Вычислить и занести в отчет значение  $R_{кЭ}$ , полагая, что  $R_{вх1} \approx \frac{1}{2} \cdot R = 100$  кОм.

Таблица 41

N	Параметры				
	детектируемого колебания			элементов детектора	
	$f_0$ , кГц	$F$ , кГц	$F_d$ , кГц	$R_k$ , кОм	$P_{фЭ}$ , кГц
1	400	2.6	1.0	50	8
3	425	2.4	1.5	45	9
5	450	2.2	2.0	40	10
7	475	2.0	2.5	35	11
9	500	1.8	3.0	30	12
11	525	1.6	3.5	25	13
13	550	1.4	4.0	20	14
15	575	1.0	4.5	15	15

Располагая рассчитанным эквивалентным резонансным сопротивлением контуров  $R_{кЭ}$  и заданным в табл. 41 значением требуемой эквивалентной полосы пропускания  $P_{фЭ}$ , рассчитать ёмкость контуров  $C_{1,2}$  по формуле

$$C_{1,2} = 1 / (2\pi \cdot P_{фЭ} \cdot R_{кЭ}). \quad (82)$$

Установить ёмкости контуров  $C_{1,2}$  в соответствии с расчётом.

Полагая, что контуры расстроены относительно переходной частоты  $f_0$  (см. табл. 41) на величину  $\Delta f = 0.7 \cdot P_{фЭ}$ , рассчитать индуктивности контуров  $L_{1,2}$  по формулам

$$L_1 = 1 / \{ [2\pi \cdot (f_0 - \Delta f)]^2 \cdot C_1 \}, \quad L_2 = 1 / \{ [2\pi \cdot (f_0 + \Delta f)]^2 \cdot C_2 \}. \quad (83)$$

Установить значения индуктивностей контуров  $L_{1,2}$  в соответствии с результатом расчёта.

Далее необходимо установить параметры детектируемого напряжения: частоту несущей  $f_0$  (табл. 41, источник « $f_0$ »), амплитуду колебания  $U_0 = 100$  мВ (источник « $S_0$ »), частоту  $F$  модулирующего гармонического колебания (табл. 41, позиция Frequency на панели «Function Generator»). Амплитуду  $U_{НЧ}$  модулирующего сигнала (позиция Amplitude) взять равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{НЧ} = 1$  В девиация частоты ЧМ-колебания ( $F_d$ ) определяется один к одному напряжением источника « $F_d$ ». Установить её величину следует в соответствии с табл. 41.

Снять детекторную характеристику.

Клавишей «Space (пробел)» отключить от входа детектора генератор ЧМ-напряжения и подключить источник « $u(t)$ » (рис. 75) немодулированного высокочастотного колебания. Установить действующее значение напряжения источника равным 70.7 мВ (параметр Voltage), чтобы амплитуда входного сигнала составила точно 100 мВ. При подаче на вход частотного детектора гармонического напряжения с частотой, отличающейся от переходной частоты, на выходе в установленном режиме наблюдается постоянное напряжение с малым уровнем высокочастотных пульсаций. Поэтому для снятия детекторной характеристики предлагается изменять частоту входного гармонического колебания и, каждый раз, по окончании переходных процессов оценивать с помощью визира осциллографа средний уровень  $\bar{U}_d$  выходного напряжения. Частоту сигнала на входе  $f$  (параметр Frequency) рекомендуется изменять в пределах от  $f_0 - 1.2\Delta f$  до  $f_0 + 1.2\Delta f$  с шагом  $0.1\Delta f$  ( $\Delta f = 0.7 \cdot \Pi_{f\Phi}$ ,  $f_0$  — заданное значение переходной частоты детектора). Значение текущей частоты заносить в первую строку табл. 42. Результат измерений напряжения  $\bar{U}_d$  в установленном режиме заносить в третью строку табл. 42.

Таблица 42

$f$ , кГц	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$F = f - f'_0$ , кГц	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\bar{U}_d$ , В	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Установить экспериментально частоту  $f'_0$ , на которой выходное напряжение частотного детектора близко к нулю (заметим, что переходная частота  $f'_0$  может несколько отличаться от заданного в табл. 41 значения  $f_0$ ). Занести экспериментальное значение переходной частоты  $f'_0$  в отчёт.

Вычислить значения абсолютной расстройки частоты на входе детектора  $F = f - f'_0$  и занести во вторую строку табл. 42.

Построить график детекторной характеристики — зависимости выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки частоты  $F$  входного сигнала относительно переходной частоты  $f'_0$ .

Проанализировать форму детекторной характеристики. Сделать вывод о возможности реализации режима детектирования с минимальным уровнем нелинейных искажений.

Оценить параметры детекторной характеристики.

В окрестности нулевой расстройки частоты определить по графику крутизну экспериментальной характеристики  $S'_d \approx \Delta \bar{U}_d / \Delta F$  и внести в отчёт.

Расчитать теоретическое значение крутизны  $S_d$  по формуле (77). При расчёте положить  $U_0$  равным 100 мВ,  $K_d \approx 1$ ,  $K_0 = S \cdot R_{кЭ}$ , где  $S = 8.75$  мА/В — крутизна статической проходной ВАХ транзистора в рабочей точке. Сравнить расчётное значение с экспериментальным значением. Сделать вывод.

Определить по графику детекторной характеристики её апертуру — протяженность линейного участка в значениях расстройки частоты. Сравнить полученный результат с теоретически предполагаемым значением (76).

Исследовать режим линейного детектирования.

Клавишей «Space (пробел)» произвести переключение источников на входе детектора. Установить несущую частоту входного ЧМ-напряжения равной экспериментально определенному значению переходной частоты детектора  $f'_0$ .

Проанализировать установленное ранее значение девиации частоты на соответствие апертуре ( $2F_m$ ) частотного детектора: для детектирования с малым уровнем искажений должно выполняться неравенство  $F_d < F_m$ . Если указанное условие не выполняется, уменьшить значение девиации до величины  $F_m$ .

Произвести моделирование. Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора в установившемся режиме (спустя 2-3 периода колебаний), проанализировать форму полученного сигнала, определить его частоту. Сделать вывод о степени искажений информационного сигнала.

Уменьшить вдвое девиацию частоты детектируемого колебания. Повторить эксперимент. Отразить его результаты в отчёте. Сделать вывод.

Увеличить девиацию частоты  $F_d$  детектируемого колебания так, чтобы её значение сначала точно соответствовало, а затем несколько (в 1.2-1.4 раза) превышало половину апертуры ( $F_m$ ) детекторной характеристики. Снять в обоих случаях осциллограммы выходного напряжения детектора и зарисовать в отчёт. Проанализировать их форму.

Сделать вывод о желательном практическом соотношении между апертурой детекторной характеристики ЧД и девиацией частоты детектируемого ЧМ-колебания.

Исследовать зависимость детекторной характеристики от величины полосы пропускания контуров при фиксированной взаимной расстройке.

Отключить от входа детектора генератор ЧМ-напряжения и подключить источник гармонического колебания.

Снять характеристику детектора, обладающего исходными переходной частотой, частотами настроек контуров, коэффициентом усиления, но отличающимся в большую/меньшую сторону значением полосы пропускания  $P_{f\text{Э}}$  контуров. Для понимания того, к каким последствиям приведет предлагаемая регулировка параметров детектора, рекомендуется изобразить в масштабе частотные характеристики расстроенных контуров (как на рис. 71), выдержав сначала исходное соотношение расстройки контуров и их полос пропускания. Получить такие графики можно, выполнив команду автоматизированного частотного анализа «AC Frequency ...» меню «Analysis» (в позиции «Nodes for analysis» указать 15 и 16). Ниже на новых графиках изобразить АЧХ контуров для случаев увеличенного и уменьшенного значения полосы пропускания. Коэффициент изменения полосы  $P_{f\text{Э}}$  взять для определенности равным 1.4. Сделать предположение о том, как в обоих случаях изменится детекторная характеристика.

Для увеличения (уменьшения) в 1.4 раза полосы пропускания контуров (при неизменном усилении, зависящем от резонансного сопротивления контуров  $R_{к\text{Э}}$ ) следует соответственно уменьшить (увеличить) в 1.4 раза ёмкости контуров  $C_{1,2}$  в соответствии с формулой (82). Чтобы при этом частоты настроек контуров остались прежними, следует также изменить их индуктивности. Новые значения индуктивностей контуров  $L_{1,2}$  вычислить по формуле (83), в которой расстройку контуров  $\Delta f$  оставить прежней и равной  $0.7 \cdot P_{f\text{Э}и}$ , где  $P_{f\text{Э}и}$  — исходное значение полосы пропускания (табл. 41). Установить в схеме новые значения элементов контуров  $L_{1,2}, C_{1,2}$ .

Снять в обоих случаях по методике, изложенной выше, детекторные характеристики. Результаты отразить в таблицах, аналогичных табл. 42. Указать в заголовке каждой таблицы соответствующее значение соотношения  $\Delta f / P_{f\text{Э}}$ , которое при увеличенной (уменьшенной) в 1.4 раза полосе пропускания контуров составит  $\frac{1}{2}$  (единицу). Изобразить детекторные характеристики в одной системе координат, дополнив их третьей кривой, соответствующей исходному значению полосы пропускания колебательных контуров.

Проанализировать графики. Определить по каждой характеристике её апертуру и крутизну линейного участка. Внести полученные данные в отчёт. Сделать выводы о влиянии соотношения  $\Delta f / P_{f\text{Э}}$  на форму детекторной характеристики, величину её апертуры и крутизны линейного участка.

Исследовать зависимость детекторной характеристики от величины взаимной расстройки контуров при фиксированной полосе пропускания.

Возвратиться к исходным значениям ёмкости и индуктивности контуров.

Снять характеристики детектора, обладающего исходными значениями переходной частоты, полосы пропускания контуров, коэффициента усиления, но отличными (от исходных) значениями взаимной расстройки контуров. Для понимания последствий предлагаемых регулировок целесообразно изобразить в масштабе АЧХ контуров, выдержав исходное значение их взаимной расстройки. Здесь же изобразить новые частотные характеристики для случаев увеличенной (и уменьшенной) взаимной расстройки контуров. Коэффициент изменения  $\Delta f$  взять равным 1.4. Сделать предположение о том, как в обоих случаях изменится детекторная характеристика частотного детектора.

Для реализации увеличенной (уменьшенной) взаимной расстройки контуров следует изменить индуктивности  $L_{1,2}$  контуров, определив их новые значения по формуле (83), в которой  $\Delta f$  взять сначала равной  $P_{f\ominus}$ , а затем  $\frac{1}{2} \cdot P_{f\ominus}$ . Установить в схеме новые значения  $L_{1,2}$ .

Снять в обоих случаях детекторные характеристики, используя изложенную выше методику. Результаты эксперимента отразить в таблицах, аналогичных табл. 42.

Изобразить детекторные характеристики в одной системе координат, дополнив их третьей кривой, соответствующей исходному значению расстройки. Проанализировать графики. Определить по каждой характеристике её апертуру и крутизну линейного участка. Внести полученные данные в отчёт. Сделать выводы о влиянии соотношения  $\Delta f/P_{f\ominus}$  на форму характеристики частотного детектора, величину её апертуры и крутизны линейного участка.

### **11.3.2. Исследование балансного фазового детектора (для чётных номеров варианта)**

Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл «Phase detector.ewb». Примерный вид виртуальной установки показан на рис. 76. Изучить и зарисовать схему исследуемого фазового детектора (показать входные и выходные зажимы свободными; источники входных колебаний, панели приборов, ключи опустить). Уяснить назначение подключенных к детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

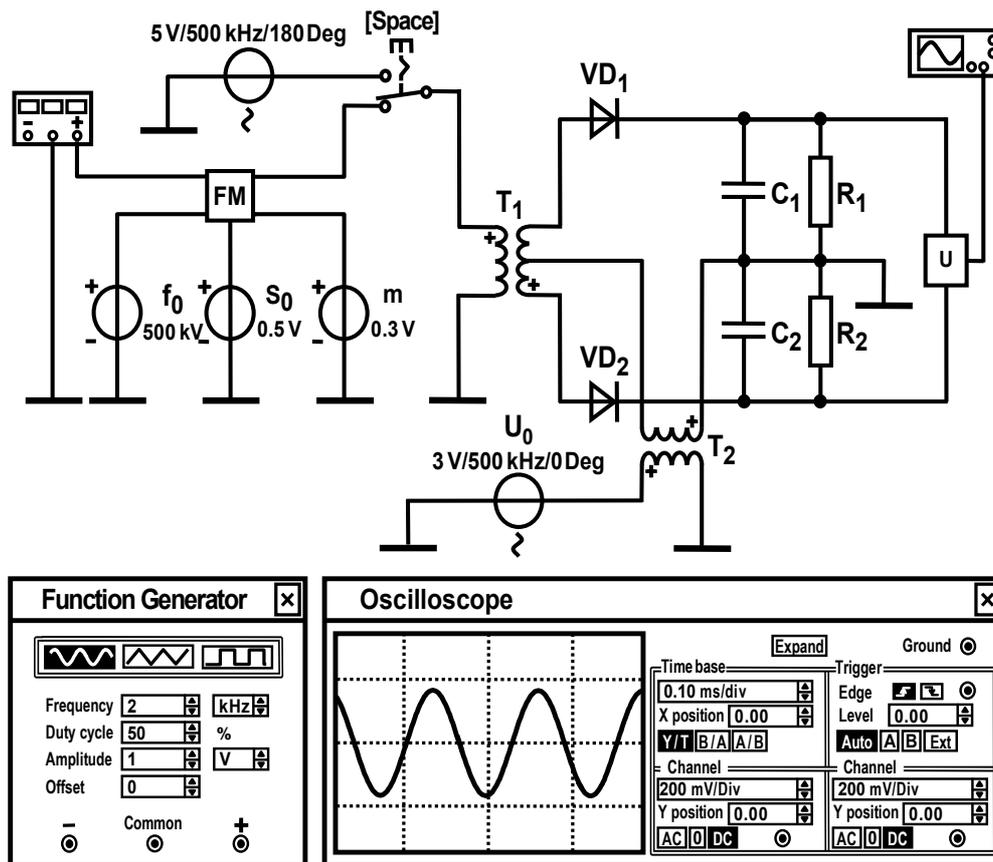


Рис. 76

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный фазовый модулятор («FM»), выполняющий роль источника детектируемого ФМ-напряжения  $u_{\text{ФМ}}(t)$  (переключатель «Space» установлен в нижнее положение). Конкретные значения частоты несущей ( $f_0$ ), амплитуды ( $U_{\text{ФМ}}$ ) и индекса модуляции ( $m$ ) ФМ-колебания устанавливаются с помощью вынесенных из модулятора источников « $f_0$ », « $S_0$ » и « $m$ ». Управляющий набегом фазы колебания низкочастотный гармонический сигнал вырабатывается источником «Function Generator», подключенным ко входу модулятора. Для работы необходимо установить следующие параметры детектируемого сигнала в соответствии с номером варианта и табл. 43: частоту несущей  $f_0$  (источник « $f_0$ »), амплитуду колебания  $U_{\text{ФМ}}$  (источник « $S_0$ »), частоту  $F$  информационного колебания (Frequency на панели «Function Generator»). Амплитуду информационного сигнала  $U_{\text{НЧ}}$  (Amplitude) указать равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{\text{НЧ}}=1$  В индекс модуляции ФМ-колебания ( $m$ ) определяется один к одному напряжением источника « $m$ ». Установить величину индекса также следует в соответствии с табл. 43.

Таблица 43

N	Параметры						
	детектируемого колебания				элементов детектора		
	$f_0$ , кГц	$F$ , кГц	$U_{ФМ}$ , В	$m$	$R_{1,2}$ , кОм	RS, Ом	IS, А
2	400	1.0	1.0	0.5	10	40	$10^{-14}$
4	450	1.5	0.9	0.4	20	35	$10^{-13}$
6	500	2.0	0.8	0.3	30	30	$10^{-12}$
8	550	2.5	0.7	0.2	40	25	$10^{-11}$
10	600	3.0	0.6	0.1	50	20	$10^{-10}$
12	650	3.5	0.5	0.2	60	15	$10^{-9}$
14	700	4.0	0.4	0.3	70	10	$10^{-8}$

Далее следует установить параметры источника опорного гармонического колебания, обозначенного на рис. 76 как «U<sub>0</sub>». Частоту источника необходимо взять точно равной  $f_0$  (табл. 43), начальную фазу оставить нулевой (по умолчанию), действующее значение напряжения (Voltage) — в пять раз большей амплитуды  $U_{ФМ}$  детектируемого колебания.

Установить в соответствии с табл. 43 сопротивления RC-фильтров  $R_1$  и  $R_2$ , а также параметры диодов  $VD_1$  и  $VD_2$  (модель «Ideal»): обратный тепловой ток «Saturation current (IS)» и сопротивление диода постоянному току в прямом направлении «Ohmic resistance (RS)». Остальные параметры элементов оставить равными установленным по умолчанию.

Подобрать оптимальное значение ёмкости RC-фильтров на выходе фазового детектора.

Рассчитать в соответствии с формулой (81) значение ёмкостей фильтров на выходе детектора. Установить номинальные значения ёмкостей  $C_{1,2}$ , равным расчётному значению.

Установить тип информационных колебаний — последовательность прямоугольных импульсов. Произвести имитационное моделирование.

Изучить осциллограмму выходного напряжения детектора. Если для напряжения характерны высокочастотные пульсации значительной амплитуды, то постоянная времени RC-фильтров слишком мала, и ёмкости  $C_{1,2}$  следует увеличить. Если из осциллограммы видно, что при уменьшении амплитуды детектируемого напряжения конденсаторы  $C_{1,2}$  не успевают разряжаться через сопротивления  $R_{1,2}$ , и напряжение на выходе детектора не отслеживает изменение амплитуды входного колебания, то величина ёмкостей  $C_{1,2}$  слишком велика.

Изменяя ёмкости  $C_1 = C_2$  в большую и в меньшую сторону относительно расчётного значения, подобрать такое значение  $C_{опт}$ , при котором искажения выходного сигнала детектора минимальны. Уточнённое в ходе эксперимента

значение  $C_{\text{опт}}$  ёмкости конденсаторов указать в отчёте. Зарисовать осциллограмму напряжения на выходе детектора при  $C_{1,2} = C_{\text{опт}}$ .

Снять детекторную характеристику и оценить ее параметры.

Отключить клавишей «Space» от входа детектора генератор ФМ-напряжения и подключить источник немодулированного высокочастотного колебания. Установить частоту колебаний источника точно равной  $f_0$  (табл. 43), а действующее значение напряжения (Voltage) равным уровню источника опорного напряжения. Изменять начальную фазу входных колебаний  $\varphi_{\text{ФМ}}$  (Phase) в пределах от  $120^\circ$  до  $420^\circ$  с шагом не более  $10^\circ$  (значения заносить в первую строку табл. 44) и измерять с помощью визира осциллографа средний уровень  $\bar{U}_d$  выходного напряжения в установившемся режиме. Результаты измерений  $\bar{U}_d$  вносить в третью строку табл. 44.

Таблица 44

$\varphi_{\text{ФМ}}, ^\circ$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\varphi = \varphi_{\text{ФМ}} - 270^\circ$	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\bar{U}_d, \text{В}$	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Вычислить и занести во вторую строку табл. 44 значения рассогласования фаз сигналов  $\varphi = \varphi_{\text{ФМ}} - 270^\circ$ . Построить график детекторной характеристики — зависимости выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки фаз  $\varphi$ .

Проанализировать форму детекторной характеристики. Убедиться, что характеристика периодична. Указать интервал значений расстройки фаз (и соответственно индекса модуляции детектируемого колебания  $m_{\text{кр}}$ ), в пределах которого реализуем режим неискажённого детектирования.

В области малых значений расстройки фаз  $\varphi$  определить по графику крутизну детекторной характеристики  $S'_d = \Delta \bar{U}_d / \Delta \varphi$  и внести её значение в отчёт.

Исследовать зависимость детекторной характеристики от соотношения амплитуд детектируемого и опорного колебаний.

Уменьшить в 10-15 раз действующее значение напряжения источника высокочастотного гармонического колебания, подключенного ко входу детектора. Указать в отчёте новое значение соотношения  $U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}}$ . Вновь снять зависимость выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки фаз  $\varphi$  по методике предыдущего подпункта. Результаты отразить в таблице, аналогичной табл. 44, и на графике. Сравнить полученную детекторную характеристику с исходной, снятой при  $U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}} = 1$ . Сделать выводы.

Определить по новому графику крутизну характеристики  $S'_d$  и занести её значение в отчёт. Рассчитать теоретическое значение крутизны  $S_d$  по формуле  $S_d = U_{ФМ} \cdot K_d$  (положить  $K_d \approx 1$ ). Сравнить расчётное значение крутизны  $S_d$  с экспериментальным значением  $S'_d$ . Сделать вывод. Указать максимальное значение индекса модуляции  $m_{кр}$ , для которого в исследуемом случае еще возможен режим неискаженного детектирования.

Возвратиться к исходному действующему значению напряжения источника входных колебаний. Затем уменьшить в 10-15 раз действующее значение напряжения опорного колебания. Указать в отчёте новое значение соотношения  $U_{ФМ}/U_{ОГ}$ . Снять детекторную характеристику и изобразить её график. Оценить её параметры ( $S'_d$ ,  $m_{кр}$ ), сравнить с предыдущими.

Сделать вывод о том, какое соотношение  $U_{ФМ}/U_{ОГ}$  предпочтительно на практике для детектирования колебаний с минимальными искажениями, максимальным значением фазового рассогласования (индекса модуляции).

Исследовать режим линейного детектирования.

Произвести переключение источников так, чтобы на вход детектора подавалось напряжение с ФМ. Установить тип информационных колебаний — последовательность треугольных импульсов (параметр «Duty cycle» взять равным 50 %). Установить амплитуды несущего  $U_{ФМ}$  и опорного  $U_{ОГ}$  колебания такими, чтобы обеспечить режим детектирования с минимальными искажениями —  $U_{ФМ}/U_{ОГ} \ll 1$ . Произвести моделирование. Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора в установившемся режиме, проанализировать форму полученного сигнала, определить его частоту. Сделать вывод о величине искажений информационного сигнала.

Увеличить индекс модуляции детектируемого колебания сначала до значения  $m_{кр}$ , а затем  $1.5 \cdot m_{кр}$ . Снять в обоих случаях осциллограммы выходного напряжения детектора и зарисовать в отчёт. Проанализировать их форму.

Сделать вывод о желательном практическом соотношении между раствором детекторной характеристики фазового детектора и индексом модуляции детектируемого колебания.

Исследовать работоспособность детектора при его схемных изменениях.

Вернуть исходное значение индекса модуляции детектируемого ФМ-колебания с треугольным законом изменения набега фазы.

Нарушить симметрию схемы детектора: увеличить сопротивление  $R_2$  в 10 раз, одновременно уменьшив в 10 раз ёмкость конденсатора  $C_2$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать форму сигнала. Вернуть исходные значения элементам  $R_2$ ,  $C_2$ . Увеличить сопротивление  $R_1$  в 50 раз, а ёмкость  $C_1$  в 50 раз уменьшить. Снять и зарисовать ос-

циллограмму напряжения на выходе детектора. Проанализировать осциллограмму. Сделать вывод о влиянии асимметрии схемы на искажения информационного сигнала.

Вернуть исходные параметры элементов схемы.

Поменять местами точки подключения сигналов к схеме детектора: источник детектируемого колебания подключить к первичной обмотке трансформатора  $T_2$ , опорное напряжение подать на вход  $T_1$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать его форму. Изменить амплитуду колебаний одного из источников, так чтобы обеспечить  $U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}} \sim 1$ . Вновь снять и зарисовать выходную осциллограмму. Сделать окончательные выводы.

Вернуть исходную конфигурацию схемы фазового детектора и исходные параметры (амплитуды) сигнального и опорного источников.

Включить последовательно с источником входного детектируемого колебания источник немодулированного гармонического напряжения, имитирующего сильную помеху. Установить амплитуду такого напряжения, соизмеримой с полезным сигналом, а частоту, отличающуюся на 30-50 % от частоты  $f_0$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать его форму. Приближать частоту колебаний помехи к несущей частоте полезного сигнала. Фиксировать результаты. Сделать выводы о влиянии помехи со стороны входа на качество детектирования полезного сигнала.

### **Контрольные вопросы к защите работы**

1. Какие функции выполняет частотный детектор? По каким признакам классифицируются частотные детекторы? Каковы основные параметры частотного детектора?

2. Как работает частотный детектор на расстроенных контурах? Каков принцип положен в основу его работы? С какой целью используется балансная схема? Можно ли реализовать детектор на одном расстроенном контуре?

3. Что такое детекторная характеристика частотного детектора? Поясните принцип формирования детекторной характеристики частотного детектора на расстроенных контурах. Чем определяется протяжённость рабочего участка детекторной характеристики? Что такое апертура, крутизна детектора?

4. Изобразите характеристики частотных детекторов, отличающихся полосой пропускания контуров. Что происходит с крутизной и протяжённостью рабочего участка характеристики с увеличением (уменьшением) полосы пропускания контуров при неизменной их взаимной расстройке?

5. Изобразите характеристики частотных детекторов, отличающихся величиной взаимной расстройки контуров. Что происходит с крутизной и протяжённостью рабочего участка характеристики с увеличением (уменьшением) взаимной расстройки контуров при неизменной полосе их пропускания?

6. Поясните, из каких соображений получена формула, определяющая оптимальное значение взаимной расстройки контуров частотного детектора на расстроенных контурах.

7. Какие искажения могут претерпевать сигналы в частотном детекторе? Какие меры следует предпринимать для уменьшения искажений?

8. Изложите методику измерения детекторной характеристики частотного детектора. Чем определяется коэффициент передачи частотного детектора, в каких единицах он измеряется?

9. Какие функции выполняет фазовый детектор? По каким признакам классифицируются фазовые детекторы? Каковы основные параметры фазового детектора?

10. Объясните принцип работы векторомерного балансного фазового детектора.

11. Приведите график детекторной характеристики фазового детектора и поясните принцип её формирования.

12. Изложите методику измерения детекторной характеристики фазового детектора. Чем определяется коэффициент передачи фазового детектора, в каких единицах он измеряется?

13. Зависит ли форма детекторной характеристики фазового детектора от соотношения амплитуд детектируемого и опорного колебания? При каком соотношении характеристика наиболее линейна?

14. При каких значениях индекса модуляции детектируемого колебания векторомерный фазовый детектор работает в режиме с допустимыми искажениями? Можно ли расширить рабочий участок его детекторной характеристики?

15. Каковы достоинства и недостатки векторомерного балансного фазового детектора?

**Литература:** [2, с. 349-356],  
[4, с. 103-107].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 12

### ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЁТАМ

#### 12.1. Цель работы

**Цель работы** — показать, что отличие частотной характеристики реального фильтра от характеристики идеального значительно сказывается на качестве восстановления непрерывного сигнала, а увеличение числа отсчётов в сигнале за счёт увеличения частоты дискретизации не приводит к заметному улучшению формы восстанавливаемого сигнала по сравнению со случаем, когда большее число отсчётов достигается путём увеличения длительности сигнала.

#### 12.2. Краткие теоретические сведения

Дискретизация — это основанное на теореме Котельникова представление непрерывного сигнала (например, рис. 77, *а*) дискретной последовательностью отсчётов (рис. 77, *б*), по которым с заданной точностью можно восстановить исходное колебание (рис. 77, *в*). Применительно к сигналам, спектр которых примыкает к нулевой частоте (видеосигналам), теорему Котельникова можно сформулировать следующим образом.

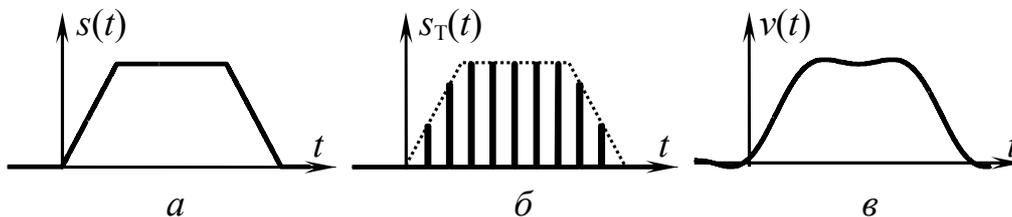


Рис. 77

Видеосигнал  $s(t)$  с конечной энергией, спектр которого ограничен частотой  $F_M$ , полностью и однозначно определяется последовательностью своих мгновенных значений, взятых с частотой дискретизации

$$F \geq 2 \cdot F_M \quad (84)$$

то есть совокупностью дискретных отсчётов, считываемых через интервал времени (интервал дискретизации)

$$T \leq 1/(2F_M) \quad (85)$$

Доказывается, что такой сигнал  $s(t)$  может быть представлен обобщённым рядом Фурье (в базисе Котельникова):

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_M \cdot (t - k \cdot T)], \quad (86)$$

где  $s(k \cdot T)$  — коэффициенты, совпадающие с отсчётами мгновенных значений сигнала  $s(t)$ , взятых в моменты времени  $k \cdot T$ ;

$$\text{sinc}(x) = \sin x / x.$$

Для восстановления видеосигнала  $s(t)$  по его дискретным отсчётам достаточно дискретизированный сигнал  $s_T(t)$ , объединяющий воедино последовательность отсчетов  $s(k \cdot T)$ , подать на фильтр нижних частот с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, обладающей частотой среза  $F_M$ , и линейной фазочастотной характеристикой. Действительно, реакцию линейной электрической цепи на воздействие идеального дискретизированного сигнала  $s_T(t)$  (с бесконечно малой длительностью отсчётных импульсов)

$$s_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot T \cdot \delta(t - k \cdot T) \quad (87)$$

( $\delta(t)$  — дельта-функция) можно определить как совокупность взвешенных с коэффициентами  $s(k \cdot T) \cdot T$  импульсных характеристик цепи:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot T \cdot g(t - k \cdot T). \quad (88)$$

Импульсная характеристика идеального фильтра нижних частот, как известно, определяется выражением —

$$g_{\text{иФНЧ}}(t) = 2 \cdot K_0 \cdot F_C \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3)] \quad (89)$$

( $F_C$  — частота среза АЧХ,  $t_3$  — время задержки отклика).

Тогда реакция такого фильтра на воздействие дискретизированного сигнала будет определяться выражением

$$v(t) = 2 \cdot K_0 \cdot F_C \cdot T \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3 - k \cdot T)]. \quad (90)$$

Нетрудно убедиться, что если интервал дискретизации  $T$  принять равным  $1/(2F_M)$  и для восстановления сигнала применить фильтр с коэффициентом передачи  $K_0 = 1$  и частотой среза  $F_C = F_M$ , то выражение (90), определяющее реакцию ИФНЧ на воздействие (87), будет совпадать с (86).

Подтвердить этот результат можно и с частотных позиций. Известно, что комплексный спектр  $\dot{G}_T(f)$  дискретизированного сигнала представляет собой бесконечно и периодически повторяющуюся совокупность копий комплексного спектра  $\dot{G}_S(f)$  исходного сигнала, смещенных друг относительно друга на частоту дискретизации  $F$ :

$$\dot{G}_T(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{G}_S(f - n \cdot F), \quad (91)$$

Результат определяемого формулой (91) преобразования спектра отображён на рис. 78, где показан (качественно) спектр  $\dot{G}_S(f)$  исходного сигнала  $s(t)$  (рис. 78, *a*) и спектр сигнала  $s_T(t)$ , полученного дискретизацией  $s(t)$  (рис. 78, *б-2*). Видно, что если интервал дискретизации выбран из условия  $T \leq 1/(2F_M)$ , то копии спектра дискретизированного сигнала не перекрываются. В соответствии с частотным методом анализа спектр сигнала  $v(t)$  на выходе фильтра с комплексным коэффициентом передачи  $\dot{K}_{\text{ФНЧ}}(f)$  определяется как

$$\dot{G}_V(f) = \dot{K}_{\text{ФНЧ}}(f) \cdot \dot{G}_T(f). \quad (92)$$

Это означает возможность без искажений выделить центральную копию спектра дискретизированного сигнала  $s_T(t)$ , соответствующую спектру исходного сигнала, с помощью фильтра, АЧХ которого показана штриховой линией на рис. 78, *б*.

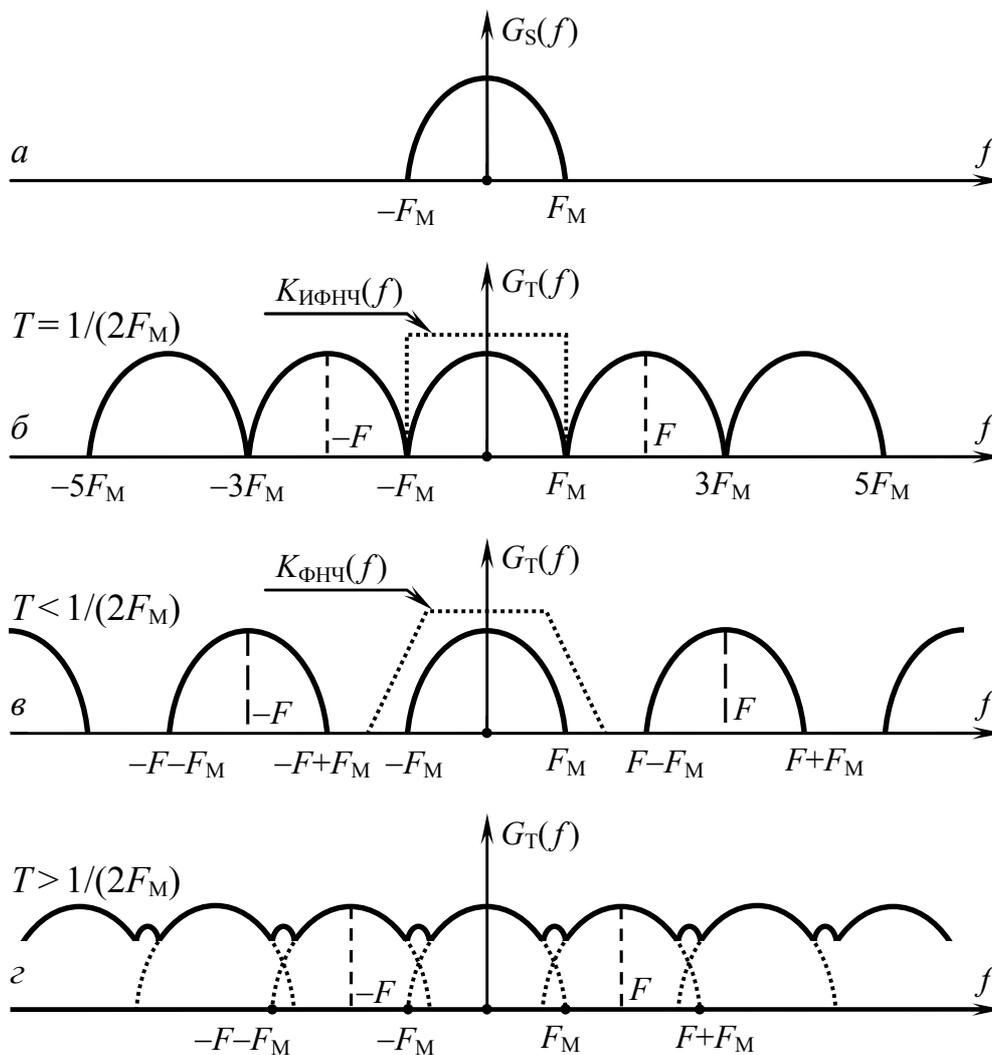


Рис. 78

При этом если  $T = 1/(2F_M)$ , то для неискажённого восстановления сигнала надо использовать фильтр лишь с идеально прямоугольной АЧХ. При  $T < 1/(2F_M)$  требования к характеристике восстанавливающего фильтра снижаются (в частности, можно использовать фильтры с конечной крутизной скатов АЧХ), при  $T > 1/(2F_M)$  неискажённое восстановление сигнала принципиально невозможно, поскольку исходный спектр оказывается частично перекрытым своими сдвинутыми на  $\pm F$  копиями. Заметим, что хотя при  $T \leq 1/(2F_M)$  спектр амплитуд сигнала  $v(t)$  на выходе фильтра в точности совпадает со спектром сигнала  $s(t)$ , фазовые спектры исходного и восстановленного сигналов различны. Это различие обусловлено фазочастотной характеристикой фильтра и проявляется в виде задержки восстановленного сигнала по сравнению с исходным сигналом на время

$$t_3 = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{ФНЧ}}(f)}{df}, \quad (93)$$

где  $\Phi_{\text{ФНЧ}}(f)$  — ФЧХ фильтра.

Итак, процедура дискретизации не исключает возможности точного восстановления сигнала по его дискретным отсчётам. Но теорема Котельникова, определяющая эти процедуры, оговаривает ряд условий, выполнение которых на практике невозможно. Так, требуется, чтобы спектр дискретизируемого сигнала был ограничен, отсчёты были бесконечно короткими и учитывались на бесконечном интервале времени, а восстанавливающий фильтр обладал бы бесконечным затуханием за пределами полосы пропускания. В действительности число отсчётов  $s(k \cdot T)$  дискретизированного сигнала конечно, спектр сигнала, подвергающегося дискретизации, не ограничен по частоте, а идеальный восстанавливающий фильтр физически не реализуем. Вследствие этого дискретизация сигналов всегда приводит к появлению погрешности. Возникающие при этом искажения качественно проиллюстрированы на рис. 79 и 80.

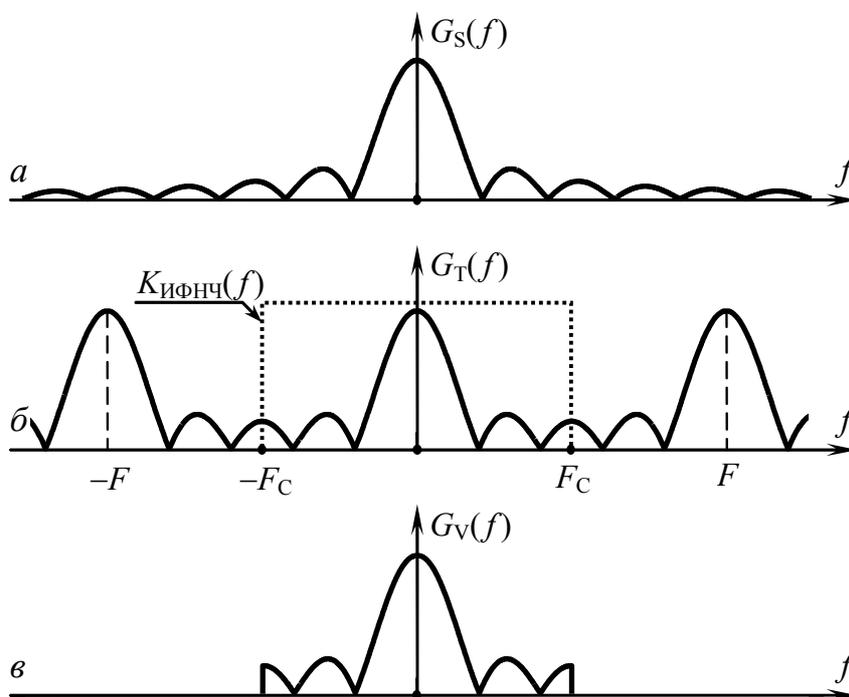


Рис. 79

Из рис. 79, *а* видно, что реальный сигнал  $s(t)$  с конечной длительностью обладает бесконечно протяжённым спектром (в качестве примера рассмотрен спектр прямоугольного импульса). Его дискретизация даже с малым (но ненулевым!) интервалом дискретизации  $T$  всегда приводит к перекрытию копий в составе спектра дискретизированного сигнала (рис. 79, *б*). По этой причине центральная копия спектра сигнала  $s_T(t)$ , выделяемая при восстановлении идеальным ФНЧ, не совпадает по форме со спектром исходного сигнала (сравните рис. 79, *в* и *а*), что естественно приводит к искажению восстановленного сигнала по сравнению с исходным.

Идеальный ФНЧ служит лишь теоретической моделью для объяснения принципа восстановления непрерывного сигнала по его дискретным отсчётам. Реальный фильтр нижних частот вне полосы пропускания всегда обладает конечным ослаблением. Это приводит к тому, что при выборе частоты среза  $\sim \frac{1}{2}F$  (как в случае идеального ФНЧ) на выход реального фильтра нижних частот проникают составляющие не только нужной центральной копии, но и соседних копий спектра дискретизированного сигнала  $s_T(t)$  (штрих-пунктир на рис. 80, б). При уменьшении же частоты среза частотная характеристика оказывается уже центральной копии спектра  $\dot{G}_T(f)$ : полезные спектральные составляющие верхних частот проходят через восстанавливающий фильтр с заметным ослаблением (пунктир на рис. 80, б). Из приведенных на рис. 80 графиков видно, что реальный фильтр нижних частот неизбежно искажает сигнал при восстановлении.

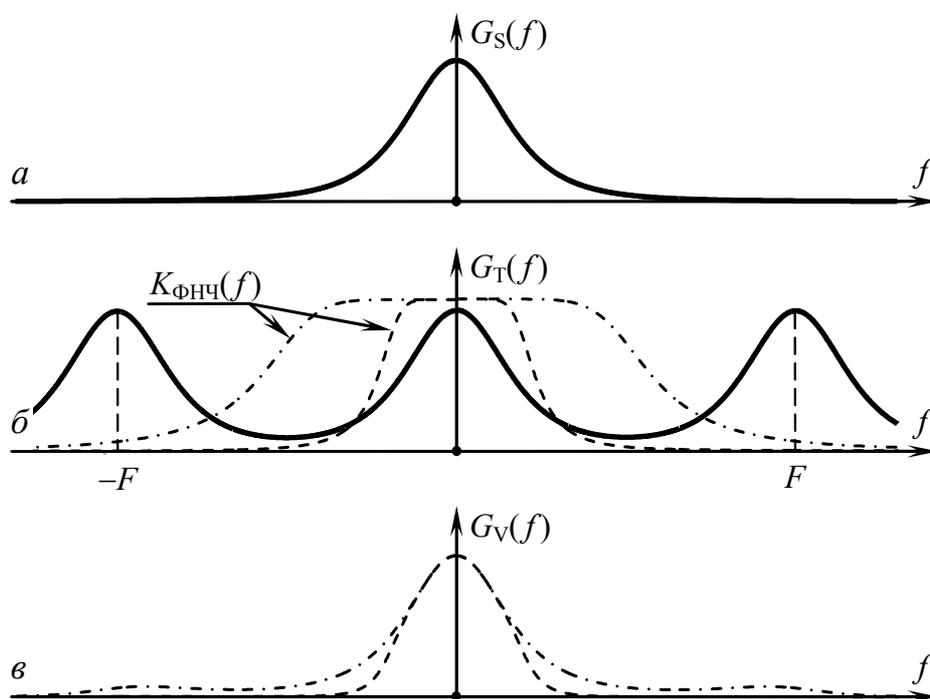


Рис. 80

Невозможность обеспечить нулевую длительность отсчётных импульсов также ведёт к погрешности. В самом деле, пусть длительность импульсов равна  $\tau_{и}$ . Тогда сигнал, подаваемый на вход восстанавливающего фильтра, может быть представлен в виде совокупности прямоугольных импульсов с амплитудами, пропорциональными величине дискретных отсчётов  $s(k \cdot T)$ . Спектр дискретизированного сигнала в отличие от (91) имеет вид

$$\dot{G}_T(f) = \frac{\tau_{и}}{T} \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot \tau_{и}) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{G}_S(f - n \cdot F). \quad (94)$$

Из (94) следует, что ненулевая длительность отсчётных импульсов приводит к показанному на рис. 81 «завалу» высокочастотной части центральной копии спектра дискретизированного сигнала, а значит к внесению дополнительной погрешности при восстановлении непрерывного сигнала.

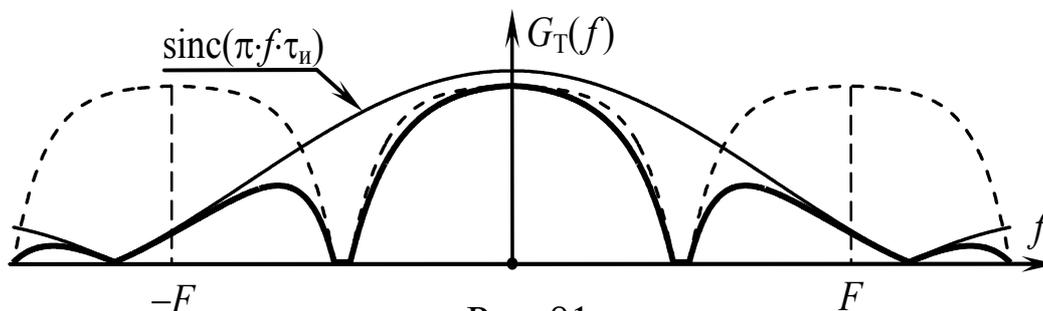


Рис. 81

Заметим, однако, что реально незначительные по величине искажения, хотя и нежелательны, но допустимы.

При фиксированной частоте среза  $F_C$  восстанавливающего фильтра частота дискретизации, как правило, должна превышать удвоенное значение  $F_C$ . В случае если практическая ширина спектра  $F_M$  дискретизируемого сигнала не удовлетворяет условию восстановления с допустимой погрешностью, т.е.  $F_M > F_C$ , целесообразно уменьшить (при возможности) длительность исходного сигнала так, чтобы выполнялось  $F_M \leq F_C$ .

### 12.3. Описание виртуального стенда

Работа выполняется с использованием схемного файла «Synthesis of signals on Nyquist theorem.ewb», рабочее поле которого показано на рис. 82. Виртуальная установка содержит запускаемый извне генератор отсчётных импульсов (субблок «GOI»), формирующий периодически повторяющиеся пачки из 32-х прямоугольных импульсов (отсчётов) варьируемой длительности. Амплитуду и полярность первых 20-ти отсчётных импульсов можно регулировать вручную с помощью вынесенных из генератора «GOI» задающих источников (обозначены как 1...20), последние 12 импульсов отсутствуют для визуального разделения соседних пачек импульсов друг от друга. В результате стенд позволяет имитировать разнообразные последовательности дискретных отсчётов заданной формы.

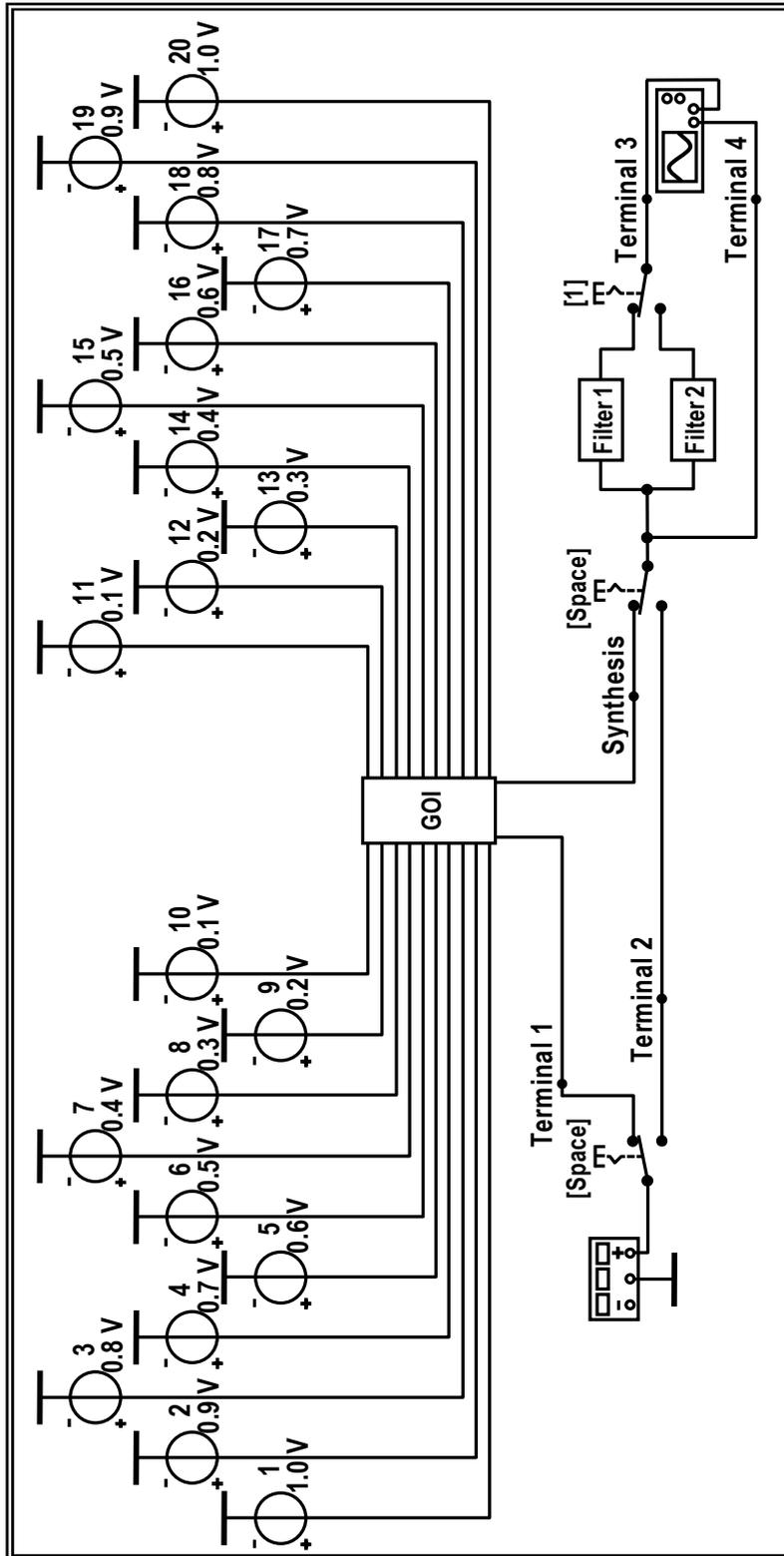


Рис. 82

Запуск «GOI» осуществляется периодической последовательностью прямоугольных импульсов внешнего по отношению к «GOI» генератора (Function Generator), подключаемого к выводу «Terminal 1». Частота и длительность управляющих импульсов определяют соответственно частоту следования (частоту дискретизации) и длительность отсчётных импульсов.

В качестве сглаживающих фильтров (восстанавливающих непрерывный сигнал по его дискретным отсчётам) в работе используются два фильтра нижних частот. Первый (субблок «Filter 1») представляет собой трёхзвенный лестничный LC-фильтр шестого порядка с аппроксимацией АЧХ по Баттерворту. Граничная частота его полосы пропускания (частота среза АЧХ) составляет  $F_{C1} = 4$  кГц. В качестве второго (субблок «Filter 2») используется однозвенный RC-фильтр первого порядка с частотой среза АЧХ равной  $F_{C2} = 1$  кГц. Принципиальные электрические схемы фильтров показаны на рис. 83.

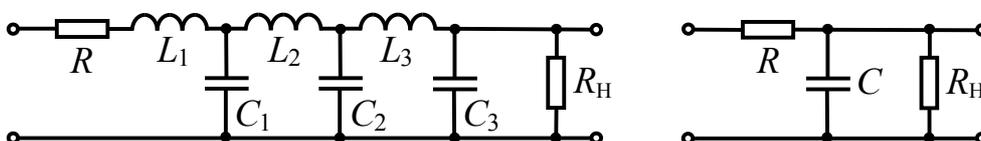


Рис. 83

Сигнал с выхода фильтра («Filter 1» или «Filter 2») в зависимости от положения крайнего правого тумблера, управляемого клавишей «1») поступает на клемму «Terminal 3» и далее на вход осциллографа («Channel B»). К клемме «Terminal 4» и соответственно ко второму входу осциллографа («Channel A») подводится сигнал, действующий на входе восстанавливающих фильтров, например, дискретизированный сигнал с выхода генератора отсчётных импульсов «GOI» при верхнем положении тумблеров, одновременно управляемых клавишей «Space», либо гармоническое колебание от «Function Generator» для регистрации частотных характеристик фильтров.

## 12.4. Задания и указания к их выполнению

### 12.4.1. Исследование влияния параметров восстанавливающего фильтра на качество формирования непрерывного сигнала

Снять амплитудно-частотные характеристики восстанавливающих ФНЧ. Подготовить виртуальный стенд к дальнейшим исследованиям.

Загрузить схемный файл «Synthesis of signals on Nyquist theorem.ewb».

Клавишей «Space» перевести одноимённые переключатели в нижнее положение. Установить амплитуду колебаний генератора стандартных сигналов (Function Generator), подключенного к выводу «Terminal 2» равной 1 В. Активировать команду «AC Frequency ...» меню «Analysis». Установить в диалоговом

окне параметры команды: Start frequency = 1 Гц, End frequency = 10 кГц — минимальное и максимальное значение частоты; Sweep type — масштаб по оси частот — линейный (Linear); Number of point = 1000; Vertical scale — масштаб по вертикали — линейный (Linear); Nodes for analysis = 1 и 2. Нажать кнопку «Simulate». Зарисовать в отчёт частотные характеристики. При снятии значений использовать визирные линии. Прокомментировать результаты анализа.

Изменить положение тумблеров «Space», установив их в верхнее положение; частоту внешнего генератора (Function Generator), подключенного теперь уже к выводу «Terminal 1», указать равной 16 кГц (!), амплитуду — не менее 10 В, тип колебаний — последовательность прямоугольных видеоимпульсов, длительность которых (параметр Duty cycle) должна составлять (4-5) % от периода. Посредством задающих источников (1...20), вынесенных из генератора отсчётных импульсов «GOI», установить одинаковую амплитуду всех 20-ти отсчётных импульсов, равную 1 В. Установить длительность развёртки осциллографа (Time base), равной 0.2 мс/деление, чувствительность по каналу «В» («Channel В») — 10 мВ/деление.

Проверить положение тумблера, управляемого клавишей «1». Он должен быть установлен в верхнее положение, коммутируя на вход канала «В» осциллографа сигнал с выхода восстанавливающего LC-фильтра («Filter 1»).

Исследовать качество восстановления сигнала LC-фильтром при разных значениях частоты дискретизации.

Запустить моделирование и зарисовать в масштабе осциллограммы напряжений на входе и выходе LC-фильтра («Filter 1») при установленной частоте следования воздействующих импульсов (частоте дискретизации, задаваемой внешним запускающим генератором «Function Generator»), равной 16 кГц.

Проанализировать спектр амплитуд дискретизированного сигнала на входе фильтра. Для этого активировать команду «Fourier ...» в меню «Analysis». Установить номер выходной ноды (Output node = 4), основную частоту (Fundamental frequency) порядка  $(0.1...0.2)/T_s$ , где  $T_s$  — длительность сигнала из 20-ти отсчётов, измеренная по экрану осциллографа. Число гармоник (Number of harmonics) определить, разделив значение частоты дискретизации (16 кГц) на частоту «Fundamental frequency». Установить «галочку» в позиции «Set advanced parameters»; указать значение «Number of points per harmonic», например, 100...300; установить частоту «Sampling frequency» не менее  $(100...500)/T_s$ . После нажатия кнопки «Set transient options» указать временные параметры сигнала: Start time = 0, End time =  $T_s$ . Дезактивировать опцию «Generate time Steps automatically» и указать «Minimum number of ...» около 5000. В поле «Results» активировать опцию «Output as line graph», нажать кнопку «Simulate» и дождаться окончания анализа. Зарисовать в масштабе полученный спектр. Нанести на спектральную диаграмму дискретизированного сигнала график АЧХ восстанавливающего ФНЧ.

Получить и детально зарисовать осциллограммы восстановленного фильтром напряжения при частотах следования ( $F$ ) воздействующих импульсов 4 кГц, 8 кГц, 32 кГц и 64 кГц. Параллельно следует производить спектральный анализ дискретизированных сигналов на входе фильтра и заносить в отчёт полученные спектральные диаграммы. При очередной активации команды «Fourier ...» не следует забывать корректировать её параметры, связанные с длительностью ( $T_S$ ) сигнала. Последняя меняется в зависимости от частоты дискретизации ( $F$ ) и может быть измерена по экрану осциллографа или вычислена как  $T_S \approx 20 \cdot T = 20/F$ .

Объяснить, почему по мере увеличения частоты дискретизации (от 4 кГц до 16 кГц) происходит заметное улучшение качества восстановления сигнала, а при дальнейшем повышении частоты (до 64 кГц) наблюдается искажение формы восстановленного сигнала. Зафиксировать предполагаемые выводы в отчёте.

При выяснении сути рассматриваемого эффекта целесообразно провести анализ результатов восстановления с частотных позиций, сопоставляя амплитудные спектры входных сигналов и АЧХ фильтра. Важно, кроме того, понимать, что в рассматриваемом случае по мере увеличения частоты дискретизации ( $F$ ) пропорционально уменьшается длительность ( $T_S$ ) дискретизированного сигнала ( $T_S = 20/F$ ). Последнее приводит к соответствующему «расплыванию» по оси частот восстанавливаемой центральной копии в спектре дискретизированного сигнала ( $\Delta f \sim 3/T_S \approx 0.15 \cdot F$ ). Частота же среза восстанавливающего фильтра остается всегда неизменной ( $F_{C1} = 4$  кГц).

Исследовать качество восстановления сигнала  $RC$ -фильтром при разных значениях частоты дискретизации.

Заменить  $LC$ -фильтр  $RC$ -фильтром («Filter 2»), переключив тумблер «1» в нижнее положение, и повторить предыдущий пункт. Зарисовать новые осциллограммы и, сопоставляя их с полученными в предыдущем пункте, сделать сравнительный вывод о качестве формирования (восстановления) прямоугольного импульса  $LC$ - и  $RC$ -фильтрами нижних частот. Определить экспериментально частоту дискретизации, при которой качество восстановленного  $RC$ -фильтром сигнала наилучшее. Сравнить с оптимальной частотой дискретизации для случая восстановления  $LC$ -фильтром (см. предыдущий пункт). Объяснить, чем вызвано отличие.

#### **12.4.2. Исследование влияния длительности сигнала на качество восстановления (при фиксированном интервале дискретизации)**

Подготовить виртуальный стенд к исследованиям.

Заменить  $RC$ -фильтр  $LC$ -фильтром («Filter 1»), переключив тумблер «1» в исходное верхнее положение. Установить частоту внешнего задающего генера-

тора  $F = 8$  кГц, т. е. обеспечить подачу на вход фильтра импульсов с частотой  $F = 2 \cdot F_C$ , где  $F_C$  — частота среза АЧХ LC-фильтра.

Сформировать заданный в табл. 45 (по вариантам!) дискретизированный сигнал, задействовав только пять (!) отсчётов из 20-ти доступных. Используемые отсчёты должны быть первыми по счёту импульсами в пачке (без пропусков!). Амплитуды задействованных пяти отсчётных импульсов можно точно рассчитать, используя формулу, описывающую заданной формы сигнал, приведённую в табл. 46 (при расчёте взять число отсчетов  $N = 5$ , а их номера —  $k = 0, 1, 2, 3, 4$ ); амплитуду последующих отсчётных импульсов положить равной нулю.

Таблица 45

Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4
Вариант 5	Вариант 6	Вариант 7	Вариант 8
Вариант 9	Вариант 10	Вариант 11	Вариант 12
Вариант 13	Вариант 14	Вариант 15	Вариант 16
Вариант 17	Вариант 18	Вариант 19	Вариант 20
Вариант 21	Вариант 22	Вариант 23	Вариант 24
Вариант 25	Вариант 26	Вариант 27	Вариант 28

Таблица 46

Вариант	Формула, определяющая значение $k$ -го отсчета $s_k$
1	$\begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 2-2k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
2	$\begin{cases} 1-2k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ (2k-N+1)/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
3	$\begin{cases} 2k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 1 & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
4	$1-2k/(N-1) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
5	$1-k/(N-1) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
6	$\begin{cases} 2k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 2-2k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
7	$k/(N-1) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
8	$\begin{cases} 2k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 2(k-N+1)/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 < k \leq (N-1) \end{cases}$
9	$\sin[k \cdot \pi / (N-1)] \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
10	$\exp(-3 \cdot k / N) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
11	$1 - \exp(-3 \cdot k / N) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
12	$1 - [k / (N-1)]^2 \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
13	$\begin{cases} k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 1 & \text{при } (N-1)/2 < k \leq (N-1) \end{cases}$
14	$\begin{cases} 2k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 1/2 & \text{при } (N-1)/2 < k \leq (N-1) \end{cases}$
15	$\begin{cases} 1/2 & \text{при } 0 \leq k < (N-1)/2, \\ 2-2k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
16	$\begin{cases} 1-k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 1/2 & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
17	$\begin{cases} 1/2+k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 3/2-k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
18	$\begin{cases} 1-k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
19	$-1+2k/(N-1) \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
20	$2k/(N-1)-2 \text{ при } 0 \leq k \leq (N-1)$
21	$\begin{cases} \sin[1.5\pi \cdot k/(N-1)] & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ \sin[1.5\pi \cdot (N-1-k)/(N-1)] & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$

Вариант	Формула, определяющая значение $k$ -го отсчета $s_k$
22	$9 \cdot \sin^2[\pi \cdot k / (N-1)] \cdot \exp[-6k / (N-1)]$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
23	$\begin{cases} 3k / (N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/3, \\ 1.5(N-k-1) / (N-1) & \text{при } (N-1)/3 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
24	$\begin{cases} 4/3 \cdot k / (N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq 3(N-1)/4, \\ 4(N-k-1) / (N-1) & \text{при } 3(N-1)/4 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
25	$1.87 \cdot \{k / (N-1) - \exp[6k / (N-1) - 6]\}$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
26	$4 \cdot \{k / (N-1) - [k / (N-1)]^2\}$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
27	$2 \cdot \sin[2\pi \cdot k / (N-1)] \cdot \exp[-3k / (N-1)]$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
28	$\begin{cases} 1 - \exp[-15k / (N-1)] & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ \sin[\pi \cdot k / (N-1)] & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$

Произвести моделирование. Зарисовать осциллограмму восстановленного  $LC$ -фильтром непрерывного сигнала. Сделать вывод о качестве восстановления. Если неясна форма исходного непрерывного сигнала, рассчитать по заданной в табл. 46 формуле значения отсчётов исходного сигнала для большого  $N$  (например,  $N = 39$ ).

Уточнить длительность дискретизированного сигнала  $T_s$ , измерив её по экрану осциллографа или рассчитав по формуле  $T_s = 5/F$ . Активировать команду «Fourier ...» в меню «Analysis», задать её параметры и измерить амплитудный спектр сигнала на входе фильтра (в ноде 4). Зарисовать полученный спектр, нанести поверх график АЧХ фильтра. Сделать вывод о качестве восстановления с частотных позиций.

Исследовать влияние длительности дискретизированного сигнала на качество восстановления непрерывного при фиксированной частоте дискретизации.

Не меняя частоты следования отсчётов (8 кГц), путем последовательного добавления числа используемых отсчётных импульсов (за счёт активизации большего числа задающих источников) увеличить длительность сигнала сначала в два ( $N = 9$ ), а затем в четыре раза ( $N = 17$ ). В каждом случае детально зарисовать осциллограмму сигнала, полученного в результате восстановления, а также спектр амплитуд сигнала на входе фильтра. Обратит внимание на то, что при увеличении числа отсчётов до  $N = 9$  и  $N = 17$  требуется рассчитать заново все 9 и соответственно 17 отсчётов по формулам табл. 46 (результаты расчёта целесообразно отразить в отчёте; они будут использованы в следующих пунктах экспериментальных исследований). Прокомментировать результаты.

Оценить степень улучшения формы восстанавливаемого фильтром сигнала при увеличении его длительности за счёт увеличения числа отсчётов, но сохранения неизменным временного интервала между ними. Сделать выводы, опираясь на временной и частотный анализ.

#### **12.4.3. Исследование влияния частоты следования отсчётов на качество восстановления сигнала (при фиксированной длительности)**

Подготовить виртуальную установку к исследованиям.

Восстановить настройки стенда, использовавшиеся в начале предыдущего пункта исследований (частота дискретизации — 8 кГц, сигнал из табл. 45 сформирован пятью первыми по счёту импульсами). Воспроизвести осциллограмму синтезированного  $LC$ -фильтром непрерывного сигнала по пяти дискретным отсчётам при частоте следования отсчетов 8 кГц.

Увеличить число формирующих сигнал отсчётов (за счёт использования всё большего числа задающих источников лабораторного стенда) до  $N = 9$ , одновременно увеличить частоту следования отсчётных импульсов до значения  $F = 16$  кГц, тем самым добиться уменьшения временного интервала между отсчётами сигнала в два раза, сохранив таким образом без изменения общую длительность формируемого дискретизированного сигнала. Зафиксировать осциллограмму сигнала, наблюдаемого на выходе  $LC$ -фильтра. Сравнить её с исходной. Сделать выводы. Получить амплитудный спектр дискретизированного сигнала и объяснить его изменения по сравнению с предыдущей ситуацией.

Увеличить число формирующих сигнал дискретных отсчётов до  $N = 17$ , параллельно увеличить частоту следования отсчетов до  $F = 32$  кГц, т.е. обеспечить уменьшение интервала дискретизации при сохранении исходной длительности сигнала. Зафиксировать спектр амплитуд дискретизированного сигнала и осциллограмму сигнала на выходе восстанавливающего  $LC$ -фильтра.

На основе полученных осциллограмм оценить степень улучшения формы восстанавливаемого сигнала при увеличении числа отсчётов, но сохранении длительности сигнала.

Сопоставить результаты данного пункта исследований с результатами предыдущего. Сделать вывод о том, что же выгоднее для заметного улучшения формы восстанавливаемого сигнала: увеличивать число отсчётов в сигнале за счёт повышения частоты дискретизации или за счёт увеличения длительности сигнала. Аргументировать выводы с частотных позиций.

#### **12.4.4. Исследование влияния длительности отсчётов на качество восстановления сигнала**

Восстановить настройки стенда, использовавшиеся в начале предыдущего пункта исследований. Воспроизвести осциллограмму синтезированного  $LC$ -

фильтром непрерывного сигнала по пяти дискретным отсчётам при частоте следования отсчётов  $F = 8$  кГц. Убедиться в том, что качество восстановленного сигнала вполне удовлетворительное. Зарисовать осциллограмму выходного сигнала фильтра. Увеличить длительность отсчётных импульсов с 4 до 99 % от величины интервала дискретизации (параметр «Duty cycle» на панели «Function Generator»). Зарисовать осциллограмму восстановленного сигнала. Сопоставить её с предыдущей. Сделать вывод.

Установить длительность отсчётных импульсов, равной 4 % от величины интервала дискретизации, а частоту дискретизации — 4 кГц. Зарисовать осциллограмму сигнала, восстановленного фильтром. Получить амплитудный спектр сигнала на входе фильтра. Объяснить причину неудовлетворительного качества восстановления.

Увеличить длительность отсчётных импульсов до 99 % от величины интервала дискретизации. Зарисовать осциллограмму восстановленного фильтром сигнала. Сопоставить её с предыдущей. Получить амплитудный спектр дискретизированного сигнала на входе фильтра, сравнить его со случаем импульсов малой длительности. Объяснить причину улучшения качества восстановления сигнала.

Повторить исследования для случая восстановления сигнала по девяти отсчётам при тех же значениях частоты  $F$  и разной длительности отсчётных импульсов.

Сделать вывод о влиянии длительности отсчётных импульсов на качество восстанавливаемого сигнала при разных значениях частоты дискретизации сигнала.

### **Контрольные вопросы к защите работы**

1. Что представляет собой дискретизированный сигнал? Почему каждый отсчёт идеализированного дискретизированного сигнала взвешен с дельта-функцией? Как выглядит спектр дискретизированного сигнала? Чем он отличается от спектра исходного непрерывного сигнала?

2. Сформулировать теорему Котельникова применительно к дискретизации и восстановлению видеосигналов? Почему частоту дискретизации сигнала следует выбирать по теореме Котельникова? Ответ аргументировать с частотных позиций. Чем следует восстанавливать непрерывный видеосигнал? Каковы должны быть характеристики такого устройства?

3. Почему при практическом использовании теоремы Котельникова возникают погрешности? Указать все возможные причины погрешностей, охарактеризовать каждую в отдельности. Указать способы уменьшения этих погрешностей. Ответ аргументировать с частотных позиций.

4. Почему с увеличением длительности дискретизированного сигнала при неизменной частоте дискретизации и правильном выборе частоты среза восстанавливающего фильтра погрешность восстановления уменьшается? Как это согласуется с данными, полученными в лабораторной работе?

5. Почему при фиксированной частоте среза восстанавливающего фильтра и неизменном количестве отсчётов в составе дискретизированного сигнала увеличение частоты следования отсчётов может приводить сначала к уменьшению погрешности восстановления, а затем к её росту?

6. Чем отличаются спектры идеализированного и реального (с конечной длительностью отсчётов) дискретизированных сигналов? Как влияет конечная длительность отсчётных импульсов на погрешность восстановления непрерывного сигнала? При каких условиях увеличение длительности отсчётов приводит к улучшению качества восстановления, при каких — к снижению?

7. Изобразить спектры двух дискретизированных сигналов, характеризующихся одинаковой формой исходных непрерывных сигналов, равной длительностью, но существенно отличающимися интервалами между отсчётами. Для какого из этих сигналов качество восстановления будет выше, если их подать на одинаковый восстанавливающий фильтр?

8. Можно ли с помощью реального фильтра восстановить абсолютно точно (без какой-либо погрешности) непрерывный сигнал, уменьшая сколь угодно интервал между отсчётами дискретизированного сигнала? Увеличивая сколь угодно его длительность?

9. При заданных параметрах восстанавливающего фильтра требуется повысить точность восстановления сигнала. Что разумнее сделать: уменьшить интервал между отсчётами, сохранив длительность сигнала, или увеличить длительность при неизменной частоте отсчётов?

**Литература:** [1, с. 188-202],  
[2, с. 87-97],  
[3, с. 122-126; 382-388].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 13

### ВРЕМЕННЫЕ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

#### 13.1. Цель работы

**Цель работы** — продемонстрировать возможность получения разнообразных по форме временных и частотных характеристик цифрового фильтра за счёт изменения весовых коэффициентов в его схеме.

#### 13.2. Краткие теоретические сведения

Дискретным фильтром называют линейное устройство, предназначенное для обработки дискретных сигналов (последовательностей дискретных отсчётов), функционирующее в соответствии с правилом

$$s_2(k) = \sum_{r=0}^R a_r \cdot s_1(k-r) + \sum_{m=1}^M b_m \cdot s_2(k-m) \quad (95)$$

где  $s_1(k)$  — отсчёты входного,  $s_2(k)$  — отсчёты выходного сигнала, а константы  $a_r$  и  $b_m$  — коэффициенты прямой и обратной передачи сигнала в ветвях фильтра, часто называемые весовыми коэффициентами фильтра. Индексы  $r$  и  $m$  в обозначении весовых коэффициентов определяют число тактов, на которое задерживаются отсчёты соответственно входного и выходного сигналов до воздействия на данную ветвь.

Графически такое устройство принято отображать структурной схемой, показанной на рис. 84, где треугольниками обозначены масштабирующие устройства (умножители), изменяющие значения отсчётов в  $a_r$  или  $b_m$  раз, функциональные блоки с пометкой « $T$ » — устройства задержки (памяти) сигналов на один такт, а элемент со значком «+» — многовходовой сумматор. При ненулевых весовых коэффициентах ( $b_m$ ) в ветвях обратной связи дискретный фильтр является рекурсивным, в случае отсутствия обратных связей ( $b_m = 0$  для любых  $m$ ) — нерекурсивным (трансверсальным).

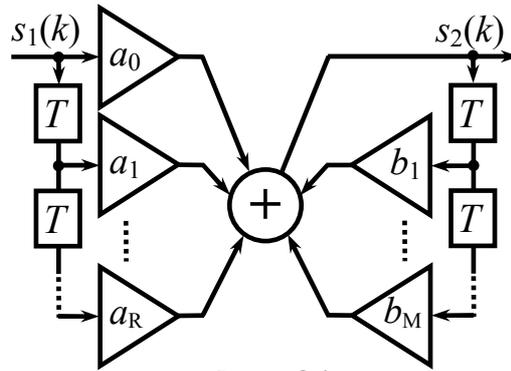


Рис. 84

В отличие от дискретного фильтра в цифровом фильтре (ЦФ) производится нелинейная операция — квантование отсчётов по уровню — и дальнейшей обработке подвергаются числа в двоичном коде, соответствующие номерам уровней квантования, до которых округлены отсчёты сигнала. Если полагать, что число уровней квантования велико, то есть нелинейностью можно пренебречь, и не обращать внимания на то, в какой системе счисления выполняется обработка отсчётов сигнала в фильтре, то алгоритмы работы дискретного и цифрового фильтра будут идентичными. Таким образом, схема, приведённая на рис. 84, описывает структурную схему реализации цифрового фильтра.

Как уравнение (95), так и структурная схема на рис. 84, однозначно определяют свойства цифрового (дискретного) фильтра, однако более универсальными способами описания фильтра являются его импульсная и частотная характеристики.

Импульсной характеристикой цифрового фильтра называют безразмерную последовательность чисел  $\hat{g}(r)$ , соответствующую реакции этого фильтра на единичный отсчёт, воздействующий на вход фильтра в начальный момент времени. Рекурсивный фильтр обладает бесконечной импульсной характеристикой, которая является сложной линейной функцией коэффициентов  $a_r$  и  $b_m$ . Импульсная характеристика нерекурсивного фильтра всегда конечна и совпадает с числовыми значениями его весовых коэффициентов  $a_r$ .

Из линейности фильтра следует, что его реакция на произвольную входную последовательность отсчётов  $s_1(k)$  равна

$$s_2(k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} s_1(k-r) \cdot \hat{g}(r). \quad (96)$$

Выражение (96) является дискретным аналогом интеграла свёртки, используемого для анализа аналоговых цепей, и называется дискретной свёрткой функций  $\hat{g}(r)$  и  $s_1(k)$ .

Из принципа причинности, утверждающего, что реакция не может опережать воздействие, следует, что импульсная характеристика любого реализуемо-

го фильтра удовлетворяет соотношению  $\hat{g}(r) \equiv 0$  при  $r < 0$ , поэтому при расчёте реакции на сигнал  $s_1(k)$  реального фильтра в (96) можно ограничиться лишь неотрицательными индексами суммирования.

Комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра представляет собой комплексное число, модуль которого определяет, во сколько раз после прохождения через фильтр увеличивается амплитуда гармонического колебания, а аргумент — какое приращение получает начальная фаза колебания. Можно показать, что с импульсной характеристикой и весовыми коэффициентами ветвей фильтра его комплексный коэффициент передачи связан соотношением

$$\dot{K}_T(\omega) = \sum_{r=0}^{\infty} \hat{g}(r) \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot r \cdot T) = \frac{\sum_{r=0}^R a_r \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot r \cdot T)}{1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot m \cdot T)} \quad (97)$$

Анализ и синтез цифровых фильтров производятся, как правило, с использованием  $z$ -преобразования.  $Z$ -образом дискретного сигнала  $s(k)$  называют комплексную переменную  $S(z)$ , связанную с  $s(k)$  прямым  $z$ -преобразованием:

$$S(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} s(k) \cdot z^{-k}. \quad (98)$$

Отношение  $z$ -образа выходного сигнала фильтра к  $z$ -образу входного называют системной функцией цифрового фильтра:

$$H(z) = \frac{S_2(z)}{S_1(z)}. \quad (99)$$

Соотношение (99) положено в основу методики анализа цифровых фильтров (например, при аналитическом расчёте выходного сигнала по заданному входному и схеме фильтра). Можно показать, что системная функция фильтра однозначно связана не только с его комплексным коэффициентом передачи

$$H(z) = \dot{K}_T(\omega) \Big|_{\exp(j \cdot \omega \cdot T) = z} = \frac{\sum_{r=0}^R a_r \cdot z^{-r}}{1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot z^{-m}}, \quad (100)$$

но и с импульсной характеристикой:

$$H(z) = \sum_{r=0}^{\infty} \hat{g}(r) \cdot z^{-r}. \quad (101)$$

Соотношение (101), показывающее, что системная функция фильтра есть  $z$ -образ его импульсной характеристики  $\hat{g}(r)$ , используют для синтеза цифровых фильтров (метод инвариантной импульсной характеристики).

Если в структурной схеме цифрового фильтра, показанной на рис. 84, устройства задержки (памяти) использовать для одновременной передачи сигналов, как по прямым, так и обратным ветвям, то общее число элементов памяти « $T$ » можно снизить практически вдвое. Однако при этом необходимо будет использовать уже два сумматора. Такая модифицированная структурная схема цифрового фильтра называется в литературе канонической (рис. 85).

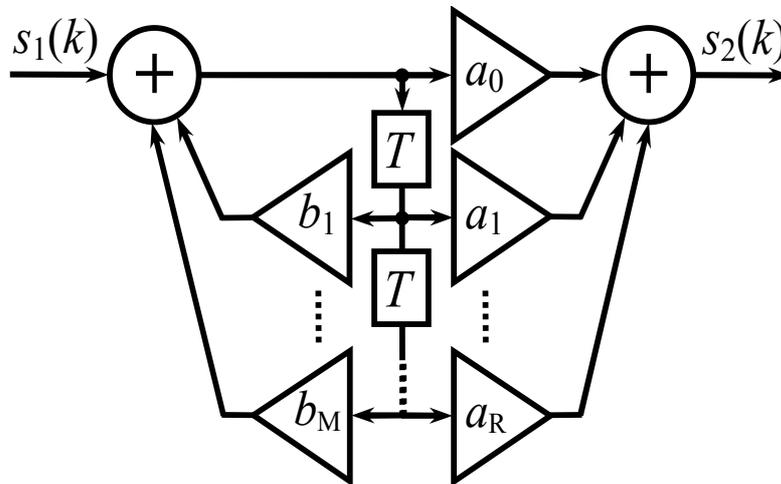


Рис. 85

### 13.3. Подготовительное (расчётное) задание

**13.3.1.** Изобразить схему рекурсивного цифрового фильтра первого порядка. Применительно к заданному в табл. 47 значению коэффициента  $b_1$  и интервалу дискретизации  $T = 2$  мс рассчитать (см. материал п. 13.4) и изобразить в масштабе нормированную импульсную характеристику фильтра  $\hat{g}(r)$ . Коэффициент  $a_0$  принять равным единице.

Рассчитать постоянную времени  $\tau_{\Phi}$  аналогового фильтра-прототипа и его полосу пропускания  $\Pi_{\Phi}$ .

Рассчитать в пределах от 0 до  $4 \cdot \Pi_{\Phi}$  и построить на одном графике амплитудно-частотные характеристики цифрового фильтра  $KT(f)$  и его аналогового прототипа  $K(f)$ .

Таблица 47

Вар-т	$b_1$	$f_P$	$Q$	$A$	$a_1$	$a_2$	$a_3$
1, 16	0.81	100	20	2.0	$1-\sqrt{3}$	$+a_1$	+1
2, 17	0.82	95	19	1.9	$1-\sqrt{2}$	$+a_1$	+1
3, 18	0.83	90	18	1.8	0	$+a_1$	+1
4, 19	0.84	85	17	1.7	1	$+a_1$	+1
5, 20	0.85	80	16	1.6	0	$+a_1$	+1
6, 21	0.86	75	15	1.5	$1-\sqrt{2}$	$+a_1$	+1
7, 22	0.87	70	14	1.4	$1-\sqrt{3}$	$+a_1$	+1
8, 23	0.88	65	13	1.3	-1	$+a_1$	+1
9, 24	0.89	60	12	1.2	-1	$-a_1$	-1
10, 25	0.90	50	13	1.3	-2	$-a_1$	-1
11, 26	0.91	60	15	1.4	$-1-\sqrt{2}$	$-a_1$	-1
12, 27	0.92	70	18	1.5	$-1-\sqrt{3}$	$-a_1$	-1
13, 28	0.93	80	20	1.6	-3	$-a_1$	-1
14, 29	0.94	90	23	1.8	$-1-\sqrt{3}$	$-a_1$	-1
15, 30	0.95	100	25	2.0	$-1-\sqrt{2}$	$-a_1$	-1

**13.3.2.** Изобразить схему рекурсивного цифрового фильтра, имитирующего простой колебательный контур. По заданным в табл. 47 значениям резонансной частоты  $f_P$  и добротности  $Q$  аналогового контура-прототипа рассчитать применительно к частоте дискретизации  $F = 500$  Гц коэффициенты  $a_1$ ,  $b_1$  и  $b_2$  цифрового фильтра, обладающего теми же резонансной частотой и полосой пропускания, что и контур-прототип. Рассчитать и изобразить АЧХ аналогового контура-прототипа.

**13.3.3.** Изобразить схему рекурсивного цифрового фильтра, имитирующего систему связанных резонансных контуров. По заданным значениям резонансной частоты  $f_P$ , добротности  $Q$  и фактору связи  $A$  аналогового фильтра-прототипа (табл. 47) рассчитать его полосу пропускания  $P_f$ . Применительно к интервалу дискретизации  $T = 2$  мс рассчитать коэффициенты  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  и  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$  цифрового фильтра, обладающего такими же параметрами, что и прототип. Дополнительно рассчитать коэффициенты  $b_1$ ,  $b_2$  и  $b_3$  применительно к фактору связи, увеличенному вдвое.

**13.3.4.** Изобразить схему нерекурсивного цифрового фильтра третьего порядка. По заданным в табл. 47 значениям коэффициентов  $a_1$ ,  $a_2$  и  $a_3$  (коэффициент  $a_0$  равен единице) рассчитать применительно к интервалу дискретизации  $T = 2$  мс и начертить в масштабе нормированную импульсную характеристику цифрового фильтра  $\hat{g}(r)$ . Рассчитать частоты  $f_0$ , на которых АЧХ фильтра оказывается равной нулю.

### 13.4. Указания к выполнению расчётного задания

Системная функция цифрового фильтра, представленного на рис. 85 канонической схемой, содержащей четыре прямых и четыре обратных ветвей, определяется выражением

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3}}{1 - b_1 \cdot z^{-1} - b_2 \cdot z^{-2} - b_3 \cdot z^{-3} - b_4 \cdot z^{-4}}, \quad (102)$$

где  $a_r$  и  $b_m$  — весовые коэффициенты (правой и соответственно левой части схемы). При  $a_0 = 1$ ,  $a_r = 0$  ( $r \geq 1$ ) и  $b_m = 0$  ( $m \geq 2$ ) фильтр обращается в рекурсивный первого порядка с нормированной импульсной характеристикой

$$\hat{g}(r) = \begin{cases} b_1^r & \text{при } r \geq 0, \\ 0 & \text{при } r < 0, \end{cases} \quad (103)$$

и с амплитудно-частотной характеристикой

$$K_T(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2b_1 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot T) + b_1^2}}, \quad (104)$$

где  $T$  — тактовый интервал цифрового фильтра. Аналоговым прототипом подобного фильтра при  $b_1 = \exp(-T/\tau_\Phi)$  является интегрирующая  $RC$ -цепь с нормированной импульсной характеристикой  $\hat{g}(t) = \exp(-t/\tau_\Phi)$  и АЧХ, определяемой формулой  $K(f) = 1/[1 + (2\pi \cdot f \cdot \tau_\Phi)^2]^{1/2}$ , где символом  $\tau_\Phi$  обозначена постоянная времени  $RC$ -цепи. Расчёт фильтра-прототипа сводится, таким образом, к определению по заданному коэффициенту  $b_1$  постоянной времени  $\tau_\Phi$  аналоговой  $RC$ -цепи.

При нулевых коэффициентах  $a_2 = a_3 = a_4 = b_3 = b_4 = 0$  системной функции (102) цифровой фильтр обращается в рекурсивный второго порядка. Если установить следующие значения весовых коэффициентов фильтра

$$a_0 = 1, a_1 = -e^{-\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T), b_1 = 2 \cdot e^{-\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T), b_2 = -e^{-2\alpha T}, \quad (105)$$

то выражение для его нормированной импульсной характеристики приобретает вид

$$\hat{g}(r) = \begin{cases} e^{-r\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot r \cdot T) & \text{при } r \geq 0, \\ 0 & \text{при } r < 0. \end{cases} \quad (106)$$

Аналоговым прототипом фильтра с такой импульсной характеристикой является колебательный контур (последовательный, если речь идет о токе в контуре, и параллельный, если имеется в виду напряжение на контуре), обладающий резонансной частотой  $f_p$  и добротностью  $Q = \pi \cdot f_p / \alpha$ . Действительно, нормированная импульсная характеристика тока в последовательном колебательном контуре (напряжения в параллельном контуре) описывается, как известно, формулой  $\hat{g}(t) = e^{-\alpha t} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$  (сопоставьте с формулой (106)). АЧХ колебательного контура рассчитывается в окрестности резонансной частоты по следующему выражению:  $K(f) = Q / [1 + (2Q \cdot \Delta f / f_p)^2]^{1/2}$ .

Расчётное выражение частотной характеристики любого цифрового фильтра  $K_T(f)$  можно получить из системной функции  $H(z)$ , если применить подстановку  $z = \exp(j2\pi \cdot f \cdot T)$  и вычислить модуль полученного комплекснозначного выражения:

$$K_T(f) = \sqrt{\frac{[a_0 + \sum_{r=1}^R a_r \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot r \cdot T)]^2 + [\sum_{r=1}^R a_r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot r \cdot T)]^2}{[1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot m \cdot T)]^2 + [\sum_{m=1}^M b_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot m \cdot T)]^2}}. \quad (107)$$

Рекурсивный фильтр четвёртого порядка может при определенных значениях коэффициентов  $a_r$  и  $b_m$  имитировать систему связанных резонансных контуров. Аналоговая система двух одинаковых контуров с резонансными частотами  $f_p$ , добротностями  $Q$  и фактором связи  $A$  характеризуется нормированной импульсной характеристикой тока во втором контуре

$$\hat{g}(t) = e^{-\alpha t} \cdot \sin(\alpha \cdot A \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_p \cdot t), \text{ где } \alpha = \pi \cdot f_p / Q, \quad (108)$$

и двугорбой АЧХ (при факторе связи  $A \geq 1$ ), обладающей полосой пропускания  $P_f = f_p \cdot [A^2 + 2A + 1]^{1/2} / Q$ . Заменяв в приведённой выше формуле (108) текущее время  $t$  на отсчётные моменты времени  $r \cdot T$ , нетрудно получить выражение им-

пульсной характеристики цифрового фильтра четвертого порядка  $\hat{g}(r)$ . Если же к этому выражению применить  $z$ -преобразование, то можно прийти к представленным ниже соотношениям, определяющим весовые коэффициенты  $a_r$  и  $b_m$  цифрового полосового фильтра четвертого порядка:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0; a_1 = e^{-\alpha \cdot T} \cdot \sin(\alpha \cdot A \cdot T) \cdot \sin(2\pi \cdot f_p \cdot T); a_2 = 0; a_3 = -a_1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T}; \\ b_1 &= 4 \cdot e^{-\alpha \cdot T} \cdot \cos(\alpha \cdot A \cdot T) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T); b_3 = b_1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T}; \\ b_2 &= -2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T} \cdot [1 + \cos(2\alpha \cdot A \cdot T) + \cos(4\pi \cdot f_p \cdot T)]; b_4 = -e^{-4 \cdot \alpha \cdot T}. \end{aligned} \quad (109)$$

Выражения для АЧХ нерекурсивного фильтра третьего порядка при  $a_0 = 1$ ,  $a_3 = 1$  и  $a_2 = a_1$  (все коэффициенты  $b_m$  равны нулю), а также при  $a_0 = 1$ ,  $a_3 = -1$  и  $a_2 = -a_1$  могут быть преобразованы от общего вида (107) к следующему конкретному:

$$K_T(f) = \begin{cases} 4 \cdot |\cos(\pi \cdot f \cdot T)| \cdot |\cos(2\pi \cdot f \cdot T) + (a_1 - 1)/2| & \text{в 1-ом случае,} \\ 4 \cdot |\sin(\pi \cdot f \cdot T)| \cdot |\cos(2\pi \cdot f \cdot T) + (a_1 + 1)/2| & \text{во 2-ом случае.} \end{cases} \quad (110)$$

Из выражения (110) несложно определить частоты  $f_0$ , на которых АЧХ нерекурсивного фильтра обращается в ноль. Отсчёты импульсной характеристики нерекурсивного цифрового фильтра совпадают по количеству и числовым значениям с весовыми коэффициентами  $a_r$  фильтра.

### 13.5. Описание виртуального стенда

Работа выполняется с использованием схемного файла «Digital filters.ewb», рабочее поле которого показано на рис. 86.

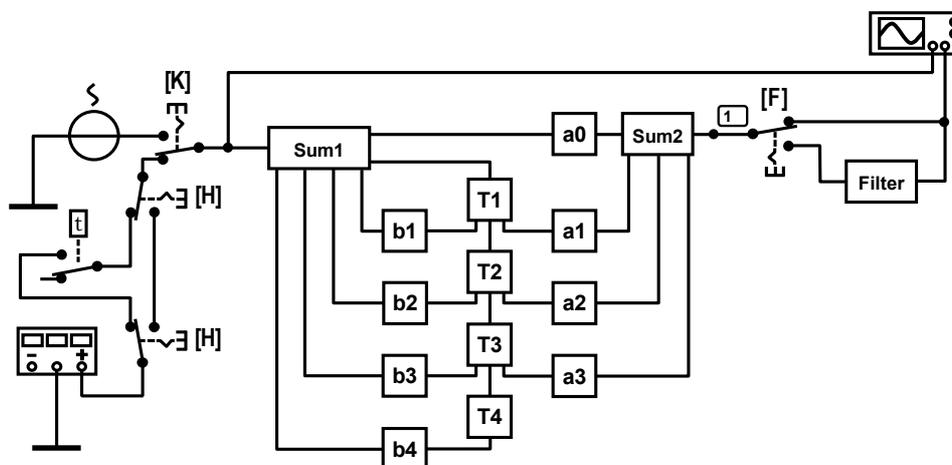


Рис. 86

Фильтр реализован канонической схемой, в которой субблоки « $a_0$ »...« $a_3$ », « $b_1$ »...« $b_4$ » имитируют масштабирующие звенья (умножители), субблоки « $T_1$ »...« $T_4$ » — устройства задержки, а субблоки «Sum1», «Sum2» — многовходовые сумматоры.

Чтобы установить требуемое значение весового коэффициента, следует произвести двойной щелчок левой кнопки мыши по одноименному субблоку. В появившемся окне активировать меню «... Properties» двойным кликом мыши по иконке масштабирующего звена; изменить установленное по умолчанию усиление (Gain); закрыть окно субблока.

Требуемое время задержки отсчётов сигнала в элементах памяти « $T_1$ »...« $T_4$ » установлено по умолчанию (2 мс) и изменения не требует.

Ко входу фильтра в зависимости от положения переключателя «К» коммутируется либо источник гармонического напряжения (верхнее положение), либо генератор дискретных отсчётов единичной амплитуды. Если положение переключателя «Н» соответствует показанному на рис. 86, на вход фильтра поступает одиночный отсчёт (для снятия импульсной характеристики). При переводе переключателя «Н» в правое положение ко входу фильтра подводится периодическая последовательность отсчётов, следующих друг за другом с частотой 500 Гц (изменять её настоятельно не рекомендуется, поскольку этому значению соответствует задержка в элементах памяти).

Для наблюдения на выходе фильтра аналогового сигнала, а также снятия «вручную» частотных характеристик имеется возможность подключить на выходе (клавишей «F») восстанавливающий ФНЧ шестого порядка (субблок «Filter») с частотой среза АЧХ, равной 125 Гц.

Наблюдение сигналов на входе и выходе фильтра производится с помощью осциллографа (черным воспроизводится осциллограмма входного сигнала, красным — выходного). Анализ частотных характеристик можно производить автоматизировано активацией команды «AC Frequency...» меню «Analysis». Заметим, что поскольку частотные характеристики цифровых фильтров периодичны с периодом, равным тактовой частоте (в нашем случае 500 Гц), то в большинстве случаев достаточно снять частотные характеристики на интервале частот от нуля до частоты Найквиста, равной половине тактовой частоты (250 Гц).

## **13.6. Задания и указания к их выполнению**

### **13.6.1. Исследование импульсной и частотной характеристик рекурсивного фильтра первого порядка**

Подготовить виртуальный стенд к исследованиям.

Загрузить файл «Digital filters.ewb». Проверить положение ключей: «К» должен быть установлен в нижнее положение, «Н» — в левое положение, «F»

— в верхнее положение. Проверить параметры сигнала на входе цифрового фильтра (панель Function Generator): Frequency = 500 Hz, Duty cycle = 4%, Amplitude = 0.5 V, Offset = 0.5 V. При таких установках на вход фильтра поступает одиночный единичный отсчёт.

Установить единичное значение коэффициента  $a_0$  ( $a_0 = 1$ ; дальнейшее изменение  $a_0$  предусмотрено лишь в третьем пункте). Установить значение весового коэффициента  $b_1$  точно в соответствии с табл. 47.

Снять импульсную характеристику фильтра.

Произвести моделирование. Получить осциллограмму импульсной характеристики цифрового фильтра и нанести её изображение в масштабе на рисунок, полученный при выполнении п. 13.3.1 расчётного задания.

Пропустив сигнал, снимаемый с выхода цифрового фильтра, через восстанавливающий фильтр нижних частот, получить осциллограмму сглаженной импульсной характеристики, зарисовать её в масштабе и сравнить её с импульсной характеристикой аналогового фильтра-прототипа. По осциллограмме оценить постоянную времени фильтра (интервал времени, по истечении которого характеристика затухает в  $e$  раз по отношению к максимальному значению), сравнить с расчётным значением. Сделать выводы.

Снять амплитудно-частотную характеристику фильтра.

Предполагается, что измерение АЧХ фильтра в рамках данного пункта будет производиться «вручную», без использования команды «AC Frequency...» меню «Analysis».

Для измерения следует подключить ко входу цифрового фильтра источник гармонического напряжения («K» — в верхнее положение), установить амплитуду его колебаний, равной 1 В (Voltage = 0.707 V), далее по стандартной методике изменять частоту колебаний (Frequency) и фиксировать с помощью осциллографа амплитуду выходного колебания. Однако измерение частотных характеристик цифрового фильтра сопряжено с необходимостью учёта того, что цифровой фильтр является устройством параметрическим. Он вызывает появление на выходе новых спектральных составляющих, и потому требует для снятия частотной характеристики наличия на выходе фильтра нижних частот. Поэтому при измерении АЧХ следует предварительно подключить к выходу ЦФ восстанавливающий ФНЧ («F» — в нижнее положение). В пределах полосы прозрачности этого ФНЧ (от нуля до 125 Гц) и следует снимать АЧХ изучаемой модификации цифрового фильтра. Для снятия АЧХ в более высокочастотной области следовало бы иметь перестраиваемый по частоте аналоговый полосно-пропускающий фильтр.

Итак, в пределах частотного интервала от 10 до 125 Гц произвести не менее 10-ти измерений, построить график экспериментальной АЧХ рекурсивного

фильтра первого порядка и сопоставить её с расчётной кривой. Оценить полосу пропускания цифрового фильтра по экспериментально полученной АЧХ и сравнить её значение с расчётным. Сделать выводы.

Оценить возможность регулирования импульсной и частотной характеристик цифрового фильтра коэффициентом  $b_1$ .

Вернуться к исходным настройкам установки. Изменить значение коэффициента  $b_1$  (сначала в сторону увеличения, а затем уменьшения) в пределах  $\pm 10\%$  и вновь снять импульсную и частотную характеристики фильтра. Для снятия АЧХ фильтра задействовать команду «АС Frequency...» меню «Analysis» (Nodes for analysis = 1). Сделать вывод о влиянии величины коэффициента  $b_1$  на характеристики фильтра.

### 13.6.2. Исследование характеристик цифрового полосно-пропускающего фильтра второго порядка

Применительно к рассчитанным в домашнем задании значениям коэффициентов  $a_1$ ,  $b_1$  и  $b_2$  получить импульсную характеристику цифрового фильтра, сглаженную восстанавливающим ФНЧ. График импульсной характеристики занести в отчёт. По импульсной характеристике оценить добротность  $Q'$  реализованного фильтра. Для этого измерить спустя 2-3 периода амплитудные значения соседних пиков колебания  $u_{\max 1}$  и  $u_{\max 2}$  и найти отношение большего пика к меньшему (декремент затухания)  $\Delta = u_{\max 1}/u_{\max 2}$ , а затем произвести оценку по формуле:  $Q' = \pi/\ln(\Delta)$ . Сравнить полученную оценку с исходным значением добротности (табл. 47).

Снять амплитудно-частотную характеристику цифрового полосно-пропускающего фильтра. Начертить её график в отчёте. Сопоставить с расчётной АЧХ аналогового фильтра-прототипа. Определить экспериментальные значения резонансной частоты  $f'_p$  фильтра и его полосы пропускания  $P'_f$  и сравнить  $f'_p$  с исходным значением, заданным в табл. 47, а оценку  $P'_f$  — со значением, рассчитанным в п. 13.3.2. Сделать выводы.

Оценить возможность регулирования частотной и импульсной характеристик фильтра-контура коэффициентами  $a_1$ ,  $b_1$  и  $b_2$ . Убедиться, что изменение коэффициента  $a_1$  мало сказывается на значениях резонансной частоты и полосы пропускания фильтра, поэтому приближённо можно положить  $a_1 = -1$ . Установить значения коэффициентов  $a_1 = -1$ ,  $b_1$  и  $b_2$  соответственно рассчитанным в подготовительном задании и зафиксировать значения резонансной частоты фильтра  $f'_p$  и его полосы пропускания  $P'_f$ . Затем изменить коэффициент  $b_1$  в пределах  $\pm 70\%$  и вновь измерить величины  $f'_p$  и  $P'_f$ . Восстановить значение коэффициента  $b_1$  и, изменив ориентировочно на  $\pm 5\%$  коэффициент  $b_2$ , вновь измерить величины  $f'_p$  и  $P'_f$ .

По полученным данным оценить влияние коэффициентов  $b_1$  и  $b_2$  на параметры цифрового полосно-пропускающего фильтра. Сделать выводы.

### 13.6.3. Исследование импульсной и частотной характеристик цифрового полосно-пропускающего фильтра четвёртого порядка

Применительно к значениям коэффициентов  $a_0 \dots a_3$  и  $b_1 \dots b_4$ , рассчитанным в п. 13.3.3 подготовительного задания, получить осциллограмму дискретизированной импульсной характеристики цифрового фильтра четвертого порядка, а также характеристики, сглаженной восстанавливающим фильтром. Изобразить их в отчёте.

Снять амплитудно-частотную характеристику цифрового полосно-пропускающего фильтра. Начертить её график. По величине провала частотной характеристики на резонансной частоте определить фактор связи:  $A' = K_{\max} / K_p + \sqrt{(K_{\max} / K_p)^2 - 1}$ , где  $K_p$  — значение АЧХ на резонансной частоте,  $K_{\max}$  — среднее значение максимумов АЧХ. Экспериментально оценить полосу пропускания фильтра. Сопоставить экспериментальные результаты с расчётными данными.

Оценить влияние коэффициентов  $b_1$ ,  $b_2$  и  $b_3$  на фактор связи цифрового полосно-пропускающего фильтра. Для этого установить значения коэффициентов, рассчитанные в п. 13.3.3, применительно к вдвое увеличенному фактору связи и по частотной характеристике оценить новое значение фактора связи. Сравнить полученные экспериментально результаты с теоретическими. Сделать выводы.

### 13.6.4. Исследование импульсной и частотной характеристик нерекурсивного фильтра третьего порядка

Применительно к значениям коэффициентов  $a_0 = 1$  и  $a_1 \dots a_3$  из табл. 47 получить импульсную характеристику цифрового фильтра. Кривую нанести на рисунок к п. 13.3.4 подготовительного задания. Сделать вывод.

Применительно к тем же значениям весовых коэффициентов снять амплитудно-частотную характеристику цифрового фильтра; отметить частоты  $f_0$ , на которых частотная характеристика фильтра оказывается равной нулю. Экспериментальную АЧХ изобразить в отчёте.

Оценить влияние коэффициентов фильтра на форму импульсной и частотной характеристик. Для этого изменить коэффициенты  $a_1$ ,  $a_2$  и  $a_3$ , взяв из табл. 47 значения, соответствующие соседнему варианту, и вновь снять импульсную и частотную характеристики фильтра. Отметить новые значения частот  $f_0$ , при которых коэффициент передачи фильтра оказывается равным нулю. Полученные характеристики нанести соответственно на рисунки к предыдущим пунктам. Прокомментировать результаты. Сделать выводы.

### Контрольные вопросы к защите работы

1. Какой фильтр называют дискретным? Чем определяется интервал между отсчётами его импульсной характеристики? Какие значения (дискретные или непрерывные) могут принимать отсчёты импульсной характеристики?

2. Начертите функциональную схему дискретного фильтра, объясните принцип его работы. Каким устройством является этот фильтр — линейным, нелинейным или параметрическим? Как это установить экспериментально?

3. Ответьте на вопрос 1 применительно к цифровому фильтру.

4. Ответьте на вопрос 2 применительно к цифровому фильтру.

5. Дайте определение амплитудно-частотной характеристики дискретного фильтра. Каким в этом определении считаются входное и выходное гармонические колебания — непрерывными или дискретизированными? Если дискретизированными, то что понимают под амплитудой этих колебаний? Частотой?

6. Предложите методику экспериментального измерения АЧХ дискретного фильтра. Надо ли при снятии частотной характеристики использовать восстанавливающий фильтр? Если да, то какой это должен быть фильтр — нижних частот или полосовой? С какой полосой пропускания? С какой средней частотой? Должен ли этот фильтр быть перестраиваемым по частоте? Можно ли при снятии частотной характеристики дискретного фильтра обойтись без фильтра?

7. Как можно экспериментально убедиться, что АЧХ дискретного фильтра периодическая? Какое для этого колебание следует подавать на вход фильтра — дискретизированное или непрерывное? Какой формы? Какой частоты?

8. Что понимают под частотной характеристикой цифрового фильтра? Как можно её снять экспериментально? Ответьте на вопрос 6 применительно к цифровому фильтру.

9. Ответьте на вопрос 7 применительно к цифровому фильтру.

10. Оцените влияние коэффициента  $b_1$  рекурсивного цифрового фильтра первого порядка на импульсную и частотную характеристики фильтра. Установите количественную связь этого коэффициента с полосой пропускания фильтра в рабочем диапазоне частот.

11. Можно ли дискретный рекурсивный фильтр первого порядка с коэффициентом  $b_1$ , близким к единице, использовать как узкополосный колебательный контур с резонансной частотой  $f_k = k/T$ ? Можно ли для той же цели применить аналогичный цифровой фильтр?

12. Как экспериментально можно оценить добротность и резонансную частоту цифрового резонансного контура по его частотной характеристике? Как определить те же свойства по сглаженной импульсной характеристике?

13. Какими коэффициентами цифрового фильтра разумнее регулировать добротность и резонансную частоту цифрового контура? Установите количественную связь между этими коэффициентами и регулируемыми параметрами.

14. Определите координаты нулей системной функции  $H(z)$  исследуемого в работе нерекурсивного фильтра третьего порядка. Как по этим координатам можно определить частоты, на которых частотная характеристика исследуемого фильтра должна быть равна нулю?

15. Для чего в лабораторной работе используется восстанавливающий фильтр? Можно ли проводить исследование свойств дискретных и цифровых фильтров без восстанавливающего фильтра?

**Литература:** [1, с. 211-227],  
[2, с. 502-531],  
[3, с. 396-413].

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 14

### СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

#### 14.1. Цель работы

**Цель работы** — закрепить теоретические знания об основах синтеза не-рекурсивных цифровых фильтров методами временного окна и частотной выборки, рекурсивных фильтров — методом билинейного  $z$ -преобразования.

#### 14.2. Краткие теоретические сведения

С теоретическими сведениями по теме работы можно ознакомиться в учебных пособиях: [1, с. 228-234]; [2, с. 654-663]; [3, с. 414-419].

#### 14.3. Задания и указания к их выполнению

Работа выполняется индивидуально на персональном компьютере с использованием программного файла «Синтез и исследование нерекурсивных цифровых фильтров. xmscdz», активируемого в системе компьютерной математики MathCAD. Номер варианта (№) совпадает с порядковым номером студента в журнале.

Загрузить программный файл.

В соответствии с номером варианта (№) и таблицей 48 ввести исходные данные для синтеза цифрового фильтра: форму АЧХ (в позицию «Форма»), частоты среза (« $F_C$ ») и дискретизации (« $F_D$ »).

Внести в отчёт график желаемой АЧХ цифрового фильтра, частоту среза фильтра и частоту дискретизации.

Таблица 48

№ вар-та	Форма АЧХ	$F_C$ , кГц	$F_D$ , кГц	№ вар-та	Форма АЧХ	$F_C$ , кГц	$F_D$ , кГц
1	1	1	5	9	1	1	3
2	2	1	4	10	2	3	13
3	3	3	16	11	3	4	20
4	4	4	15	12	4	4	12
5	5	2	9	13	5	2	9
6	6	4	12	14	6	2	6
7	7	2	8	15	7	6	24
8	8	2	10	16	8	6	20

### 14.3.1. Синтез нерекурсивного фильтра методом временного окна

В соответствии с номером варианта (№) и таблицей 49 ввести данные для синтеза фильтра методом временного окна: число отсчётов импульсной характеристики («Число отсчётов импульсной характеристики» =  $N$ ), вид временного окна (в позицию «Окно»), параметр временного окна (« $\beta$ » для окна Кайзера, « $m$ » для окон Хэннинга, Ланцоша). Исходные данные также внести в отчёт.

Таблица 49

№	$N$	Временное окно			№	$N$	Временное окно		
		вид	название	параметр			вид	название	параметр
1	51	2	Хэмминга	—	9	55	3	Блэкмана	—
2	81	3	Блэкмана	—	10	75	4	Ханна	—
3	35	4	Ханна	—	11	41	5	Кайзера	$\beta = 5$
4	45	5	Кайзера	$\beta = 4$	12	51	6	Хэннинга	$m = 2$
5	81	6	Хэннинга	$m = 1$	13	99	7	Бартлетта	—
6	71	7	Бартлетта	—	14	81	8	Ланцоша	$m = 2$
7	75	8	Ланцоша	$m = 1$	15	99	2	Хэмминга	—
8	65	2	Хэмминга	—	16	75	5	Кайзера	$\beta = 5$

Внести в отчёт график временного окна.

Получить и внести в отчёт график импульсной характеристики синтезированного цифрового фильтра. Изобразить в отчёте структурную схему фильтра, отразив на схеме первые семь ветвей с указанием весовых коэффициентов.

Получить и внести в отчёт АЧХ синтезированного фильтра, указать в отчёте погрешности аппроксимации АЧХ на частотах, меньших и больших переходной полосы. Привести максимальный уровень боковых лепестков АЧХ. Учесть, что погрешности и уровень боковых лепестков указаны в дБ со знаком «минус», следовательно, они будут тем меньше, чем больше получаемое значение по модулю.

Заменить временное окно из таблицы 49 на прямоугольное окно («Окно»: = 1). Внести в отчёт графики импульсной характеристики и АЧХ синтезированного цифрового фильтра, значения погрешностей аппроксимации и максимального уровня боковых лепестков. Сравнить полученные результаты с аналогичными для исходного временного окна. Сделать выводы.

Вернуться к заданному в таблице 49 виду окна. Последовательно уменьшая порядок фильтра (число  $N$  отсчётов импульсной характеристики в пределах окна), отыскать такое его значение  $N'$ , при котором погрешность аппроксимации АЧХ вне переходной полосы примерно равна погрешности, обеспечиваемой прямоугольным окном при исходном порядке фильтра  $N$ . Внести величину  $N'$  в отчёт. Для найденного порядка  $N'$  получить и внести в отчёт графики импульсной характеристики и АЧХ цифрового фильтра.

### 14.3.2. Синтез рекурсивного фильтра методом частотной выборки

Указать «Объем выборки» равным заданному в таблице 49 числу  $N$ , определяющему количество отсчетов желаемой комплексной частотной характеристики и порядок фильтра.

Активировать опцию сглаживания АЧХ в переходной полосе частот («Да» = 1). Параметр сглаживания  $\alpha$  установить равным  $0.01 \cdot (N_0 + 6)$ .

Получить и внести в отчет график импульсной характеристики синтезированного цифрового фильтра. Изобразить в отчете структурную схему фильтра, отразив на схеме первые семь ветвей с указанием конкретных весовых коэффициентов.

Получить и внести в отчет АЧХ синтезированного фильтра, указать погрешности аппроксимации АЧХ вне переходной полосы, максимальный уровень боковых лепестков АЧХ. Сравнить полученные результаты с результатами синтеза методом временного окна. Сделать вывод.

Устранить сглаживание АЧХ («Да» = 0). Получить и внести в отчет графики импульсной характеристики и АЧХ синтезированного фильтра, значения погрешностей аппроксимации и максимального уровня боковых лепестков. Сравнить полученные результаты с предыдущими. Сделать вывод.

Загрузить программный файл «Синтез и исследование рекурсивных цифровых фильтров. xmc dz».

В соответствии с номером варианта ( $N_0$ ) и табл. 50 ввести исходные данные, необходимые для синтеза рекурсивного фильтра: тип частотного фильтра (в позицию «Фильтр»), тип аппроксимации АЧХ («ТипАЧХ»), порядок фильтра (« $N$ »), частоты среза АЧХ (« $F_{C1}$ », « $F_{C2}$ »; если вместо числа дан прочерк, следует ввести ноль), частоту дискретизации (« $F_D$ »).

Таблица 50

№ вар-та	Тип фильтра	Тип аппроксимации АЧХ	Порядок фильтра, $N$	Частоты среза АЧХ, кГц		$F_D$ , кГц
				$F_{C1}$	$F_{C2}$	
1	1	1	5	—	1	8
2	2	3	6	4	—	10
3	1	2	7	—	2	12
4	2	4	8	5	—	14
5	1	2	9	—	2	16
6	2	1	8	6	—	18

№ вар-та	Тип фильтра	Тип аппроксимации АЧХ	Порядок фильтра, $N$	Частоты среза АЧХ, кГц		$F_{д}$ , кГц
				$F_{C1}$	$F_{C2}$	
7	1	4	7	—	3	20
8	2	3	6	7	—	22
9	1	4	5	—	2	20
10	2	3	6	7	—	18
11	1	2	7	—	3	16
12	2	1	8	5	—	14
13	1	3	9	—	2	12
14	2	4	8	3	—	10
15	1	1	7	—	1	8
16	2	2	6	2	—	6

Если тип аппроксимации АЧХ — Чебышёва первого рода, следует ввести неравномерность АЧХ в полосе пропускания, равную 0.5 дБ ( $N \leq 8$ ) или 1 дБ ( $N > 8$ ).

Если тип аппроксимации АЧХ — Чебышёва второго рода, следует ввести затухание в полосе заграждения (задержания), равное 20 дБ ( $N \leq 8$ ) или 30 дБ ( $N > 8$ ).

### 14.3.3. Синтез цифрового ФНЧ/ФВЧ методом билинейного $z$ -преобразования

Получить и внести в отчёт АЧХ синтезированного рекурсивного фильтра в линейном масштабе и в децибелах. Измерить и внести в отчёт полосу расфильтровки — интервал частот, в пределах которого АЧХ фильтра меняется от «минус» трёх дБ до «минус» 20 дБ.

Внести в отчёт графики импульсной и переходной характеристик синтезированного цифрового фильтра.

Привести в отчёте структурную схему синтезированного рекурсивного фильтра с указанием всех весовых коэффициентов. Считать, что при аппроксимации АЧХ первого, второго и третьего типов цифровой фильтр реализуется в виде последовательного соединения звеньев второго порядка. При аппроксимации АЧХ четвертого типа фильтр не разбивается на элементарные звенья, а реализуется в виде единого цифрового звена  $N$ -го порядка. Весовые коэффициенты элементарных звеньев или единой цифровой структуры получены в результате синтеза и приводятся (в виде матрицы  $B$ ) в программе.

Пропустить через синтезированный рекурсивный фильтр цифровой гармонический сигнал с частотой, равной заданной частоте среза. По диаграммам

выходного и входного сигналов определить отношение их амплитуд и разность фаз и сравнить со значениями АЧХ и ФЧХ фильтра на частоте среза. Результаты расчётов и диаграммы сигналов внести в отчёт.

Изменить частоту дискретизации  $F_d$  таким образом, чтобы частота среза синтезируемого фильтра составила  $\frac{1}{3}F_d$  (для ФНЧ) или  $\frac{1}{8}F_d$  (для ФВЧ). Внести в отчёт изменённую частоту дискретизации и новые частотные характеристики фильтра. Измерить и внести в отчёт полосу расфильтровки и сравнить её со значением для исходной частоты  $F_d$ . Сделать вывод о трансформации оси частот при билинейном  $z$ -преобразовании.

Привести в отчёте структурную схему синтезированного рекурсивного фильтра с указанием весовых коэффициентов. Сравнить её с исходным вариантом. Сделать вывод.

#### 14.3.4. Синтез цифрового ППФ/ПЗФ

Установить исходное значение частоты дискретизации  $F_d$ . Изменить тип частотного фильтра с ФНЧ на ППФ (полосно-пропускающий фильтр) для нечётных номеров варианта, с ФВЧ на ПЗФ (полосно-заграждающий фильтр) для чётных номеров. Указать частоты среза АЧХ так, чтобы АЧХ располагалась симметрично относительно частоты, равной  $\frac{1}{4}F_d$ , а полоса пропускания ППФ совпала с частотой среза исходного ФНЧ, полоса же заграждения ПЗФ — с разностью между частотой Найквиста ( $\frac{1}{2}F_d$ ) и частотой среза исходного ФВЧ.

Внести указанные параметры фильтра (тип, частоты среза) в отчёт. Получить и внести в отчёт АЧХ синтезированного рекурсивного фильтра в линейном масштабе и в децибелах.

Внести в отчёт график импульсной характеристики синтезированного цифрового фильтра.

Полагая, что фильтр реализован в виде последовательного соединения звеньев четвертого порядка (для АЧХ типов 1-3) или как единая цифровая структура порядка  $2N$  (для АЧХ четвертого типа), весовые коэффициенты которых получены в результате синтеза, привести в отчёте структурную схему рекурсивного фильтра с указанием всех весовых коэффициентов.

#### Контрольные вопросы к защите работы

1. Что является целью и результатом синтеза нерекурсивного цифрового фильтра? рекурсивного цифрового фильтра? В какую форму облечены результаты синтеза нерекурсивного и рекурсивного цифровых фильтров?

2. Изложить методику синтеза нерекурсивного цифрового фильтра методом временного окна?

3. На основании каких исходных данных выполняется расчёт импульсной характеристики нерекурсивного фильтра при синтезе методом временного окна? От чего зависит порядок (длина импульсной характеристики) фильтра?

4. В чём проявляется эффект усечения импульсной характеристики, соответствующей желаемой частотной характеристике цифрового фильтра, при его синтезе методом временного окна? Можно ли улучшить качество аппроксимации АЧХ цифрового фильтра? Если, да, то за счёт чего?

5. Каким образом АЧХ синтезируемого цифрового фильтра связана с частотным спектром временного окна и заданной АЧХ? Как связаны параметры АЧХ синтезированного фильтра с формой и шириной временного окна?

6. Какие исходные данные необходимы для синтеза нерекурсивного цифрового фильтра методом временного окна и как они используются в процессе синтеза? Как зависит порядок цифрового фильтра от требований, предъявляемых к его АЧХ?

7. Каковы типичный вид и частотные параметры временного окна? Какие требования предъявляются к временному окну? К чему приводит уменьшение ширины окна?

8. Чем отличаются друг от друга различные временные окна? Как можно уменьшить затухание в полосе заграждения синтезируемого нерекурсивного цифрового фильтра?

9. Изложить методику синтеза нерекурсивного цифрового фильтра методом частотной выборки?

10. Какие исходные данные необходимы для синтеза нерекурсивного цифрового фильтра методом частотной выборки и как они используются в процессе синтеза? Как зависит порядок цифрового фильтра от требований, предъявляемых к его АЧХ?

11. Что такое ДПФ и обратное ДПФ, и как они используются при синтезе нерекурсивного цифрового фильтра методом частотной выборки?

12. Для чего и как осуществляется дискретизация комплексной частотной характеристики фильтра-прототипа при синтезе цифрового фильтра методом частотной выборки? Что представляет собой обратное ДПФ дискретной частотной характеристики? Что есть ДПФ импульсной характеристики нерекурсивного цифрового фильтра?

13. Чем определяется число точек и шаг дискретизации комплексной частотной характеристики при синтезе нерекурсивного цифрового фильтра методом частотной выборки?

14. Как зависит структурная схема реализации нерекурсивного цифрового фильтра, синтезируемого методом частотной выборки, от требований, предъявляемых к его АЧХ?

15. В чём заключается процедура сглаживания частотной характеристики нерекурсивного цифрового фильтра при его синтезе методом частотной выборки? Какова её технология?

16. Как будут зависеть форма импульсной и частотной характеристик синтезируемого методом частотной выборки нерекурсивного цифрового фильтра от параметра сглаживания?

17. В чём проявляется, на Ваш взгляд, сходство процедур синтеза нерекурсивного цифрового фильтра методами временного окна и частотной выборки?

18. Что такое системная функция цифрового фильтра? Как она связана с комплексным коэффициентом передачи фильтра и его импульсной характеристикой? Как по системной функции получить структурную схему цифрового фильтра?

19. Запишите выражение для системной функции рекурсивного цифрового фильтра. Как, зная полюсы системной функции, выполнить анализ фильтра на устойчивость? представить фильтр в виде последовательного или параллельного соединения элементарных звеньев низшего порядка?

20. Какую характеристику рекурсивного цифрового фильтра можно рассчитать путём последовательного деления полинома числителя системной функции на полином знаменателя с поочерёдным выделением слагаемых. Ответ проиллюстрируйте на конкретном примере.

21. Изложите методику синтеза рекурсивного цифрового фильтра методом инвариантной импульсной характеристики (стандартного  $z$ -преобразования). Каковы ограничения этого метода синтеза на практике?

22. Изложите методику синтеза рекурсивного цифрового фильтра методом инвариантной частотной характеристики (билинейного  $z$ -преобразования). Каковы преимущества и недостатки этого метода синтеза по сравнению с другими?

23. Синтез цифрового ФНЧ выполняется по аналоговому прототипу методом билинейного  $z$ -преобразования. На каких частотах АЧХ цифрового фильтра и аналогового прототипа будут в наибольшей степени совпадать? отличаться? С чем связано подобное явление?

24. Сохраняется ли форма импульсной и фазочастотной характеристик аналогового фильтра-прототипа при синтезе цифрового методом билинейного  $z$ -преобразования?

**Литература:** [1, с. 228-234],  
[2, с. 654-663];  
[3, с. 414-419].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В свете перспектив развития современной радиоэлектроники ведущую роль приобретают теоретический анализ сигналов и качество их обработки, умение находить оптимальные структуры и алгоритмы. В этих условиях особое внимание должно отводиться методам анализа и синтеза с использованием компьютера. Следует практиковать широкое применение компьютеров в учебном процессе и самостоятельной работе студента. При этом важно, чтобы использование компьютерной техники касалось не только выполнения элементарных расчётов, но и в значительной мере затрагивало реализацию алгоритмов анализа и синтеза сигналов, а также функционирования устройств для обработки радиотехнических сигналов. С этой целью следует рекомендовать студентам лабораторные работы на основе имитационного моделирования.

Лабораторные работы, описанные в пособии, при грамотном выполнении призваны углубить знания по всем охватываемым темам, способствовать развитию творческого потенциала, привить навыки исследовательской работы. Кроме того, предлагаемые лабораторные работы должны убедить студента, что преобладающее большинство явлений и принципов, положенных в основу функционирования радиотехнических цепей может быть изучено не только по учебнику, но и исследовано практически в мини-лаборатории, каковой является домашний компьютер с установленным схемотехническим симулятором.

Проектирование цепей в современных условиях производится с использованием разнообразных САПР, поэтому студенту полезно овладеть основами работы в простейших симуляторах. И если в будущем придется работать с другой системой, приобретённые навыки позволят освоить её с меньшими временными затратами.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Иванов, М. Т. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст]: учебник для вузов. Стандарт третьего поколения / М. Т. Иванов, А. Б. Сергиенко, В. Н. Ушаков; под ред. В. Н. Ушакова. – СПб.: Питер, 2014. – 336 с.
2. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст]: учебное пособие для вузов / И. С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
3. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст]: учеб. пособие / С. И. Баскаков. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2003. – 462 с.
4. Андреев, В. С. Теория нелинейных электрических цепей [Текст]: учебное пособие для вузов / В. С. Андреев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.

## МИНИМАЛЬНО НЕОБХОДИМЫЕ ДЛЯ РАБОТЫ СВЕДЕНИЯ О СИМУЛЯТОРЕ

### П.1.1. Интерфейс пользователя

Интерфейс пользователя Electronics Workbench представлен полем меню, двухрядной панелью инструментов и рабочим (схемным) полем. В рабочем поле располагается моделируемая схема цепи с подключенными к ней контрольно-измерительными приборами, панели которых размещаются в свободном месте поля и при необходимости могут быть свернуты.

Поле меню состоит из пяти компонент: меню работы с файлами («File»), меню редактирования («Edit»), меню работы со схемами («Circuit»), меню анализа схем («Analysis»), меню работы с окнами («Window») и с англоязычной справочной системой («Help»). Панель инструментов состоит из «быстрых» кнопок, имеющих аналоги в меню, кнопок запуска и приостановки моделирования схем, библиотек радиоэлектронных аналоговых и цифровых радиокомпонентов, индикаторов, элементов управления и контрольно-измерительной аппаратуры.

Меню «File» позволяет производить стандартные операции со схемными файлами. Наиболее важны команды:

- ◆ «Open» – открытие уже существующего схемного файла; поскольку лабораторные работы, о которых пойдет речь ниже, выполняются с использованием заранее подготовленных преподавателем схемных файлов, следовательно, рассматриваемая команда будет использоваться наиболее часто (имеется соответствующая «быстрая» кнопка);

- ◆ «Save As» – команда обеспечивает сохранение текущего схемного файла под новым именем без изменения схемы; команду следует использовать, чтобы безопасно экспериментировать с копией схемного файла без изменения оригинала;

- ◆ «Print» – полная или частичная распечатка схемы и/или панелей задействованных приборов (есть «быстрая» кнопка).

Меню «Edit» позволяет производить редактирование схемных файлов. Поскольку при исследованиях используются готовые схемные файлы, то в их изменении не только нет необходимости, напротив, при наличии небольшого опыта работы в симуляторе неосторожное редактирование схемы может привести к потере ею работоспособности. Если все же изменения схемы были произведены, но возникла необходимость возврата к исходному варианту (на момент последнего сохранения), следует выполнить команду «Revert to Saved» меню «File». При подготовке отчетов пригодится команда «Copy as Bitmap». После ее выполнения курсор мыши превращается в перекрестье, которым по правилу прямоугольника можно выделить нужную часть схемного поля. Если

отпустить кнопку мыши, выделенная часть автоматически копируется в буфер обмена, после чего его содержимое может быть импортировано в любое приложение Windows (например, текстовый редактор).

Меню «Circuit» позволяет управлять положением графического изображения (иконки) компонента («Rotate», «Flip Vertical», «Flip Horizontal»: использовать не рекомендуется!), изменять масштаб изображения схемы («Zoom In», «Zoom Out»), изменять параметры элементов схемы, управлять отображением их идентификационных номеров и меток («Component Properties»), устанавливать вид и параметры всего рабочего поля («Schematic Options»), объединять выбранные элементы схемы в подсхему («Create Subcircuit» – использовать нежелательно).

Подменю «Component Properties» (есть «быстрая» кнопка) предназначено для изменения свойств выбранного компонента. Автоматически выводится при двойном щелчке мышкой по иконке компонента. При вызове открывается диалоговое окно «... Properties» (многоточие соответствует названию элемента, например, «Resistor», «Capacitor», «Inductor», «Diode», «Transistor» и т.п.), закладки которого зависят от типа компонента.

Типы закладок подменю «Component Properties»:

◆ «Label» – установка (замена или выяснение) позиционного обозначения компонента и его системного идентификатора; уникальный идентификатор компонента (буквенно-цифровое обозначение, используемое симулятором при анализе) назначается системой; для проведения некоторых видов анализа требуется знать идентификаторы нужных элементов;

◆ «Value»; поля закладки «Value» различаются в зависимости от типа компонента; так, основным параметром модели резистора является его сопротивление (Resistance), конденсатора – ёмкость (Capacitance), катушки – индуктивность (Inductance), источника гармонического напряжения – действующее значение напряжения (Voltage), частота (Frequency), начальная фаза (Phase) и т.п.; при установке или изменении значений параметров элементов следует иметь однозначное представление об используемых в EWB обозначениях дольных и кратных единиц измерения электрических величин (табл. П.1), часто применяемых при анализе сигналов и цепей;

Таблица П.1

Приставка к единице измерения в СИ	Соотношение с основной единицей	Обозначение в симуляторе EWB
пико	$10^{-12}$	p
нано	$10^{-9}$	n
микро	$10^{-6}$	μ или u
мили	$10^{-3}$	m
кило	$10^{+3}$	k
мега	$10^{+6}$	M

◆ «Models»; закладка используется для выбора модели (совокупности параметров, описывающих свойства компонента, например, диода, транзистора, операционного усилителя и т.п.) или её редактирования; компоненты по умолчанию «идеальны» (описываются моделью «Ideal»), что в большинстве случаев достаточно для удовлетворительного соответствия результатов моделирования и физического эксперимента; при необходимости учета паразитных параметров компонентов (например, межэлектродных емкостей транзистора), следует использовать более точную модель, по возможности соответствующую конкретному типу предполагаемого к использованию компонента;

◆ «Fault» – позволяет имитировать неисправности компонента путем введения: «Leakage» – шунтирующего сопротивления с величиной, указываемой в смежном поле; «Short» – короткого замыкания выводов элемента; «Open» – обрыва внутреннего контакта выводов компонента.

Подменю «Schematic Options» предназначено для управления отображением рабочего поля схем. Содержит ряд закладок. Наиболее часто используется закладка «Show/Hide», в которой активация опции «Show nodes» обеспечивает отображение нумерации точек соединения компонентов (так называемых нод). Номера последних часто используются при частотном, временном и других видах анализа цепей.

Меню «Analysis» позволяет осуществить различные виды анализа имитируемых радиотехнических цепей и сигналов.

### **П.1.2. Виды и методика анализа имитируемых цепей**

Меню «Analysis» позволяет осуществлять различные виды анализа имитируемых радиотехнических цепей и сигналов. При моделировании специфической схемы часть команд данного меню может быть недоступна для активации.

Команда «Activate» (дублируется переключателем в правой части панели инструментов) запускает имитационное моделирование цепи. В наиболее общем случае процесс моделирования в EWB сводится к следующему. После запуска моделирования данные о структуре и параметрах цепи считываются программой (с экрана монитора), затем компоненты заменяются их математическими моделями и составляется система линейных, нелинейных или дифференциальных уравнений по методу, аналогичному методу узловых потенциалов (потенциал рассчитывается для каждой ноды). Далее система уравнений преобразуется, после чего итерационным методом определяются неизвестные потенциалы нод, а уже на их основе производится расчет токов и напряжений в цепи.

Команда «Pause/Resume» позволяет временно прерывать или наоборот возобновлять моделирование (есть «быстрая» кнопка). Приостановка имитации полезна при необходимости изучения кратковременных переходных процессов или изменения в инструментальных настройках. Команда «Stop» останавливает моделирование. При этом потенциалы всех нод, токи и напряжения в цепи обнуляются, цепь переходит к начальным условиям моделирования.

Команда «DC Operating Point» обеспечивает расчет режима имитируемой цепи по постоянному току (по постоянной составляющей); при этом методом обрыва из моделируемой цепи исключаются все конденсаторы и замыкаются накоротко все катушки индуктивности. После выполнения команды «DC Operating Point» в окне «Analysis Graph» выводятся расчётные значения электрических потенциалов контрольных точек – нод, а также постоянных токов, протекающих через индуктивности и источники напряжения.

Перед выполнением остальных команд меню «Analysis» пользователю предлагается указать в диалоговом окне конкретные параметры, необходимые для выполнения команды.

Команда «DC Sweep ...» позволяет выявить конкретные зависимости постоянной составляющей электрических потенциалов нод (токов в ветви с индуктивностью или источником напряжения) от величины параметров используемых в схеме источников постоянного тока или напряжения. В диалоговом окне команды (рис. П.1.1, а) пользователем задаются: Source – идентификатор источника; Start Value, Stop Value, Increment – начальное, конечное значение и шаг изменения варьируемой величины (постоянного напряжения или тока источника); Output node – номер точки (ноды) схемы, в которой анализируется постоянное напряжение как функция варьируемой величины. Из результатов моделирования (рис. П.1.1, б) можно однозначно сделать вывод, как, например, зависит напряжение в ноде 8 (относительно «земли») от величины напряжения источника, идентифицируемого системой как V1.

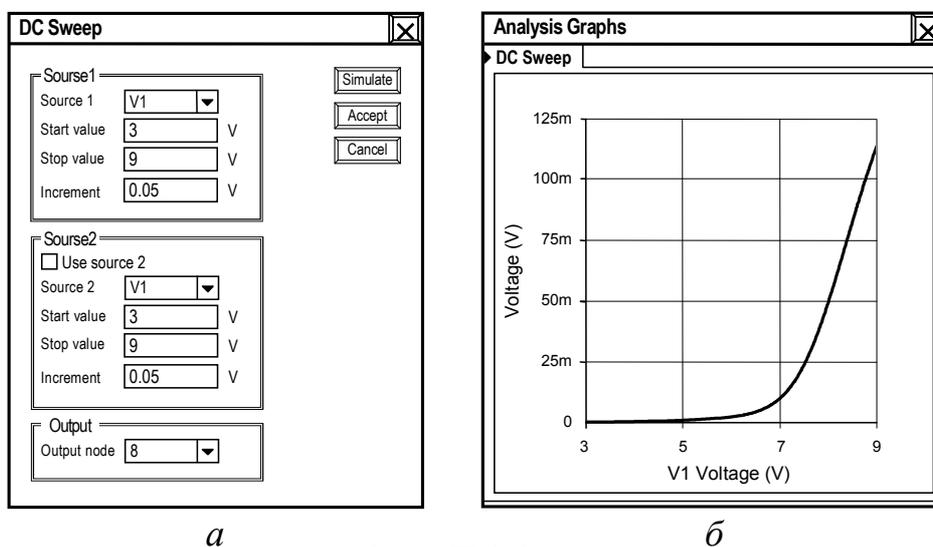


Рис. П.1.1

Команда «AC Frequency ...» обеспечивает расчет частотных характеристик цепи. Выполнение команды начинается с задания в диалоговом окне (рис. П.1.2, а) следующих параметров: Start frequency, End frequency – границ частотного диапазона (минимального и максимального значений частоты); Sweep type – масштаба по оси частот: декадного (Decade), линейного (Linear) или октавного (Octave); Number of point – числа рассчитываемых точек; Vertical scale – мас-

штаба АЧХ по вертикали: линейного (Linear), логарифмического (Log) или в децибелах (Decibel); Nodes in circuit – списка всех нод цепи; Nodes for analysis – перечень всех нод, для которых необходим расчет характеристик; конкретный список нод устанавливается нажатием кнопок «Add->» (добавить) и «<- Remove» (удалить); Simulate – кнопка запуска команды частотного анализа.

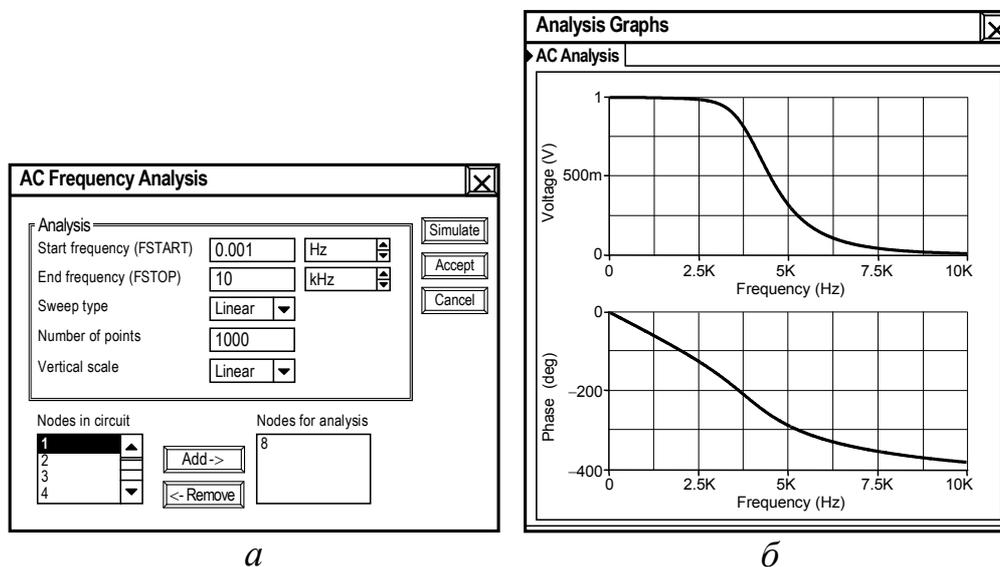


Рис. П.1.2

Результаты выполнения команды «AC Frequency ...» приводятся в окне «Analysis Graphs» в виде ненормированной амплитудно-частотной (верхняя кривая) и фазочастотной (нижняя) характеристик (рис. П.1.2, б). Заметим, что ненормированная АЧХ есть зависимость от частоты амплитуды (!) выходного гармонического колебания в установившемся режиме; ее значения прямо пропорциональны амплитуде входного напряжения (при анализе необходимо, чтобы на входе цепи присутствовал источник переменного напряжения).

Для получения точных отсчетов АЧХ и ФЧХ по кривым в окне «Analysis Graphs» можно задействовать перемещаемые мышкой визеры, вызов которых производится нажатием кнопки  (на рис. П.1.2, б не показана).

Команда «Transient ...» позволяет осуществить расчет переходных процессов в цепи. Диалоговое окно команды содержит следующие позиции (рис. П.1.3, а): Initial conditions – установка начальных условий моделирования (Set to Zero – нулевых, User-defined – в соответствии с установками пользователя, Calculate DC operating point – с выполнением предварительного расчета режима по постоянной составляющей); Start time, End time – время начала и окончания анализа переходных процессов; Minimum number of time point – минимальное количество отображаемых точек за интервал наблюдения. Порядок использования параметров «Nodes in circuit» описан при рассмотрении частотного анализа цепей «AC Frequency ...». При указанных в окне на рис. П.1.3, а параметрах результаты временного анализа могут выглядеть так, как это представлено на рис. П.1.3, б.

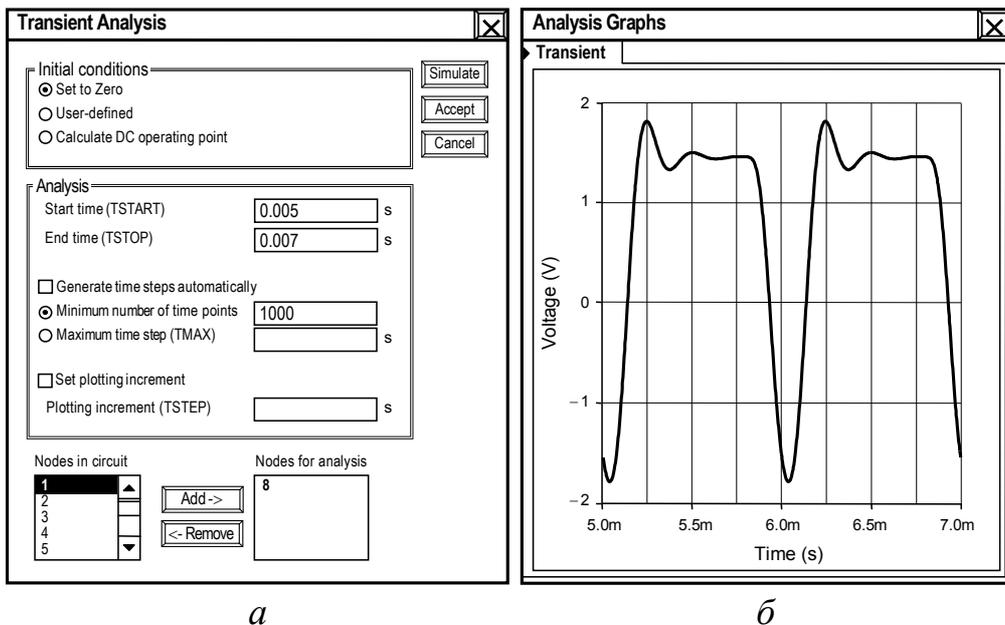


Рис. П.1.3

Отображение меняющихся во времени сигналов (напряжений) в контрольных точках цепи может быть оперативно произведено с помощью осциллографа (Oscilloscope).

Команда «Fourier ...» обеспечивает проведение спектрального (Фурье-) анализа сигналов в моделируемой цепи. Параметры команды задаются также в диалоговом окне, показанном на рис. П.1.4, а, в котором опции имеют следующий смысл: Output node – номер ноды, в которой анализируется спектр напряжения; Fundamental frequency – основная частота колебания (частота первой гармоники); Number of harmonics – число анализируемых гармоник; Vertical scale – масштаб по оси ординат (линейный Linear, логарифмический Log, в децибелах Decibel); Display phase – вывод на экран частотного распределения фаз гармоник (в виде непрерывной функции).

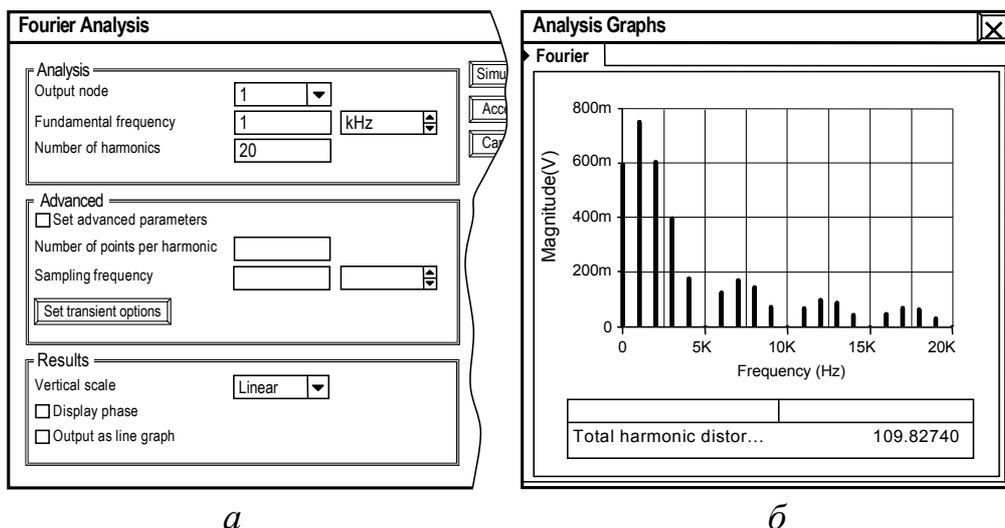


Рис. П.1.4

Команда «Fourier ...» рассчитана, прежде всего, на расчёт спектров периодических колебаний (одним из основных параметров команды является основная частота, обратная периоду сигнала или его огибающей), однако, при корректно заданных параметрах может быть использована и для спектрального анализа одиночных импульсов. Применительно к периодическим напряжениям результаты выполнения команды изображаются дискретным спектром амплитуд (рис. П.1.4, б) с указанием в его нижней части коэффициента гармоник в процентах.

Наличие опций поля «Advanced» (рис. П.1.5, а) позволяет учитывать конечную длительность сигнала и эффективно оценивать амплитудные спектры непериодических колебаний. Для этого следует основную частоту сигнала (Fundamental frequency) установить порядка  $(0.1...0.2)/T_s$ , где  $T_s$  – длительность сигнала. Число гармоник (Number of harmonics) должно быть таким, чтобы его произведение на предыдущую величину дало удобный для наблюдения спектра интервал частот (в пределах которого сосредоточена преобладающая доля энергии сигнала). Величина Number of harmonics не должна быть слишком мала во избежание потери точности расчётов. Итак, после активации поля «Advanced» (установкой «галочки» в позиции «Set advanced parameters») необходимо указать значение Number of points per harmonic, например, 100...300. Частоту Sampling frequency установить не менее  $(100...500)/T_s$ . Нажав кнопку «Set transient options», указать временные параметры сигнала: Start time = 0, End time =  $T_s$  (моменты начала и окончания сигнала). Деактивировать опцию «Generate time Steps automatically» и установить число учитываемых значений сигнала (Minimum number of ...) около 1000...5000. В поле «Results» активировать опцию «Output as line graph», нажать местную кнопку «Simulate» и дожидаться окончания анализа, производимого симулятором в течение нескольких секунд. На рис. П.1.5, б показаны результаты Фурье-анализа видеоимпульса сложной формы, обладающего длительностью 3 мс.

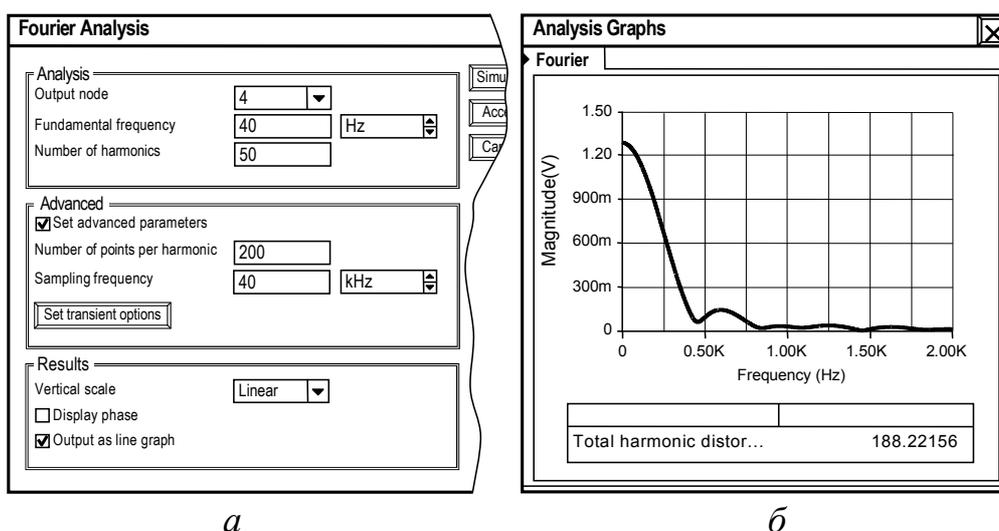


Рис. П.1.5

Команда «Parameter Sweep ...» позволяет провести многократный расчёт характеристик цепи при разных значениях задаваемого параметра компонента. Исходные данные для выполнения команды задаются следующим образом (рис. П.1.6, а): Component – системный идентификатор компонента схемы, один из параметров которого будет меняться в процессе моделирования; Parameter – название параметра компонента, выбранное из списка; Start value, End value – числа, определяющие диапазон варьируемой величины (минимум/максимум); Sweep type – способ изменения параметра; Increment step size – шаг изменения варьируемой величины; Output node – номер выходной контрольной ноды. В нижней части окна перечислены уже знакомые нам команды моделирования, в рамках которых может быть проведен многовариантный анализ: «DC Operating Point», «Transient Analysis», «AC Frequency Analysis». В правом нижнем углу находятся кнопки для установки параметров этих команд, диалоговые окна которых практически не отличаются от рассмотренных выше.

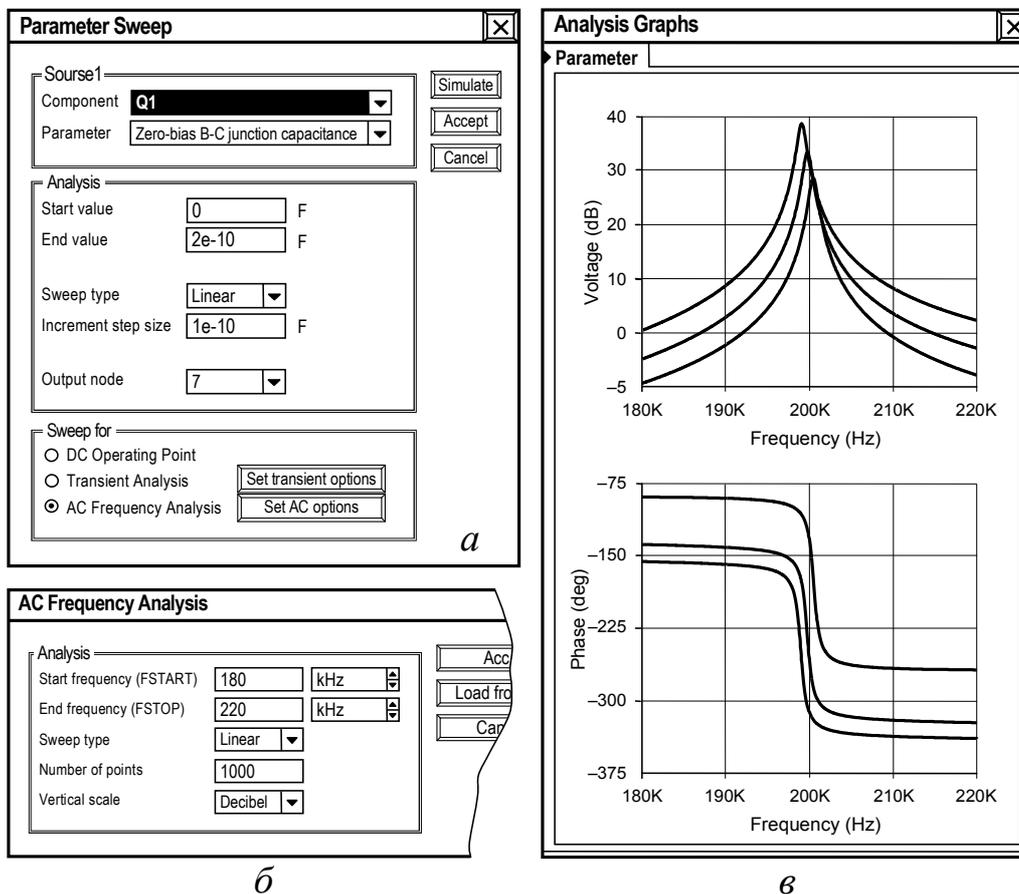


Рис. П.1.6

В качестве примера на рис. П.1.6, б приведено подобное окно для ввода параметров частотного анализа; результатом выполнения команды при этом является семейство амплитудно- и фазочастотных характеристик цепи (рис. П.1.6, в), соответствующих разным значениям изменяемого параметра элемента. Для выяснения соответствия графика величине варьируемого параметра необходимо

подвести к конкретной кривой курсор мышки, значение параметра будет показано внизу окна.

Команда «Pole-Zero...» производит расчет значений нулей и полюсов передаточной функции моделируемой цепи. Располагая такими данными, можно определить порядок дифференциального уравнения, описывающего процессы в цепи, составить выражение для коэффициента передачи цепи, сделать вывод об устойчивости цепи. В диалоговом окне указывается тип передаточной (операторной) функции, нули и полюса которой рассчитываются (Gain Analysis – коэффициент передачи по напряжению, Impedance Analysis, Input Impedance, Output Impedance – проходное, входное и выходное сопротивление) и контрольные точки (Nodes) на входе и выходе схемы.

Если в процессе моделирования цепи было последовательно использовано несколько команд меню «Analysis», то графические результаты их выполнения накапливаются в окне «Analysis Graphs» в виде закладок, которыми можно управлять посредством кнопок в правом верхнем углу окна. Вызвать окно «Analysis Graphs» можно командой «Display Graphs»; это позволяет оперативно просматривать все результаты имитационного моделирования без его повторного проведения. Если при исследовании цепи используется осциллограф или измеритель частотных характеристик, то после запуска моделирования и предварительно выполненной команды «Display Graphs» в ее окне появляется соответствующая закладка («Oscilloscope» или «Bode») с изображением осциллограммы или АЧХ, ФЧХ. Одновременно графическая информация выводится также и на панели приборов.

В схемных файлах к лабораторным работам часто используются модели компонентов с измененными значениями параметров (по сравнению с установленными по умолчанию значениями). При загрузке такого файла появляется меню с сообщением о нестандартном использовании модели и с предложением выбрать один из пяти вариантов: «Use library model» – использовать стандартную модель с параметрами по умолчанию; «Use circuit model» – использовать модель с измененными значениями параметров; «Put model into...» – вставить модель в каталог однотипных моделей; «Rename model...» – переименовать модель; «Cancel» – отказаться от загрузки. В этом случае следует выбрать «Use circuit model».

### **П.1.3. Работа с виртуальными приборами**

#### **П.1.3.1. Инструкция по работе с осциллографом**

Осциллограф (Oscilloscope), имитируемый EWB, представляет собой виртуальный аналог двухлучевого запоминающего осциллографа и имеет две модификации: простую и расширенную. Последняя по своим возможностям приближается к лучшим цифровым запоминающим осциллографам. Расширенная модель занимает много места на рабочем поле, поэтому рекомендуется начинать

исследования с помощью простой модели, а для более качественного исследования процессов использовать расширенную модификацию.

На поле схем выводится уменьшенное изображение осциллографа – иконка (рис. П.1.7). На ней имеется четыре клеммы: самая верхняя клемма – общая («земля»); чуть ниже – вход синхронизации. Нижние клеммы представляют собой входы каналов «А» и «В» («Channel A», «Channel B»). Двойной щелчок мышки по иконке позволяет раскрыть изображение лицевой панели простой модификации с кнопками управления и информационным экраном (рис. П.1.7).

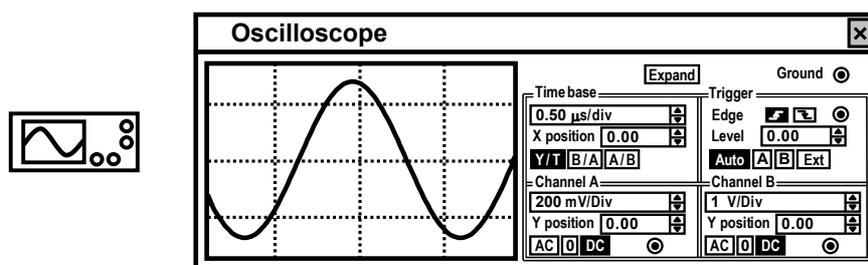


Рис. П.1.7

Для проведения измерений осциллограф следует настроить: задать режим и длительность развертки, установить требуемую чувствительность по каналам, установить режим работы по входу (закрытый или открытый), режим синхронизации (внутренний или внешний). Настройка осциллографа производится при помощи копек управления, которые сгруппированы в четыре поля (области). Имеются поля управления горизонтальной разверткой или масштабом времени, синхронизацией (запуском), а также каналами «А» и «В».

Поле управления разверткой служит для задания масштаба горизонтальной оси осциллографа при наблюдении на входах каналов «А» и «В» временных зависимостей напряжений. Временной масштаб «Time base» (длительность развертки) задается в секундах на деление (s/Div) или кратных единицах (ms/Div, μs/Div, ns/Div) и может быть изменен дискретно щелчком мышки. Имеется также возможность смещать по горизонтали начало осциллограммы с помощью мини-кнопок в строке «X position». В этом же поле расположены кнопки «Y/T», «B/A», «A/B». Они позволяют задавать режим развертки, определяющий вид зависимости сигналов, отображаемых на экране. В режиме «Y/T» вертикальная ось соответствует напряжению, горизонтальная – времени. При нажатии на кнопку «B/A» по вертикали откладывается напряжение на входе канала «В», по горизонтали – канала «А», при нажатии на кнопку «A/B» – наоборот. Масштаб осей определяется установками соответствующих каналов. В режимах «A/B», «B/A» можно регистрировать частотные и фазовые сдвиги (по фигурам Лиссажу), наблюдать петли гистерезиса, вольтамперные характеристики и т.д.

Два нижних поля лицевой панели позволяют управлять отображением по вертикали сигналов на входах «А» и «В» соответственно. Верхняя позиция поля предназначена для регулировки чувствительности канала (масштаба оси ото-

бражаемого напряжения). Цена деления может дискретно устанавливаться от 10 мкВ/дел ( $\mu\text{V}/\text{Div}$ ) до 5 кВ/дел ( $\text{kV}/\text{Div}$ ) для каждого канала отдельно. Чтобы разнести осциллограммы относительно друг друга по оси Y используют мини-кнопки строки «Y position». Нижние кнопки реализуют различные режимы работы осциллографа по входу. Режим работы с закрытым входом устанавливается нажатием на кнопку «AC» (на вход не пропускается постоянная составляющая исследуемого сигнала). При нажатии на кнопку «DC» осциллограф переходит в режим с открытым входом (на вход пропускается как постоянная, так и переменная составляющая сигнала). При нажатии на кнопку «0» вход соединяется с общим выводом осциллографа (замыкается на «землю»).

В ждущем режиме (режиме синхронизации) правое поле управления «Trigger» определяет момент начала отображения кривой сигнала на экране осциллографа. Кнопки в строке «Edge» задают момент запуска развертки: по фронту или по срезу импульса на входе синхронизации, позиция «Level» – уровень, при превышении которого происходит запуск развертки. Осциллограф имеет четыре режима синхронизации. В режиме «Auto» запуск развертки производится автоматически при наличии напряжения (даже минимального) на входе хотя бы одного канала. Когда «луч» доходит до края экрана, осциллограмма снова прорисовывается с начала экрана. Во втором и третьем режимах – запуск по входу «A» или «B» – управляющим является напряжение на соответствующем входе. В случае синхронизации от внешнего источника запуск развертки осуществляется сигналом, подаваемым на вход «Ext».

Клавиша «Expand» на лицевой панели позволяет открыть окно расширенной модификации осциллографа. Поля управления в этом случае расположены под экраном и дополнены тремя информационными табло, на которые выводятся результаты измерений (рис. П.1.8).

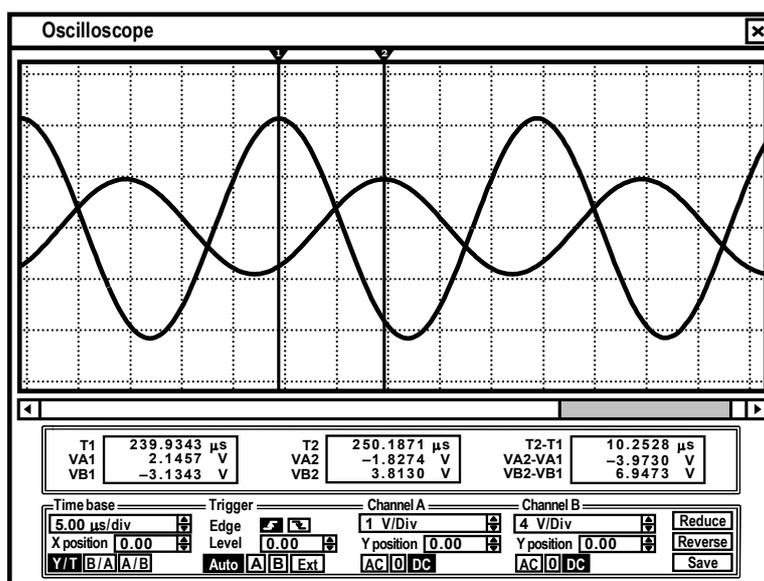


Рис. П.1.8

Под экраном находится полоса прокрутки для возврата к любому временному отрезку моделирования. В сущности, расширенная модель осциллографа это совершенно другой прибор, позволяющий намного удобнее и более точно анализировать процессы.

На экране осциллографа расположены два курсора, обозначаемые как 1 и 2; с их помощью можно измерить мгновенные значения напряжений в любой точке осциллограммы. Для этого достаточно перетащить мышью курсор за треугольник в его верхней части в требуемое положение. Координаты точек пересечения первого курсора с осциллограммами отображаются на левом табло, второго курсора – на среднем табло. На правое табло выводятся разностные значения координат курсоров.

Результаты измерений, полученные при помощи расширенной модификации осциллографа, можно записать в файл. Для этого следует нажать кнопку «Save» на панели и в диалоговом окне ввести имя файла с расширением «scr». Созданный симулятором файл (в ASCII-кодах) содержит текстовый комментарий и числовые данные в трех столбцах: в первом – текущее время в секундах, во втором и третьем – мгновенные значения напряжений в вольтах на входе каналов «А» и «В». Данные из файла могут быть считаны и обработаны.

Чтобы вернуться к простой модификации осциллографа, следует нажать кнопку «Reduce» в нижнем углу панели.

В процессе имитации часто возникает необходимость замедлить моделирование для удобства визуального восприятия информации на экране осциллографа. Это разумно, например, при исследовании быстро затухающих переходных процессов. Замедление процесса имитации достигается увеличением количества отображаемых точек за время наблюдения. Для этого следует выбрать пункт «Analysis Options» в меню «Analysis» и установить в строке «Minimum number of time points» закладки «Instruments» требуемое значение (обычно достаточно 5000 точек). При этом следует деактивировать опцию «Generate time steps automatically» (автоматическая установка временного шага). Облегчить анализ осциллограмм может включение режима «Pause after each screen» (та же закладка). В этом режиме моделирование приостанавливается после того, как луч осциллографа проходит весь экран. Продолжить моделирование можно, нажав кнопку «Resume» в правом верхнем углу окна.

### **П.1.3.2. Инструкция по работе с измерителем частотных характеристик**

Измеритель АЧХ и ФЧХ – бодэ-плоттер (Bode plotter) – используется для отображения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик цепей. В режиме измерения АЧХ прибор фиксирует отношение амплитуд гармонических сигналов в двух точках схемы, при измерении ФЧХ – фазовый сдвиг между сигналами. При этом прибор генерирует собственный равномерный спектр частот, диапазон которого задается при настройке прибора. Частота любого пере-

менного источника в исследуемой цепи игнорируется, однако, схема должна обязательно включать какой-либо источник переменного сигнала.

На поле схем выводится уменьшенное изображение бодэ-плоттера – иконка (рис. П.1.9). Подключение прибора к исследуемой схеме осуществляется с помощью четырех клемм: двух входных («IN») и двух выходных («OUT»). Левые клеммы входов «IN» и «OUT» подключаются соответственно ко входу и выходу исследуемого устройства, а правые – заземляются.

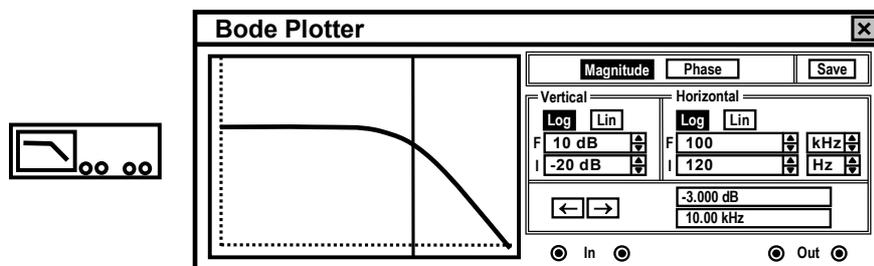


Рис. П.1.9

После двойного щелчка мышью по иконке прибора открывается увеличенное изображение его панели управления (рис. П.1.9). Левое верхнее поле панели задает вид измеряемой характеристики: АЧХ (при нажатой кнопке «Magnitude») или ФЧХ (при нажатой кнопке «Phase»). Результаты измерений помимо отображения на информационном экране можно записать в текстовый файл. Для этого необходимо нажать кнопку «Save» и в диалоговом окне указать имя файла с расширением «bod», в котором числовые значения АЧХ и ФЧХ представляются в табличном виде. Для обеспечения большей точности измерения частотных характеристик достаточно увеличить количество отображаемых точек на экране (по умолчанию – 100) установкой требуемого значения в строке «Point per cycle» (меню «Analysis», пункт «Analysis Options», закладка «Instruments»).

Поле «Vertical» панели управления позволяет задать начальное («I» – initial) и конечное («F» – final) значения параметра, откладываемого по вертикальной оси, а также характер шкалы вертикальной оси – логарифмический («Log») или линейный («Lin»). При измерении АЧХ по вертикали откладываются отношения амплитуд напряжений (в линейном масштабе до 10<sup>9</sup>, в логарифмическом – «±» 200 дБ). При измерении ФЧХ по вертикали отображаются значения фазового сдвига в градусах. Поле «Horizontal» панели управления настраивается аналогично, однако, по горизонтали всегда откладывается частота в Гц или в производных единицах.

В начале горизонтальной шкалы экрана расположен визир, который можно перемещать по экрану нажатием соответствующих кнопок со стрелками, либо «тащить» с помощью мышки. Координаты точки пересечения визира с графиком выводятся в информационных полях панели.

### П.1.3.3. Инструкция по работе с генератором стандартных периодических колебаний

Прибор Function Generator представляет собой источник напряжения, периодически изменяющегося во времени. Внутреннее сопротивление генератора пренебрежимо мало и его можно считать идеальным источником.

Генератор способен формировать напряжение гармонической (синусоидальной), треугольной (пилообразной) и прямоугольной формы. Переход от одного вида колебаний к другому производится нажатием соответствующей кнопки на лицевой панели прибора (рис. П.1.10, по умолчанию установлен режим гармонических колебаний).

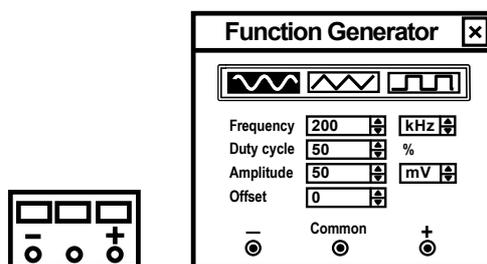


Рис. П.1.10

Ниже кнопок управления формой колебаний располагаются позиции для ввода значений параметров сигнала. Позиция Frequency определяет циклическую частоту колебаний в Гц, кГц или МГц. В позиции Duty cycle задается коэффициент заполнения периода, который может принимать значения от 1 до 99 %. Для последовательности импульсов прямоугольной формы коэффициент заполнения определяется отношением к периоду длительности импульса положительной полярности, для пилообразного сигнала – нарастающей части импульса.

В позиции Amplitude устанавливается амплитуда генерируемых колебаний ( $\mu\text{V}$ , mV, V, kV). Уровень постоянной составляющей сигнала определяется величиной, указываемой в позиции Offset (в единицах измерения амплитуды).

На поле схем выводится уменьшенное изображение генератора – иконка (рис. П.1.10). Подключение прибора к исследуемой цепи производится с помощью трёх клемм – двух сигнальных (обозначены «-» и «+») и одной общей (Common). При заземлении Common на клеммах «-» и «+» наблюдаются противоположные по фазе сигналы.

**ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ ОТЧЕТА ПО РАБОТЕ**

Иванов И.И. гр. РТ-201

Лабораторная работа № ....  
по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы»

**НАЗВАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ**

**Цель работы** — ...

**1. Подготовительное (домашнее) задание**

.....

**2. Исследование ... (название раздела)**

Снимем амплитудно-частотные характеристики ФНЧ, принципиальные схемы которых изображены рисунке 1. Результаты эксперимента приведены в таблице 1. Нормированные АЧХ фильтров изображены на рисунке 2 и 3.

Рисунок

Рисунок 1 – Схемы исследуемых ФНЧ (название рисунка)

Таблица 1 – Экспериментальные АЧХ фильтров

$f$ , кГц								
$K(f)$								

Рисунок

Рисунок 2 – Нормированная АЧХ LC-фильтра

..... сопутствующие расчеты .....

**Выводы:** .....

## ПРИМЕРЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЁТА СПЕКТРА АМ-, ЧМ- И ФМ-КОЛЕБАНИЙ ПРИ МОДУЛЯЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ И ПИЛООБРАЗНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Представленные ниже соотношения справедливы для узкополосных радиосигналов, у которых  $\Delta f \ll f_0$ , где  $\Delta f$  – практическая ширина спектра,  $f_0$  – частота несущей или средняя частота. При анализе сигналов, ширина спектра которых сопоставима с частотой несущей ( $\Delta f \approx f_0$ ), приведённые формулы могут быть использованы только для приближённой оценки спектральных характеристик. Последнее связано с тем, что при выводе результирующих соотношений намеренно (с целью упрощения) не учитывается вклад локализованной в области отрицательных частот полосы комплексного спектра, простирающейся при  $\Delta f \approx f_0$  вплоть до анализируемых частот.

### П.3.1. Спектр амплитуд сигнала, модулированного последовательностью прямоугольных импульсов

**П.3.1.1.** Пусть на управляющий вход идеального амплитудного модулятора с крутизной  $K_{AM}$  подаётся периодическая последовательность  $s_{И}(t)$  знакопеременных прямоугольных импульсов (рис. П.3.1, а, где  $S_{\Omega}$  – амплитуда,  $\tau$  – длительность импульсов положительной полярности,  $T = 1/F_M$  – период модуляции ( $F_M$  – частота модуляции)). На второй вход модулятора поступает гармоническое колебание с амплитудой  $S_0$  и частотой  $f_0$ :  $S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ .

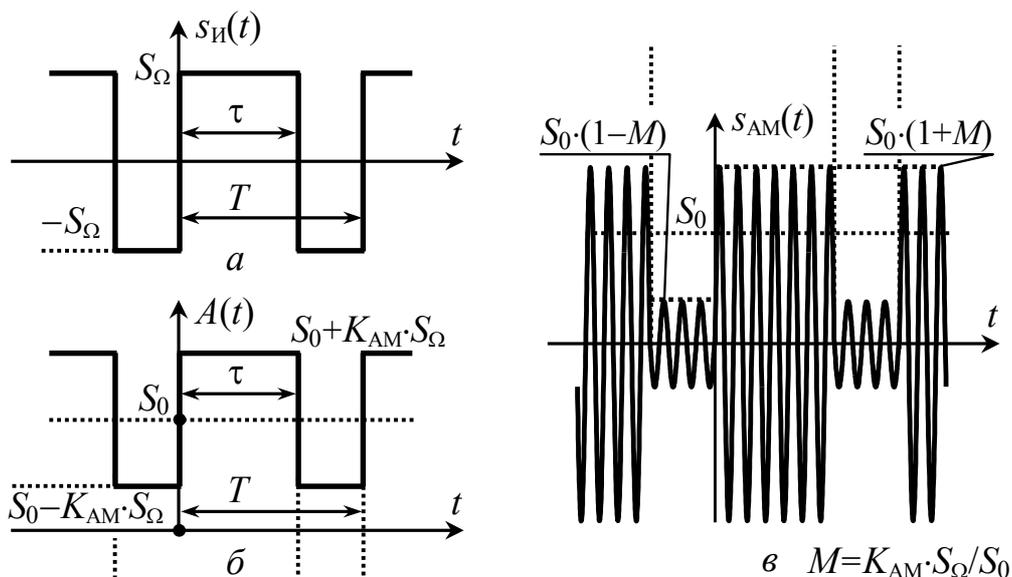


Рис. П.3.1

Огибающая амплитуд АМ-сигнала на выходе модулятора изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего (информационного) сигнала:  $A(t) = K_{AM} \cdot s_{И}(t) + S_0$  (рис. П.3.1, б, где  $K_{AM} \cdot S_0$  – максимальное отклонение  $A(t)$  от амплитуды несущей, согласно (3) равное  $M \cdot S_0$ ,  $M$  – коэффициент модуляции). Временная диаграмма АМ-сигнала, соответствующего такой огибающей амплитуд, показана на рис. П.3.1, в.

Для упрощения расчётов исходное АМ-колебание можно заменить сигналом, отличающимся положением импульсов на оси времени, так чтобы его огибающая амплитуд  $A'(t)$  описывалась чётной функцией (рис. П.3.2, а); спектр амплитуд радиосигнала при этом никак не изменится. Огибающая амплитуд  $A'(t)$  (рис. П.3.2, а) отличается по форме от сигнала  $s_2(t)$  (рис. П.3.2, б) только лишь величиной постоянной составляющей:  $A'(t) = s_2(t) + S_0 \cdot (1 - M)$ . В свою очередь сигнал  $s_2(t)$  может быть получен увеличением мгновенных значений  $s_1(t)$  (рис. П.3.2, в) в  $2K_{AM}$  раз с периодическим продолжением по оси времени. Сигнал  $s_1(t)$  хорошо известен в теории сигналов и цепей, описывается функцией  $S_0 \cdot \text{rect}(t/\tau)$  и обладает комплексной спектральной плотностью, определяемой как  $\dot{G}_{S1} = S_0 \tau \cdot \text{sinc}(\omega \cdot \tau/2)$ .

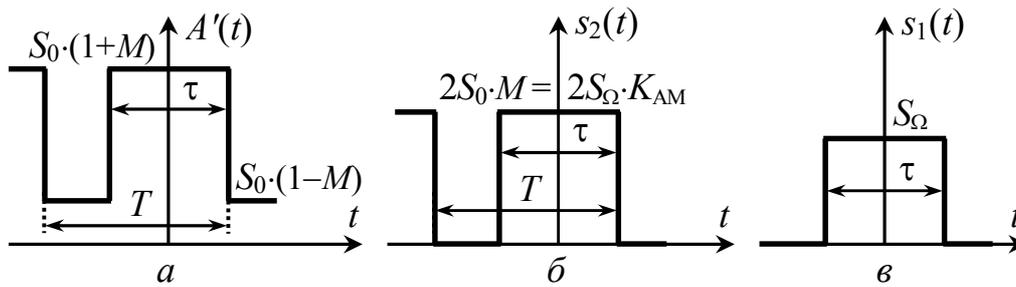


Рис. П.3.2

При переходе от спектра одиночного сигнала  $s_1(t)$  к спектру периодического  $s_2(t)$  вместо спектральной плотности следует оперировать комплексными амплитудами дискретных составляющих, которые с учётом подобия мгновенных значений сигналов будут определяться выражением

$$\dot{C}_{nS2} = (2K_{AM}/T) \cdot \dot{G}_{S1}(\omega \cdot \tau/2) \Big|_{\omega=2\pi n/T} = 2S_0 \cdot M \cdot (\tau/T) \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau/T).$$

Тогда комплексные амплитуды гармоник огибающей  $A'(t)$  –

$$\dot{C}_{nA'} = \begin{cases} 2S_0 \cdot M \cdot (\tau/T) + S_0(1-M) & \text{при } n=0, \\ 2S_0 \cdot M \cdot (\tau/T) \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau/T) & \text{при } n \neq 0. \end{cases}$$

Комплексные амплитуды составляющих спектра АМ-колебания могут быть найдены по комплексному спектру огибающей  $A'(t)$  с использованием теоремы смещения спектра, в соответствии с которой

$$\dot{C}_{nAM} = \begin{cases} S_0/2 \cdot [1 + M \cdot (2\tau/T - 1)], & n=0, \\ S_0 \cdot M \cdot (\tau/T) \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau/T), & n \neq 0, \end{cases} \quad (\text{П.1})$$

где частота  $n$ -й составляющей равна  $f_n = \pm f_0 + n/T = \pm f_0 + n \cdot F_M$ . При единичном коэффициенте модуляции ( $M = 1$ ) формула (П.1) с учётом  $T = 1/F_M$  сводится к следующему выражению:

$$\dot{C}_{nAM} = S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M). \quad (\text{П.2})$$

Переходя к амплитудам гармонических составляющих и заменяя  $T$  в (П.1) на  $1/F_M$ , несложно получить выражение для искомого гармонического спектра амплитуд АМ-сигнала:

$$A_{nAM} = \begin{cases} S_0 \cdot [1 + M \cdot (2\tau \cdot F_M - 1)], & n=0, \\ 2M \cdot S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot |\text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M)|, & n \neq 0, \end{cases} \quad (\text{П.3})$$

где  $n$  – номер спектральной составляющей ( $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ) с частотой  $f_n = f_0 + n \cdot F_M$ .

**П.3.1.2.** Периодическая последовательность знакопеременных прямоугольных импульсов  $s_{И}(t)$  (рис. П.3.3, *a*) поступает на управляющий вход идеального частотного модулятора с крутизной  $K_{ЧМ}$ , Гц/В. На второй вход модулятора подаётся несущее колебание  $S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$  амплитуды  $S_0$  и частоты  $f_0$ .

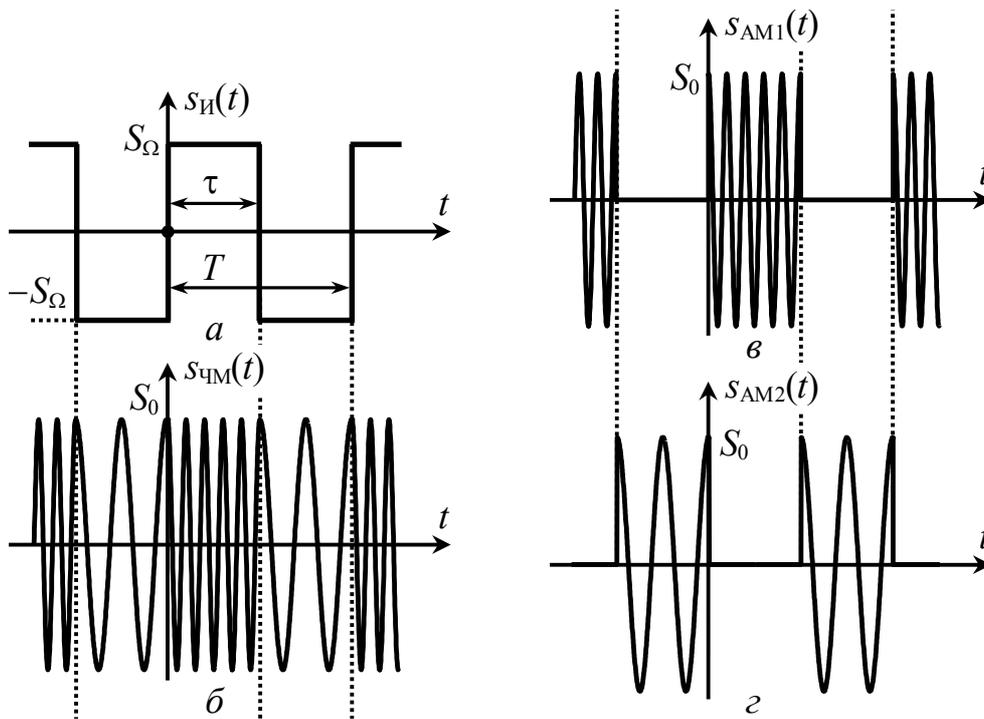


Рис. П.3.3

Поскольку сигнал  $s_{И}(t)$  обладает как положительными, так и отрицательными фиксированными значениями, частота ЧМ-сигнала  $f(t)$  будет принимать то увеличенное до  $f_{В} = f_0 + K_{ЧМ} \cdot S_{\Omega}$  на интервале  $[0, \tau]$ , то уменьшенное до  $f_{Н} = f_0 - K_{ЧМ} \cdot S_{\Omega}$  при  $t \in [\tau, T - \tau]$  постоянное значение. Переход от одного значения частоты к другому происходит скачком, так что ЧМ-сигнал приобретает вид, показанный на рис. П.3.3, б. Девиация частоты радиосигнала в соответствии с (10) будет составлять  $F_{д} = \max|f(t) - f_0| = K_{ЧМ} \cdot S_{\Omega}$ , так что  $f_{В,Н} = f_0 \pm F_{д}$ .

При определении спектрального состава колебания с угловой модуляцией необходимо иметь в виду следующее. Если при амплитудной модуляции каждая гармоника информационного сигнала независимо от прочих порождает ровно две спектральные составляющие на выходе модулятора и результат модуляции сложным сигналом можно получить как сумму частных спектров, порождаемых отдельными компонентами информационного сигнала, то при угловой модуляции такой подход оказывается некорректным. Добавление всего одной гармоники к спектру информационного сигнала не только влечёт обогащение спектра модулированного колебания, но и перераспределение амплитуд всех наблюдавшихся ранее составляющих спектра. Таким образом, предложить универсальный аналитический способ расчёта спектральных характеристик ЧМ- и ФМ-сигналов, к сожалению, невозможно.

В данном случае целесообразно воспользоваться тем, что анализируемый ЧМ-сигнал может быть рассмотрен как сумма двух АМ-сигналов  $s_{АМ1}(t)$  и  $s_{АМ2}(t)$  (рис. П.3.3, в и г), подобных показанному на рис. П.3.1, в. Оба сигнала обладают периодической огибающей амплитуд, единичным коэффициентом модуляции и амплитудой несущего колебания  $S_0/2$  (на входе модулятора), но отли-

чаются длительностью импульсов ( $\tau$  и  $T - \tau$ ) и частотой заполнения: у сигнала  $s_{AM1}(t)$  частота равна  $f_B = f_0 + F_D$ , у  $s_{AM2}(t)$  – соответственно  $f_H = f_0 - F_D$ . Заметим, что подобное представление ЧМ-сигнала возможно далеко не всегда, а только при условии точного фазового соответствия отрезков высокочастотных колебаний, образующих сигналы  $s_{AM1}(t)$  и  $s_{AM2}(t)$ , непрерывным гармоническим колебаниям частоты  $f_B$  и  $f_H$  соответственно. Несложно показать, что такое условие приводит к определённым ограничениям, накладываемым на девиацию частоты  $F_D$  и длительность импульсов  $\tau$  радиосигнала. Предлагаемый подход абсолютно справедлив, если

$$\begin{cases} 2F_D = k \cdot F_M, \\ 2F_D = m \cdot q \cdot F_M, \end{cases}$$

где  $k$  и  $m$  – натуральные числа,  $q = T/\tau$  – скважность модулирующих импульсов.

Комплексные амплитуды составляющих комплексного спектра сигнала  $s_{AM1}(t)$  могут быть найдены в соответствии с формулой (П.2). При подстановке в (П.2) вместо  $S_0$  величины  $S_0/2$  и учёте запаздывания огибающей на  $0,5\tau$ , легко получить

$$\dot{C}_{nAM1} = 0,5S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M) \cdot \exp(-j\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M), \quad (\text{П.4})$$

где частота  $n$ -й спектральной составляющей сигнала  $s_{AM1}(t)$  равна  $\pm f_B + n \cdot F_M$ .

По аналогии комплексные амплитуды составляющих сигнала  $s_{AM2}(t)$  с импульсами длительности  $(T - \tau) = (1/F_M - \tau)$  и огибающей, запаздывающей на время  $(T + \tau)/2 = (1/F_M + \tau)/2$ :

$$\begin{aligned} \dot{C}_{nAM2} = & 0,5S_0 \cdot (1/F_M - \tau) \cdot F_M \cdot \text{sinc}[\pi \cdot n \cdot (1/F_M - \tau) \cdot F_M] \times \\ & \times \exp[-j\pi \cdot n \cdot (1/F_M + \tau) \cdot F_M], \end{aligned} \quad (\text{П.5})$$

где частота  $n$ -й спектральной составляющей сигнала  $s_{AM2}(t)$  равна  $\pm f_H + n \cdot F_M$ .

Итак, в спектре ЧМ-сигнала при  $f > 0$  имеются две группы спектральных составляющих, отличающихся положением на оси частот (одна локализована вблизи частоты  $f_H = f_0 - F_D$ , другая –  $f_B = f_0 + F_D$ ). Огибающая амплитуд обеих групп описывается функцией  $\text{sinc}(\cdot)$ . Поскольку ЧМ-сигнал на частоте  $f_B$  существует  $\tau$  секунд, на частоте  $f_H$  – остальные  $(T - \tau)$  секунд, причём  $\tau \neq (T - \tau)$ , то в интенсивности и ширине обеих  $\text{sinc}$ -групп может наблюдаться существенная разница (рис. П.3.4). Частотный интервал между соседними спектральными со-

ставляющими  $\Delta f = 1/T = F_M$  у обеих групп один и тот же, так как его величина определяется не длительностью отдельных импульсов, а частотой модуляции. Поскольку удвоенное значение девиации частоты кратно частоте модуляции ( $2F_D = k \cdot F_M$ ), имеет место точное совпадение частот составляющих обеих групп. Совокупное распределение амплитуд по частотам будет вырожденным и в общем случае несимметричным. Амплитуды спектральных составляющих ЧМ-сигнала определяются как результат удвоения модуля суммы комплексных амплитуд (П.4) и (П.5).

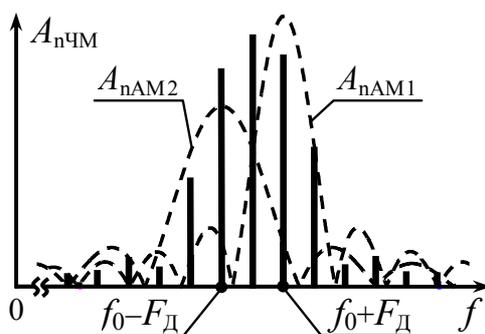


Рис. П.3.4

Результат сложения может быть записан в виде

$$A_{нЧМ} = S_0 \cdot \{ |\tau \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M) \cdot \exp(-j\pi \cdot \tau \cdot n \cdot F_M) + (1 - \tau \cdot F_M) \times \\ \times \text{sinc}[\pi \cdot (n+k) \cdot (1 - \tau \cdot F_M)] \cdot \exp[-j\pi \cdot (n+k) \cdot (1 + \tau \cdot F_M)] \}, \quad (\text{П.6})$$

где  $n$  «пробегают» значения  $\dots -(5+k), -(4+k), \dots -k, \dots 0, +1, +2, \dots$ ;

$k$  — целое положительное число:  $k = 2F_D / F_M$ .

Частоты гармоник определяются выражением:  $f_n = f_0 + F_D + n \cdot F_M$ .

**П.3.1.3.** Периодическая последовательность прямоугольных импульсов  $s_{И}(t)$  (рис. П.3.3, а) подаётся на управляющий вход идеального фазового модулятора с крутизной  $K_{ФМ}$ , рад/В. На второй вход модулятора поступает несущее гармоническое колебание с амплитудой  $S_0$  и частотой  $f_0$ .

При фазовой модуляции пропорционально мгновенным значениям  $s_{И}(t)$  изменяется набег фазы радиосигнала:  $\varphi(t) = K_{ФМ} \cdot s_{И}(t)$ . Поскольку мгновенные значения  $s_{И}(t)$  определяются константами в пределах обоих интервалов  $[0, \tau]$  и  $[\tau, T - \tau]$  его периода, то значения набега фазы ФМ-сигнала в пределах соответствующих интервалов постоянны (рис. П.3.5, а); максимальное абсолютное значение  $\varphi(t)$  на периоде составляет  $K_{ФМ} \cdot S_0$ , что по определению есть индекс модуляции ( $m$ ) ФМ-сигнала. По окончании интервалов постоянства происходит скачкообразное изменение набега  $\varphi(t)$  на удвоенное значение индекса:  $2m = 2K_{ФМ} \cdot S_0$ . Полагая далее, что индекс модуляции  $m$  составляет точно  $r \cdot \pi/2$

радиан ( $r = 1, 3, 5, \dots$ ), тогда формируемое модулятором колебание в моменты времени  $\tau \pm l \cdot T$  и  $T \pm l \cdot T$  ( $l$  – целое число) скачком меняет фазу на  $\pi$  радиан. Мгновенная частота рассматриваемого ФМ-колебания согласно (8) в любой произвольный момент времени постоянна и равна частоте несущей  $f_0$ . Диаграмма ФМ-сигнала показана на рис. П.3.5, б.

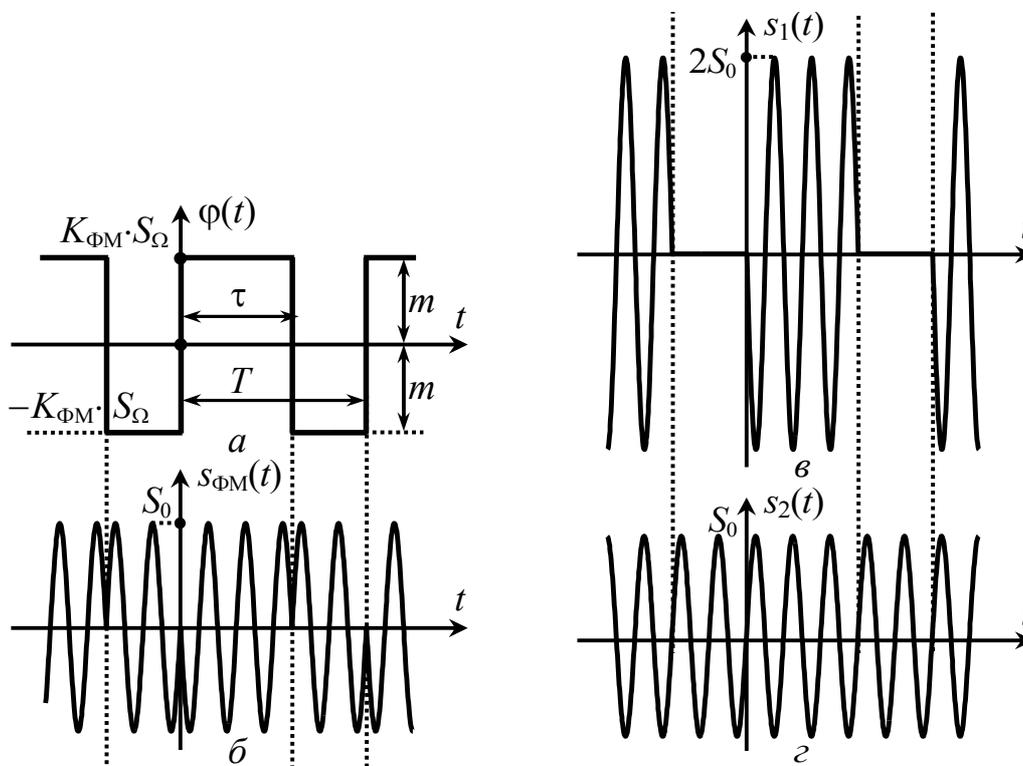


Рис. П.3.5

Формируемое модулятором ФМ-колебание можно рассматривать как сумму двух сигналов. Первый компонент  $s_1(t)$  (рис. П.3.5, в) представляет собой последовательность радиоимпульсов длительности  $\tau$  удвоенной амплитуды, по сравнению с исходной  $S_0$ , и фазы, одинаковой с фазой исходного ФМ-сигнала в совпадающем интервале времени. Вторым компонентом (рис. П.3.5, з) является немодулированное гармоническое колебание  $s_2(t)$  с противоположной, по сравнению с первым сигналом  $s_1(t)$ , фазой.

Комплексные амплитуды составляющих сигнала  $s_1(t)$  могут быть найдены по (П.2):

$$\dot{C}_{n1} = S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M) \cdot \exp(-j\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M), \quad (\text{П.7})$$

где частота  $n$ -й спектральной составляющей равна  $\pm f_0 + n \cdot F_M$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$   
Для сигнала  $s_2(t)$  —

$$\dot{C}_{n2} = 0.5 S_0 \cdot \exp(-j\pi), \quad (\text{П.8})$$

причём составляющих в комплексном спектре всего две — с частотами  $\pm f_0$ .

Таким образом, спектр анализируемого ФМ-колебания определяется также суммой спектров двух сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ . Описание сигнала  $s_2(t)$  в частотной области очень простое, поэтому спектральные составляющие ФМ-сигнала точно соответствуют составляющим  $s_1(t)$ , за исключением колебания на частоте несущей. Формула для расчёта коэффициентов ряда Фурье имеет вид:

$$\dot{C}_{n\text{ФМ}} = \begin{cases} S_0 \cdot \tau \cdot F_M - S_0/2, & n=0; \\ S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M) \cdot \exp(-j\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M), & n \neq 0. \end{cases}$$

При переходе к искомому гармоническому спектру амплитуд окончательно получим

$$A_{n\text{ФМ}} = \begin{cases} S_0 \cdot |1 - 2\tau \cdot F_M|, & n=0; \\ 2S_0 \cdot \tau \cdot F_M \cdot |\text{sinc}(\pi \cdot n \cdot \tau \cdot F_M)|, & n > 0. \end{cases} \quad (\text{П.9})$$

Заметим, что амплитуды гармоник рассмотренного ФМ-сигнала не зависят от величины индекса модуляции  $m$ , но только при условии, что  $m = r \cdot \pi/2$  радиан, где  $r = 1, 3, 5, \dots$

### П.3.2. Спектр амплитуд сигнала, модулированного последовательностью пилообразных импульсов

**П.3.2.1.** Пусть на управляющий вход идеального амплитудного модулятора с крутизной  $K_{\text{АМ}}$  подаётся периодическая последовательность  $s_{\text{И}}(t)$  знакопеременных пилообразных импульсов (рис. П.3.6, *а*, где  $S_{\Omega}$  — амплитуда,  $T = 1/F_M$  — период ( $F_M$  — частота) модуляции). На второй вход модулятора подаётся несущее колебание  $S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$  амплитуды  $S_0$  и частоты  $f_0$ . Огибающая амплитуд АМ-сигнала на выходе модулятора изменяется пропорционально мгновенным значениям информационного колебания  $s_{\text{И}}(t)$ :  $A(t) = K_{\text{АМ}} \cdot s_{\text{И}}(t) + S_0$  (рис. П.3.6, *б*, где  $K_{\text{АМ}} \cdot S_{\Omega}$  — максимальное отклонение  $A(t)$  от амплитуды несущей, равное  $M \cdot S_0$  согласно (3),  $M$  — коэффициент модуляции). Временная диаграмма соответствующего такой огибающей амплитуд радиосигнала показана на рис. П.3.6, *в*.

Пилообразное колебание  $s_{\text{И}}(t)$  (рис. П.3.6, *а*) хорошо известно в теории радиотехнических сигналов; комплексные амплитуды составляющих комплексного спектра такого сигнала согласно [2] определяются выражением:

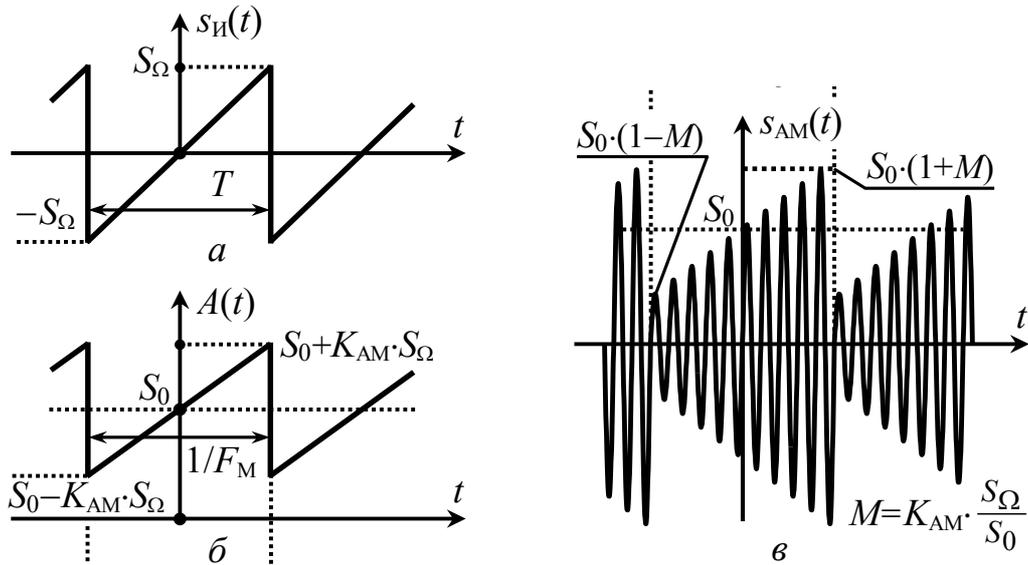


Рис. П.3.6

$$\dot{C}_{nH} = \begin{cases} 0 & \text{при } n=0, \\ S_{\Omega} \cdot e^{j(-1)^n \pi/2} / (n \cdot \pi) & \text{при } n \neq 0. \end{cases}$$

где  $f_n = n \cdot F_M$  – частота  $n$ -й составляющей. Используя это выражение, можно найти амплитуды составляющих комплексного спектра огибающей амплитуд радиосигнала. Из рис. П.3.6, б следует, что мгновенные значения огибающей  $A(t)$  отличаются от мгновенных значений  $s_H(t)$  в  $K_{AM}$  раз; кроме того в составе огибающей есть постоянная составляющая величины  $S_0$ . Тогда

$$\dot{C}_{nA} = \begin{cases} S_0 & \text{при } n=0, \\ \frac{S_0}{n \cdot \pi} \cdot M \cdot e^{j(-1)^n \pi/2} & \text{при } n \neq 0. \end{cases}$$

Комплексные амплитуды составляющих АМ-сигнала определяются на основе комплексного спектра огибающей по теореме смещения спектра, в соответствии с которой

$$\dot{C}_{nAM} = \begin{cases} S_0/2 & \text{при } n=0, \\ S_0 \cdot M \cdot e^{\pm j\pi/2} / (2n \cdot \pi) & \text{при } n \neq 0, \end{cases}$$

где  $n$ -я составляющей имеет частоту  $f_n = \pm f_0 + n \cdot F_M$ .

При переходе к амплитудам гармоник легко получить выражение для гармонического спектра амплитуд АМ-сигнала:

$$A_{nAM} = \begin{cases} S_0 & \text{при } n=0, \\ S_0 \cdot M / (n \cdot \pi) & \text{при } n > 0. \end{cases} \quad (\text{П.10})$$

**П.3.2.2.** Периодическая последовательность  $s_{И}(t)$  пилообразных импульсов (рис. П.3.7, а) поступает на управляющий вход идеального частотного модулятора с крутизной  $K_{ЧМ}$ , Гц/В. На второй вход модулятора подаётся несущее гармоническое колебание  $S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \psi_0)$  амплитуды  $S_0$  и частоты  $f_0$ .

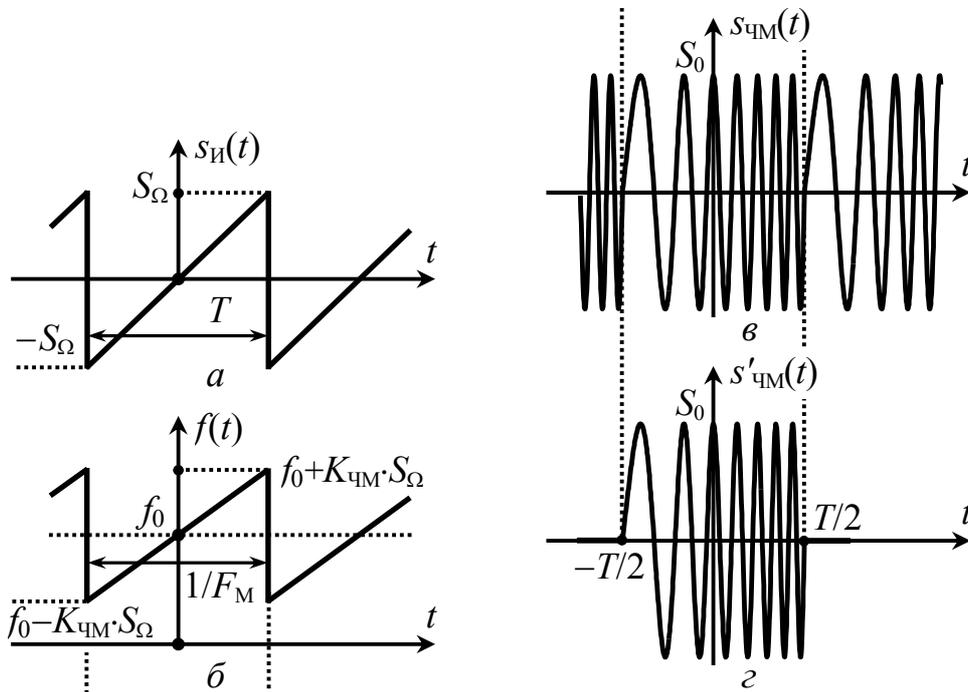


Рис. П.3.7

Мгновенная частота ЧМ-колебания согласно (4) линейно нарастает в пределах периода информационного сигнала  $s_{И}(t)$  (рис. П.3.7, б) от минимального значения, равного  $f_{Н} = f_0 - F_{Д}$ , до максимального значения, составляющего  $f_{В} = f_0 + F_{Д}$  соответственно, где  $F_{Д} = K_{ЧМ} \cdot S_{\Omega}$  – девиация частоты ЧМ-колебания. Соответствующий ЧМ-сигнал показан на рис. П.3.7, в.

Будем считать, что ЧМ-сигнал является периодическим – на периоде модуляции  $1/F_{М}$  укладывается точно  $k$  периодов колебания с изменяющейся частотой. При таком условии поиск спектра  $s_{ЧМ}(t)$  может быть сведён к расчёту спектральной плотности одиночного импульса  $s'_{ЧМ}(t)$  с линейно изменяющейся частотой (рис. П.3.7, г).

Мгновенная частота радиоимпульса  $s'_{ЧМ}(t)$  в пределах его длительности ( $t \in [-T/2, T/2]$ ) определяется выражением

$$f(t) = f_0 + 2S_{\Omega}K_{ЧМ} \cdot t/T = f_0 + 2F_{Д}F_{М} \cdot t,$$

мгновенные значения сигнала –  $s'_{ЧМ}(t) = S_0 \cdot \cos\Psi(t)$ , где  $\Psi(t)$  – полная текущая фаза, определяемая интегралом от  $f(t)$ :

$$\Psi(t) = 2\pi \cdot \int_{-T/2}^t f(t)dt + \psi_0 = 2\pi \cdot (f_0 \cdot t + F_{Д} \cdot F_{М} \cdot t^2) + \pi \cdot (f_0 - F_{Д}/2) \cdot T + \psi_0.$$

Начальную фазу  $\psi_0$  для упрощения расчётов достаточно положить равной  $\pi \cdot (F_D/2 - f_0) \cdot T$ , тогда  $s'_{\text{ЧМ}}(t) = S_0 \cdot \cos[2\pi \cdot (f_0 \cdot t + F_D \cdot F_M \cdot t^2)]$ .

Комплексная спектральная плотность одиночного радиоимпульса  $s'_{\text{ЧМ}}(t)$  определяется прямым преобразованием Фурье:

$$\begin{aligned} \dot{G}_{S'}(f) &= \int_{-T/2}^{+T/2} S_0 \cdot \cos[2\pi \cdot (f_0 \cdot t + F_D \cdot F_M \cdot t^2)] \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt = \\ &= S_0/2 \cdot \int_{-T/2}^{+T/2} e^{+j2\pi[F_D \cdot F_M \cdot t^2 - (f-f_0) \cdot t]} dt + S_0/2 \cdot \int_{-T/2}^{+T/2} e^{-j2\pi[F_D \cdot F_M \cdot t^2 + (f+f_0) \cdot t]} dt. \end{aligned}$$

Первое слагаемое в полученном выражении определяет всплеск плотности вблизи частоты  $f_0$ , а второе – в окрестности частоты «минус»  $f_0$ . При расчёте спектра в области частот  $f > f_0$  вторым слагаемым можно пренебречь; в первом слагаемом показатель экспоненты следует дополнить до квадрата разности:

$$\dot{G}_{S'}(f) \approx S_0/2 \cdot e^{+j2\pi d^2} \cdot \int_{-T/2}^{+T/2} e^{+j2\pi(\sqrt{F_D \cdot F_M} \cdot t - d)^2} dt, \quad d = (f - f_0) / (2\sqrt{F_D \cdot F_M}).$$

Перейдя в интеграле к новой переменной  $\xi = 2(\sqrt{F_D \cdot F_M} \cdot t - d)$ :

$$\dot{G}_{S'}(f) = \frac{S_0}{4\sqrt{F_D \cdot F_M}} \cdot e^{j2\pi d^2} \cdot \int_{-u_1}^{+u_2} \exp(+j\pi \cdot \xi^2 / 2) d\xi,$$

где  $u_{1,2} = \sqrt{F_D / F_M} \cdot [1 \pm (f - f_0) / F_D]$ , и используя хорошо известные в математике интегралы Френеля [2] –

$$C(x) = \int_0^x \cos(\pi \cdot \xi^2 / 2) d\xi, \quad S(x) = \int_0^x \sin(\pi \cdot \xi^2 / 2) d\xi,$$

несложно получить

$$\dot{G}_{S'}(f) = S_0 / (4\sqrt{F_D \cdot F_M}) \cdot e^{j2\pi d^2} \cdot \{C(u_1) + C(u_2) + j[S(u_1) + S(u_2)]\}.$$

При переходе к комплексным амплитудам составляющих комплексного спектра периодического сигнала, а затем и к амплитудам гармоник получим окончательно

$$A_{\text{нЧМ}} = \frac{S_0}{2} \sqrt{\frac{F_M}{F_D}} \cdot \sqrt{\{C[\hat{u}_1(n)] + C[\hat{u}_2(n)]\}^2 + \{S[\hat{u}_1(n)] + S[\hat{u}_2(n)]\}^2}, \quad (\text{П.11})$$

где  $\hat{u}_1 = \sqrt{F_D/F_M} + n \cdot \sqrt{F_M/F_D}$ ,  $\hat{u}_2 = \sqrt{F_D/F_M} - n \cdot \sqrt{F_M/F_D}$ , частота  $n$ -й гармонической составляющей равна  $f_0 + n \cdot F_M$ .

Графические зависимости интегралов Френеля от их аргумента приведены на рис. П.3.8. Заметим, что  $C(-x) = -C(x)$ ,  $S(-x) = -S(x)$ .

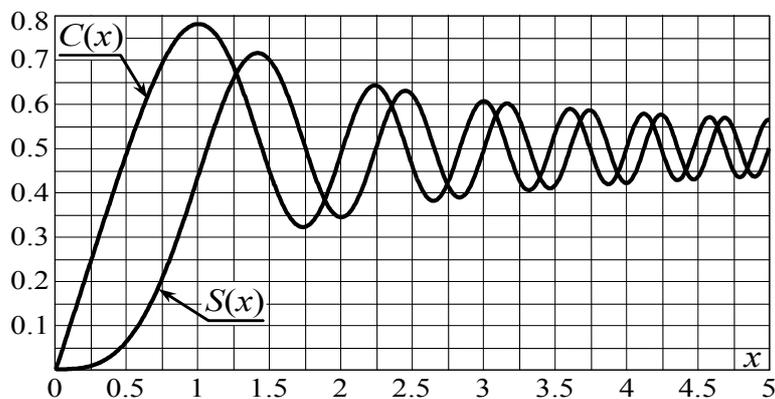


Рис. П.3.8

**П.3.2.3.** Периодическая последовательность  $s_{И}(t)$  пилообразных импульсов (рис. П.3.9, а) поступает на управляющий вход идеального фазового модулятора с крутизной  $K_{ФМ}$ , рад/В. На второй вход подаётся несущее колебание  $S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ .

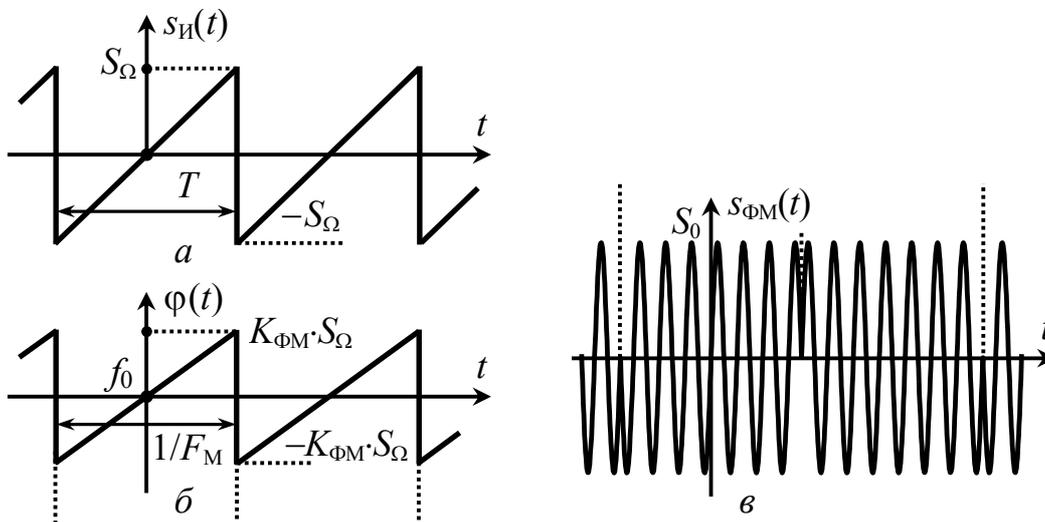


Рис. П.3.9

При фазовой модуляции пропорционально мгновенным значениям модулирующего колебания изменяется набег фазы радиосигнала:  $\varphi(t) = K_{ФМ} \cdot s_{И}(t)$  (рис. П.3.9, б). Максимальное абсолютное значение  $\varphi(t)$  на периоде модуляции (индекс  $m$ ) составляет  $K_{ФМ} \cdot S_{\Omega}$ . По окончании периода  $s_{И}(t)$ , в пределах которого наблюдается рост  $\varphi(t)$  по закону  $2K_{ФМ} \cdot S_{\Omega} \cdot t/T$ , происходит скачкообразное изменение фазы на удвоенное значение индекса ( $2m = 2K_{ФМ} \cdot S_{\Omega}$ ). Полагая далее, что

индекс модуляции  $m$  составляет  $r \cdot \pi/2$  радиан ( $r = 1, 3, 5, \dots$ ), тогда ФМ-сигнал в моменты времени  $\pm l \cdot T/2$  ( $l$  – целое число) меняет скачком фазу точно на  $\pi$  радиан. Текущая частота анализируемого ФМ-колебания в соответствии с (8) является постоянной и равна

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + K_{\text{ФМ}} \cdot S_{\Omega} \cdot F_M / \pi = f_0 + m \cdot F_M / \pi.$$

Временная диаграмма ФМ-сигнала показана на рис. П.3.9, в.

Сопоставив диаграммы модулированных колебаний на рис. П.3.9, в и рис. П.3.5, б, легко заметить, что временная зависимость анализируемого сигнала во многом совпадает с осциллограммой ФМ-колебания при модуляции периодической последовательностью прямоугольных импульсов. Отличие рассматриваемого сигнала от колебания на рис. П.3.5, б заключается в несколько другой частоте заполнения и длительности импульсов, а также в наличии запаздывания одного сигнала относительно другого.

Итак, исследуемое ФМ-колебание может рассматриваться как сумма двух сигналов:  $s_1(t)$  – последовательности радиоимпульсов длительности  $T$  удвоенной амплитуды  $2S_0$  с периодом  $2T = 2/F_M$  прямоугольной огибающей и  $s_2(t)$  – гармонического колебания с фазой, противоположной  $s_1(t)$ . Комплексные амплитуды составляющих  $s_1(t)$  могут быть записаны аналогично (П.7):

$$\dot{C}_{n1} = 0.5S_0 \cdot T \cdot F_M \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n \cdot T \cdot F_M / 2) = 0.5S_0 \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n / 2),$$

где  $f_n = \pm (f_0 + m \cdot F_M / \pi) + n \cdot F_M / 2$ , а  $n = 0, \pm 1, \dots$ . Для сигнала  $s_2(t)$  – по аналогии с (П.8)

$$\dot{C}_{n2} = 0.5S_0 \cdot \exp(-j\pi),$$

причём составляющих в комплексном спектре две – с частотами  $\pm (f_0 + m \cdot F_M / \pi)$ .

Комплексный спектр ФМ-колебания определяется суммой комплексных спектров сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ :

$$\dot{C}_{n\text{ФМ}} = \begin{cases} 0, & n=0, \\ S_0/2 \cdot \text{sinc}(\pi \cdot n / 2), & n \neq 0. \end{cases}$$

При переходе к гармоническому спектру получим

$$A_{n\text{ФМ}} = \begin{cases} 0, & n=0, \\ S_0 \cdot |\text{sinc}(\pi \cdot n / 2)|, & n > 0; \end{cases} \quad (\text{П.12})$$

частоты гармоник определяются как  $f_0 + m \cdot F_M / \pi + n \cdot F_M / 2$  ( $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ); отклонение частот гармоник от  $f_0$  кратно  $F_M / 2$ , однако, из формулы (П.12) следует, что составляющие с номерами  $n = 0, \pm 2, \pm 4, \dots$  имеют нулевые амплитуды, поэтому фактический разнос гармоник по частоте составляет  $F_M$ .

## ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ АВТОГЕНЕРАТОРА ПРИ ЕГО СИНХРОНИЗАЦИИ ВНЕШНИМ ИСТОЧНИКОМ

Как известно, при синхронизации автогенератора внешним источником возможен захват частоты автоколебаний. При включении синхронизирующего источника с частотой, отличающейся от частоты автоколебаний, может наблюдаться плавное изменение во времени частоты автогенератора в сторону частоты источника и, спустя какое-то время, абсолютное совпадение с «чужой» частотой. При моделировании процессов в схемотехническом симуляторе изучение нестационарного процесса установления частоты на выходе автогенератора вполне можно реализовать с использованием представленной ниже программы (рис. П.4), реализованной в MathCAD.

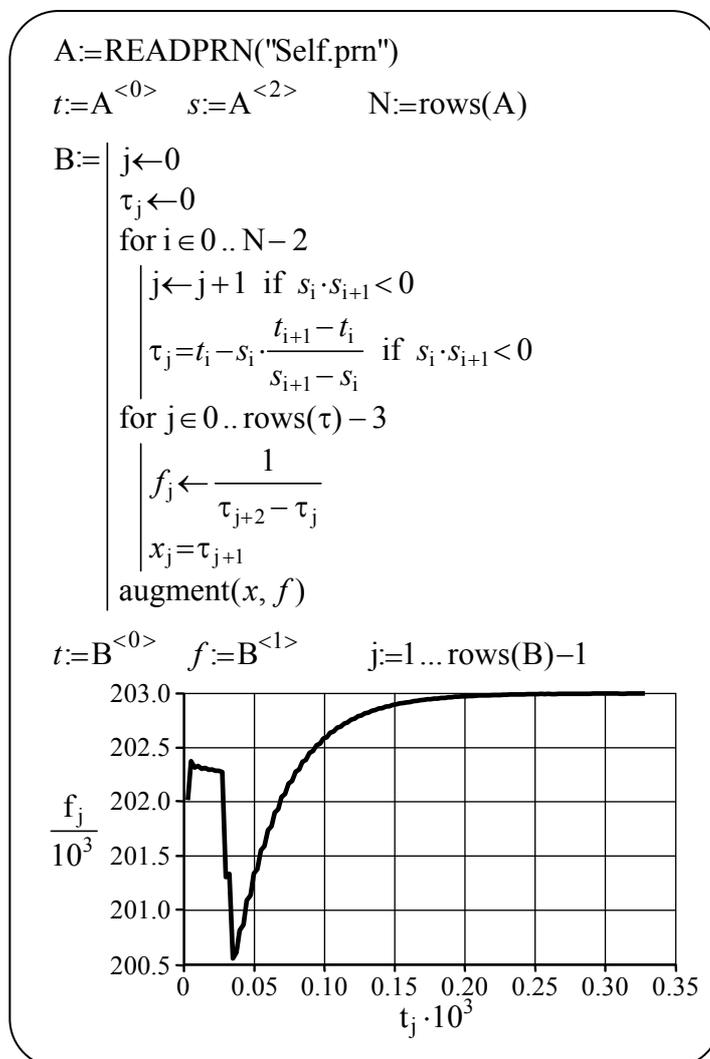


Рис. П.4

Следует заметить, что применение программы не исчерпывается исследованиями автогенератора. Она может быть использована для достоверной оценки мгновенной частоты практически любых видов квазигармонических колебаний с нулевой постоянной составляющей. Например, при резонансном усилении колебаний с угловой модуляцией посредством программы можно определить закон изменения мгновенной частоты (а при усовершенствовании – и набега фазы) выходного колебания, что позволяет визуально и количественно оценивать искажения информационного сигнала.

Исходными данными для работы программы является временная зависимость колебания с искомым законом изменения текущей частоты, представленная в виде сколь угодно объёмной совокупности значений моментов времени  $t_i$  и соответствующих мгновенных значений  $s_i$  колебания. В симуляторе Electronics Workbench временную диаграмму колебания целесообразно получить с помощью цифрового осциллографа. Чтобы сохранить зафиксированную прибором осциллограмму, достаточно нажать кнопку «Save» на панели осциллографа. Симулятор при этом формирует файл (в ASCII-кодах) с расширением «scr», содержащий текстовый комментарий и числовые данные в трёх столбцах. В первом столбце приводятся значения текущего времени, во втором и третьем — мгновенные значения напряжений на входах каналов осциллографа. Созданный симулятором файл следует открыть в текстовом редакторе (Блокнот, WordPad и т.п.) и удалить первые 17 строк (комментарий), затем сохранить с расширением «prn». Внимание! Обработку файла можно полностью автоматизировать, используя авторскую программу «Self-excited oscillator.exe», следующим образом: активировать программу, выбрать в окне необходимый файл, нажать кнопку «Обработать файл».

Данные из файла (на рис. П.4 с именем «Self.prn») считываются в матрицу «A» размерности  $3 \times N$ , где  $N$  — число временных отсчётов и соответствующих отсчётов напряжений. Значения первого (в MathCAD — нулевого) столбца матрицы «A» определяют матрицу-вектор моментов времени « $t$ », значения третьего столбца (по умолчанию напряжение с выхода автогенератора поступает на второй канал осциллографа) — матрицу-вектор « $s$ » мгновенных значений колебания. В подпрограмме «B» сначала определяются моменты времени, для которых текущее мгновенное значение колебания  $s_i$  и последующее  $s_{i+1}$  отличаются знаком:  $s_i \cdot s_{i+1} < 0$ . Очевидно, что в промежутке между моментами  $t_i$  и  $t_{i+1}$  берет свое начало одна из полуволн колебания, соответствующая половине его периода. Для уточнения временного положения нулевого мгновенного значения колебания используется линейная интерполяция: истинное поведение колебания между моментами  $t_i$  и  $t_{i+1}$  заменяется линейной функцией и на основе простейших геометрических соотношений определяется абсцисса точки пересечения прямой с осью времени. После того как все моменты времени  $\tau_j$  ( $j = 1, 2, \dots$ ) начала полупериодов колебания определены, достаточно рассчитать величины, обратные разностям моментов времени  $\tau_{j+2}$  и  $\tau_j$  (через один нуль колебания). В результате получаем значения текущей частоты  $f_j$ , соответствующие

моментам времени  $\tau_{j+1}$ . Далее в программе выводится график зависимости текущей частоты колебания. Используя режим трассировки, можно определить значение частоты в любой момент времени.

Для примера на рис. П.4 представлен график зависимости частоты автоколебаний при одновременном старте автогенератора и синхронизирующего внешнего источника. Частота автоколебаний автономного генератора составляет 200 кГц, частота внешнего источника — 203 кГц, соотношение между амплитудами колебаний источника и автоколебаний на базе транзистора равно единице. Из графика видно, что частота выходных колебаний автогенератора сложным образом изменяется, однако, спустя примерно 0.25 мс устанавливается равной частоте синхронизирующего источника, что свидетельствует о захвате частоты. Интересно, что временная зависимость частоты автоколебаний при старте внешнего источника в условиях работающего автогенератора уже несколько иная. Читателю предлагается исследовать это самостоятельно.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	3
Лабораторная работа № 1. Временные и спектральные характеристики сигналов при их типовых преобразованиях .....	5
Лабораторная работа № 2. Временные и спектральные характеристики модулированных сигналов.....	9
Лабораторная работа № 3. Частотные и временные характеристики фильтров нижних частот .....	21
Лабораторная работа № 4. Линейное апериодическое усиление видеосигналов .....	34
Лабораторная работа № 5. Линейное резонансное усиление модулированных сигналов .....	48
Лабораторная работа № 6. Нелинейное резонансное усиление и умножение частоты .....	63
Лабораторная работа № 7. Обратная связь в линейных активных цепях .....	82
Лабораторная работа № 8. Автогенерация гармонических колебаний ..	90
Лабораторная работа № 9. Амплитудная модуляция смещением .....	110
Лабораторная работа № 10. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов .....	121
Лабораторная работа № 11. Детектирование сигналов с угловой модуляцией.....	135
Лабораторная работа № 12. Восстановление непрерывных сигналов по дискретным отсчетам.....	153
Лабораторная работа № 13. Временные и частотные характеристики цифровых фильтров.....	170
Лабораторная работа № 14. Синтез и исследование цифровых фильтров .....	183
Заключение.....	190
Библиографический список .....	191
Приложение 1. Минимально необходимые для работы сведения о симуляторе.....	192
Приложение 2. Пример оформления отчета по работе .....	206
Приложение 3. Примеры аналитического расчёта спектра АМ-, ЧМ- и ФМ-колебаний при модуляции периодической последовательностью прямоугольных и пилообразных импульсов.....	207
Приложение 4. Оценка частоты колебаний автогенератора при его синхронизации внешним источником .....	220

**Учебное издание**

**Останков Александр Витальевич**

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ  
И СИГНАЛЫ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО  
ОБУЧЕНИЯ**

**Лабораторный практикум**

Компьютерный набор А. В. Останкова

Редактор Каширина О. В.

Подписано к изданию 01.04.2022.

Объем данных 2,7 Мб

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»  
394026 Воронеж, Московский проспект, 14