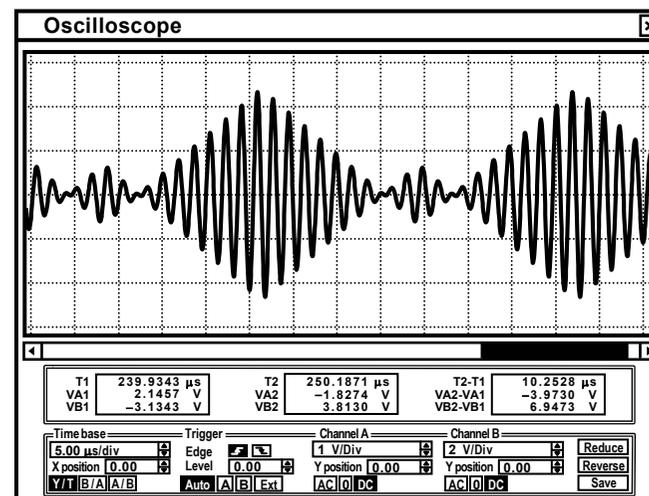


А.В. Останков

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ И ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ ИХ ОБРАБОТКИ: ИССЛЕДОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Учебное пособие



Воронеж 2008

ГОУВПО "Воронежский государственный
технический университет"

А.В. Останков

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ
И ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ ИХ
ОБРАБОТКИ: ИССЛЕДОВАНИЕ
НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО
МОДЕЛИРОВАНИЯ

Утверждено Редакционно-издательским советом
университета в качестве учебного пособия

Воронеж 2008

Останков А.В. Радиотехнические сигналы и линейные цепи для их обработки: исследование на основе имитационного моделирования: учеб. пособие / А.В. Останков. Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2008. 161 с.

Представлен лабораторный практикум по двум разделам дисциплины "Радиотехнические цепи и сигналы": "Теория детерминированных сигналов" и "Линейные радиотехнические цепи". Практикум ориентирован на выполнение в схемотехническом симуляторе Electronics Workbench. Приводятся необходимые для работы в симуляторе сведения, основные теоретические положения, описания виртуальных установок, указания к выполнению каждой работы, контрольные вопросы к защите. Каждая работа выполняется по вариантам. Все необходимые для исследований схемные файлы с лабораторными установками реализованы автором и доступны для использования.

Издание соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210300 "Радиотехника", специальности 210302 "Радиотехника", дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы". Предназначено для студентов очной и очно-заочной форм обучения.

Табл. 21. Ил. 55. Библиогр.: 8 назв.

Рецензенты: кафедра "Сети связи и системы коммутации" Международного института компьютерных технологий (зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. Р.Н. Андреев);
канд. техн. наук, доц. Ю.Э. Корчагин

© Останков А.В., 2008

© Оформление. ГОУВПО

"Воронежский государственный
технический университет", 2008

Физическое моделирование основных классов радиотехнических цепей и сигналов посредством натурального эксперимента представляет одну из важнейших составляющих освоения специальности "Радиотехника".

В настоящее время для реализации лабораторного практикума, отвечающего современным тенденциям развития радиоэлектроники и разнообразного по тематике, разумным является создание как натуральных, так и виртуальных лабораторных установок на основе использования пакетов имитационного (математического) моделирования. Применительно к изучению основополагающих физических процессов в радиотехнических цепях такой подход вполне оправдан по ряду причин:

а) широкомасштабное, многоплановое физическое моделирование реальной радиотехнической цепи трудоемко из-за сложностей прямого измерения ряда характеристик и необходимости использования методик косвенного измерения;

б) экспериментальное изучение процессов в радиотехнических (высокочастотных) цепях связано с существенными материальными затратами, более того, ряд исследований может привести к выходу установки из строя;

в) с помощью программы имитационного моделирования (симулятора) можно подключить виртуальные приборы и проанализировать частотно-временные характеристики сигналов в любой точке схемы, чего нельзя сделать в реальных цепях;

г) симулятор позволяет проанализировать цепь на основе моделей (схем) разной сложности (физичности), начиная от простейшей схемы замещения и заканчивая полной электрической схемой;

д) проектирование цепей в современных условиях производится с использованием разнообразных САПР, поэтому студенту необходимо овладеть основами работы с подобными пакетами; и если в будущем выпускнику придется работать с

другой системой, приобретенные навыки позволят освоить ее с меньшими временными затратами.

В настоящее время известно большое количество пакетов имитационного моделирования: P-CAD, OrCAD, Micro-Cap, PSpice, Electronics Workbench (MultiSim), LabView, APLAC, System View, CircuitMaker, Protel, Microwave Office 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 Electronics Workbench. По мнению многих педагогов наиболее простым и легко осваиваемым "с ходу" пользовательским интерфейсом обладает симулятор Electronics Workbench (EWB). Симулятор позволяет максимально приблизить процедуру моделирования к эксперименту, обеспечивая при этом возможность многопланового исследования свойств цепей с получением достоверных результатов.

Для проведения виртуальных лабораторных работ в EWB необходимо располагать инсталлированной копией пакета на пользовательском компьютере. Использование EWB версии 5.12, на которую ориентирован представленный ниже материал, предъявляет невысокие требования к ресурсам компьютера: не более 40 Мбайт дисковой памяти, минимальный объем ОЗУ – 128 МБ, разрешение экрана – 800×600 или выше.

Пособие содержит описание шести работ, входящих в лабораторный практикум по дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы". Описание каждой работы включает теоретические сведения об исследуемых цепях (сигналах) и основных процессах в них, указания по проведению экспериментальных исследований, проводимых в пакете Electronics Workbench, контрольные вопросы к защите работы. В конце приведен список рекомендуемой учебной литературы.

1. МИНИМАЛЬНО НЕОБХОДИМЫЕ ДЛЯ РАБОТЫ СВЕДЕНИЯ О СИМУЛЯТОРЕ ELECTRONICS WORKBENCH 5.12

1.1. Интерфейс пользователя

Интерфейс пользователя Electronics Workbench 5.12 представлен полем меню, двухрядной панелью инструментов и рабочим (схемным) полем. В рабочем поле программы 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 расположением графического изображения (иконок[▼]) компонентов ("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"

[▼] Иконка – используемое в симуляторе условное графическое обозначение элемента цепи или контрольно-измерительного прибора.

и т.п.), закладки которого зависят от типа выбранного 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 – емкость (Capacitance), катушки – индуктивность (Inductance), источника гармонического напряжения – действующее значение напряжения (Voltage), частота (Frequency), начальная фаза (Phase) и т.п.; при установке или изменении номинальных значений параметров элементов следует иметь однозначное представление об используемых в EWB обозначениях кратных (производных) единиц измерения физических величин (табл. 1), часто применяемых при анализе сигналов и цепей;

◆ "Models"; закладка используется для выбора модели (совокупности параметров, описывающих свойства компонента, например, диода, транзистора, операционного усилителя,

Таблица 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

трансформатора и т.п.) или ее 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 величиной, указываемой в смежном поле; "Short" – короткого замыкания разноименных 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 схемы (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.

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 мо-

[▼] Нода – точка соединения выводов двух и более компонентов, включая и узел (точку соединения трех и более компонентов).

делирование 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; при этом из моделируемой цепи исключаются все конденсаторы (методом обрыва) и закорачиваются все индуктивности. После выполнения команды "DC Operating Point" в окне "Analysis Graph" выводятся расчетные значения потенциалов контрольных точек (нод), а также 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 Sweeр..." позволяет выявить конкретные зависимости постоянной составляющей потенциалов нод (токов в ветвях с индуктивностью или источниками напряжения) от величины параметров используемых в схеме источников по-

стоянного тока или напряжения. В диалоговом окне команды (рис. 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 измеряется постоянное напряжение как функция варьируемой величины. Из результатов моделирования (рис. 1,б) видно, как зависит напряжение в ноде 8 (относительно "земли") от величины напряжения источника, идентифицируемого системой как V1.

Команда "AC Frequency ..." обеспечивает расчет частотных характеристик цепи. Выполнение команды начинается с задания в диалоговом окне (рис. 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 – масштаба АЧХ по вертикали: линейного (Linear), логарифмического (Log) или в децибелах (Decibel); Nodes in circuit – списка всех ноуд цепи; Nodes for

analysis – перечень всех ноуд, для которых необходим расчет характеристик; конкретный список ноуд устанавливается нажатием кнопок "Add ->" (добавить) и "<- Remove" (удалить); Simulate – кнопка запуска команды частотного анализа.

Результаты выполнения команды "AC Frequency ..." приводятся в окне "Analysis Graphs" в виде ненормированной амплитудно-частотной (верхняя кривая) и фазочастотной (нижняя кривая) характеристик (рис. 2,б). Следует помнить, что ненормированная АЧХ представляет собой зависимость от частоты амплитуды (!) выходного гармонического колебания в установившемся режиме; ее значения прямо пропорциональны амплитуде входного напряжения (при частотном 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 визиры, вызов которых производится нажатием кнопки  (на рис. 2,б не показана).

Команда "Transient ..." позволяет осуществить расчет переходных процессов в цепи. Диалоговое окно команды содержит следующие позиции (рис. 3,а): Initial conditions – установ-

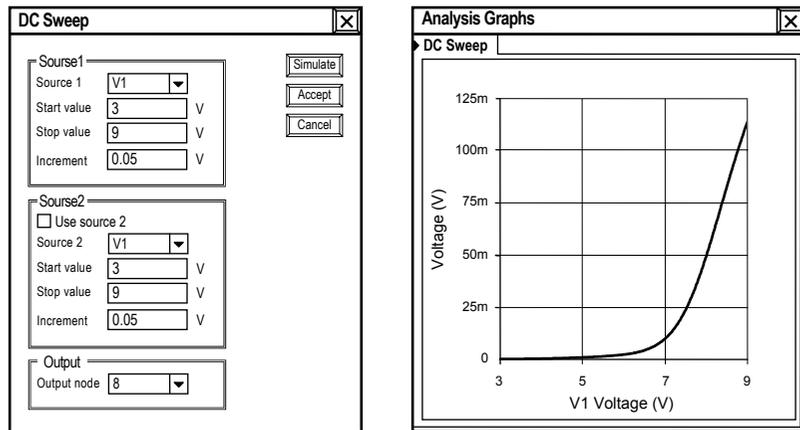


Рис. 1
10

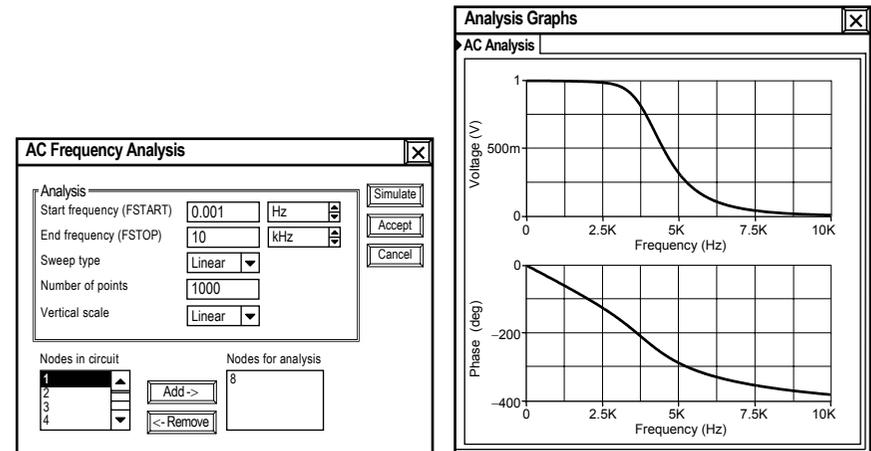
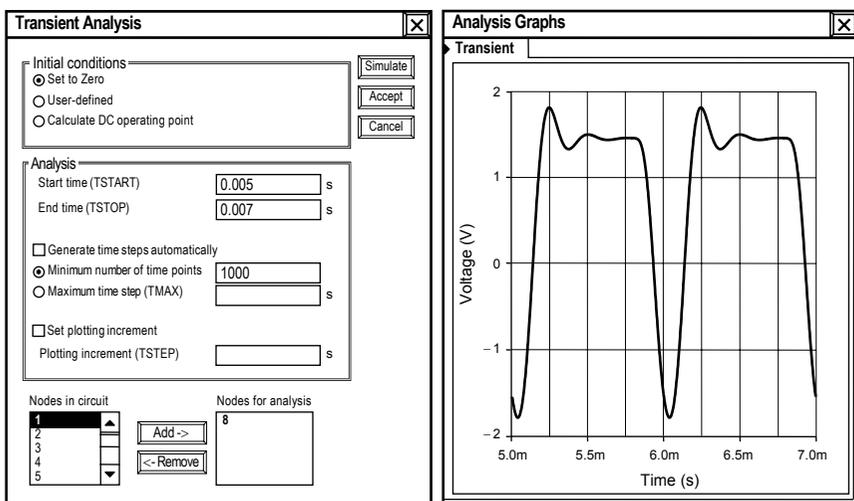


Рис. 2
11

ка 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. 3,а параметрах результаты временного анализа могут выглядеть так, как это представлено на рис. 3,б.

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 (рис. 4,а), в котором опции имеют следующий смысл: Output node – номер



а

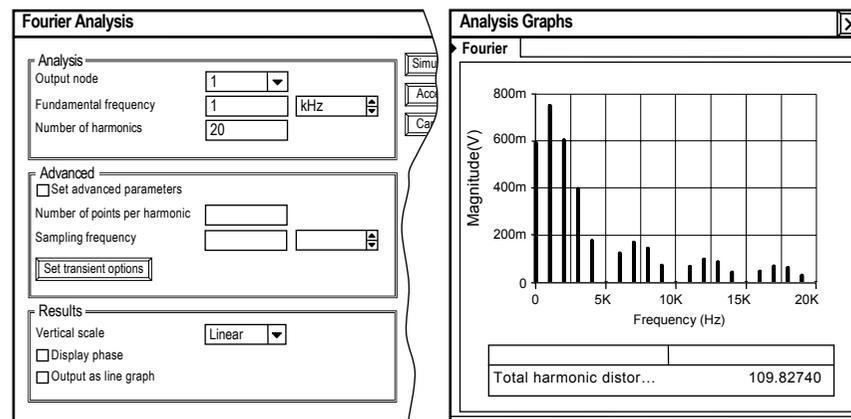
б

Рис. 3

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).

Команда "Fourier ..." рассчитана, прежде всего, на расчет 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. 4,б) с указанием в его нижней части коэффициента гармоник в процентах.

Наличие опций поля "Advanced" (рис. 5,а) позволяет учитывать конечную длительность сигнала и эффективно оценивать амплитудные спектры непериодических колебаний. Для этого следует основную частоту сигнала (Fundamental frequen-



а

б

Рис. 4

су) 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 расчетов. 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). Дезактивировать 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 дождаться окончания анализа, производимого симулятором в течение нескольких секунд. На рис. 5,б показаны результаты Фурье-анализа видеоимпульса сложной формы, обладающего конечной длительностью 3 мс.

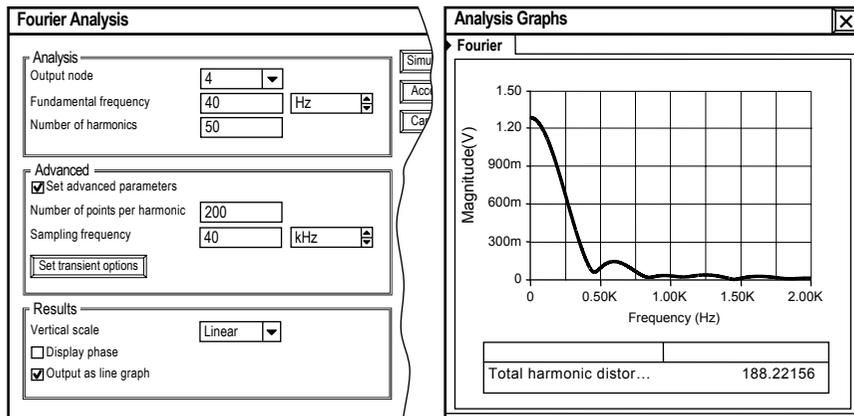


Рис. 5

Команда "Parameter Sweep ..." позволяет провести многократный расчет характеристик цепи при разных значениях задаваемого параметра компонента. Исходные данные для выполнения команды задаются следующим образом (рис. 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

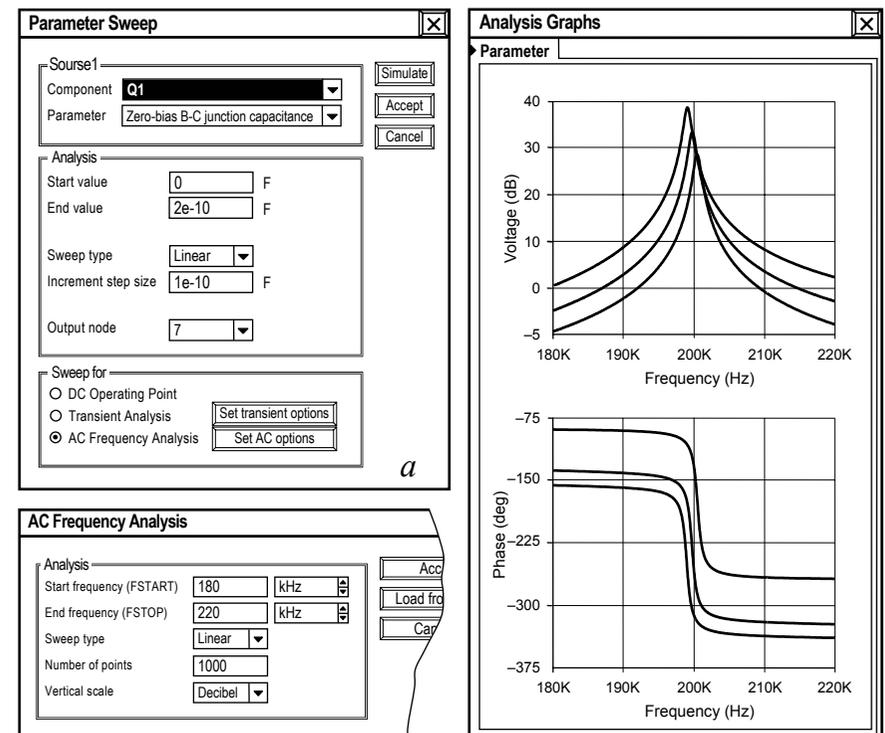


Рис. 6

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. В качестве примера на рис. 6,б приведено подобное окно для ввода параметров частотного анализа; результатом выполнения команды при этом является семейство амплитудно- и фазочастотных характеристик цепи (рис. 6,в), соответствующих разным значениям изменяемого параметра элемента. Для выяснения соответствия графической зависимости 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 измери-

тель 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 зачастую используются модели компонентов с измененными значениями параметров по сравнению с установленными по умолчанию. При загрузке такого файла появляется меню с сообщением о нестандартном использовании модели и с предложением выбрать один из следующих 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 однозначно выбрать "Use circuit model".

1.3. Работа с виртуальными приборами

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. 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. 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 копок 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, μ s/Div, ns/Div) и может быть изменен дискретно щелчком мышки. Имеется также возможность смещать по горизонтали начало осциллограммы с помощью мининокпок 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

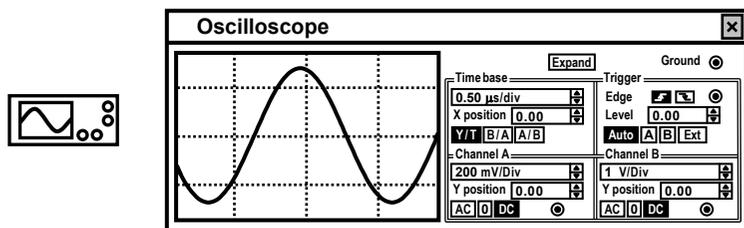


Рис. 7

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" и "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 отображаемого напряжения). Цена деления может дискретно устанавливаться от 10 мкВ/дел (μ V/Div) до 5 кВ/дел (kV/Div) для каждого канала отдельно. Чтобы разнести осциллограммы относительно друг друга по оси Y используют мининопки 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 од-

ного канала. Когда "луч" доходит до края экрана, осциллограмма снова прорисовывается с начала экрана. Во втором и третьем режимах – запуск по входу "А" или "В" – 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. 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

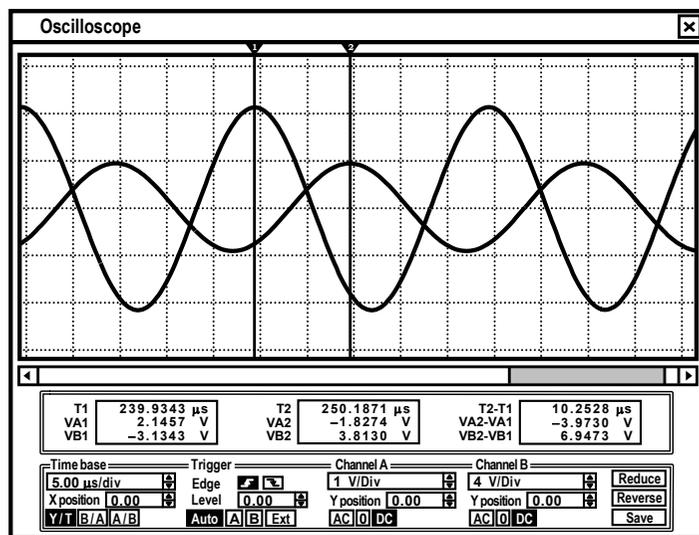


Рис. 8

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. 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 ".scp". 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 (например, в системе MathCAD).

Чтобы вернуться к простой модификации осциллографа, следует нажать кнопку "Reduce" в нижнем углу панели.

В процессе имитации нередко возникает необходимость замедлить процесс моделирования 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 период 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). Предварительно следует деактивировать опцию "Generate time steps automatically" (автоматическая установка временного шага). Облегчить анализ осциллограмм может также включение режима "Pause after each screen" (та же закладка). В этом режиме моделирование приостанавливается после того, как луч осциллографа проходит весь экран. Чтобы продолжить моделирование следует нажать кнопку "Resume" в правом верхнем углу окна симулятора.

Инструкция по работе с измерителем частотных характеристик

Измеритель АЧХ и ФЧХ – бодэ-плоттер (Bode plotter) – используется для отображения амплитудно-частотных и фазо-частотных 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 переменного 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. 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.

После двойного щелчка мышью по иконке прибора открывается увеличенное изображение его лицевой панели управления (рис. 9). Левое верхнее поле панели бодэ-плоттера 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

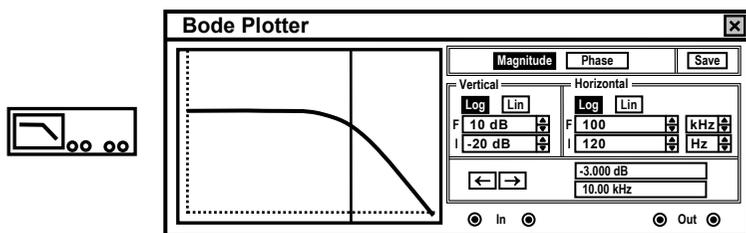


Рис. 9

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 10^9 , 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.

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 дру-

тому производится нажатием соответствующей кнопки на лицевой панели прибора (рис. 10, по умолчанию установлен режим гармонических колебаний).

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.

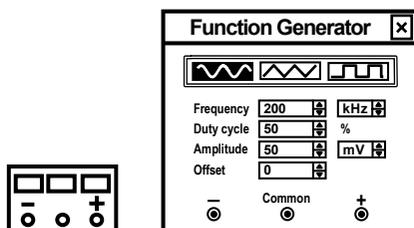


Рис. 10

С помощью позиции Amplitude устанавливается амплитуда генерируемых колебаний (μV , mV , V , kV). Уровень дополнительной постоянной составляющей сигнала определяется величиной, указываемой в позиции Offset (в единицах измерения амплитуды).

На поле схем выводится уменьшенное изображение генератора – иконка (рис. 10). Подключение прибора к исследуемой цепи производится с помощью трех клемм – двух сигнальных (обозначены "-" и "+") и одной общей (Common). При заземлении Common на клеммах "-" и "+" наблюдаются противоположные по фазе сигналы.

2. ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

2.1. Цель работы

Экспериментально выявить взаимосвязь между параметрами временных и частотных характеристик линейных электрических цепей на примере фильтров нижних частот.

2.2. 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. 11).

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. Типичная АЧХ реального ФНЧ показана на рис. 12. Следует заметить, что значения АЧХ пассивного ФНЧ, реализованного в виде LC -цепи, могут превышать

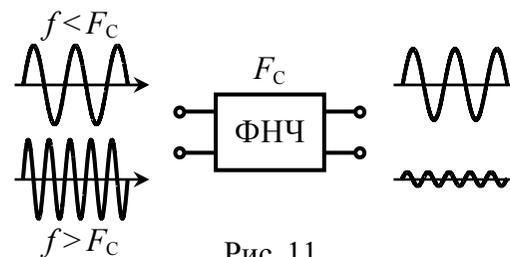


Рис. 11

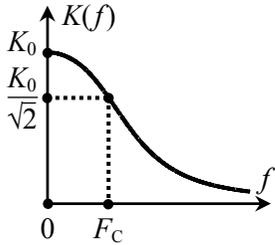


Рис. 12

единицу за счет проявления резонансов. Частота среза АЧХ фильтра нижних частот (F_C) ограничивает сверху диапазон частот, в пределах которого значения АЧХ отличаются от максимального значения не более чем в $\sqrt{2}$ раз. Интервал частот с верхней граничной частотой, равной частоте среза F_C – полоса пропускания ФНЧ (Π_f), определяемая 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.

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:

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

(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 (1), как правило, совпадает по величине с постоянной времени фильтра τ_ϕ : $t_3 \approx \tau_\phi$. 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 зна-

чению. Параметр τ_ϕ обычно используется для описания фильтров первого порядка.

Дельта-импульсом называют виртуальный сигнал (рис. 13,а), описываемый δ -функцией: $s_\delta(t) = S_0 \cdot T \cdot \delta(t)$, где S_0 и T – амплитудный и временной коэффициенты; $\delta(t) = \{\infty, t=0; 0, t \neq 0\}$, причем площадь δ -функции полагается равной единице. Дельта-импульс служит для математического описания реальных сигналов. Применительно к конкретной цепи сигнал, например, прямоугольный импульс (рис. 13,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 Π_f , претендующего на роль дельта-импульса для заданной цепи, должна значительно превышать полосу пропускания цепи ($\Pi_f \gg \Pi_f$).

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 отклика на площадь входного импульса ($S_0 \cdot T$). Типичный вид импульсной характеристики ФНЧ (при $n \geq 2$) показан на рис. 14.

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

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

откуда следует, что АЧХ цепи совпадает со спектральной плотностью амплитуд импульсной характеристики цепи. Это означает, например, что расширение (сужение) полосы пропускания ФНЧ приводит к сжа-

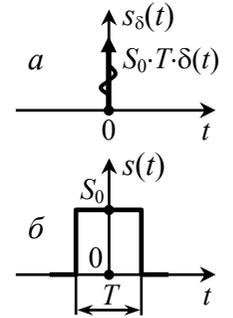


Рис. 13

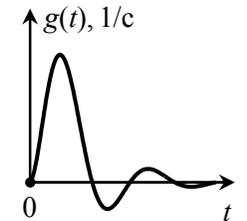


Рис. 14

тию (соответственно расширению) его импульсной характеристики и уменьшению (возрастанию) времени t_3 (или τ_Φ).

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

$$h(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt, \quad g(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \quad (2)$$

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

Основное назначение импульсной и переходной характеристик цепи является оценка реакции цепи на сложные воздействия с помощью интеграла наложения (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. 15,а):

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

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. 15,б):

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

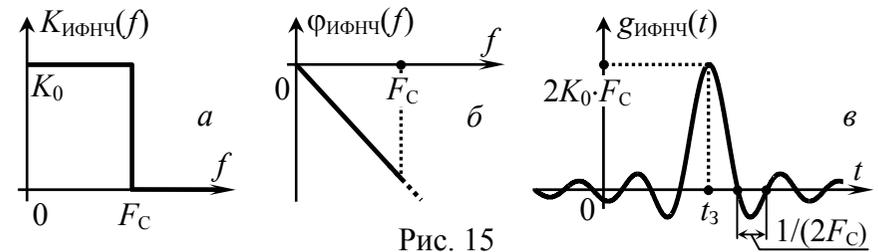


Рис. 15

Для частот, превышающих F_C , фазовый сдвиг не имеет значения, поскольку на таких частотах идеальный фильтр все равно не пропускает колебаний.

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

$$g_{\text{ИФНЧ}}(t) = 2K_0 \cdot F_C \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3)] \quad (3)$$

должна была бы отличаться от нуля на интервале, предшествующем моменту ($t = 0$) воздействия порождающего ее дельта-импульса (рис. 15,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 серьезное внимание и установлено, что ряд аппроксимаций характеристик ИФНЧ отличаются особо удовлетворительными качествами. К ним можно отнести ставшие классическими аппроксимации по Баттерворту, Чебышеву, Бесселю и др. Передаточные функции

(операторные коэффициенты передачи) таких фильтров описываются дробно-рациональными функциями вида

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

($A_m(p)$ 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 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. 16. Для расчета параметров элементов такого фильтра, достаточно выразить его операторный коэффициент передачи через искомые параметры L_i , C_i и сопоставить с передаточной функцией, определяемой по известным полюсам. Приравняв коэффициенты при одинаковых степенях p , легко получить систему уравнений относительно параметров L_i и C_i . Такой метод расчета элементов хорошо разработан, а необходимые для реализации ФНЧ данные сведены в справочные таблицы. В них приводятся нормированные значения параметров \bar{L}_i и \bar{C}_i (табл. 2). В качестве

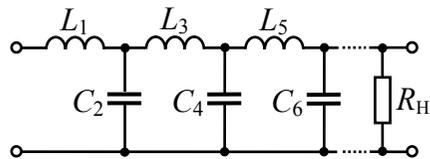


Рис. 16

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:

$$L_i = \bar{L}_i \cdot R_H / (2\pi \cdot F_C), C_i = \bar{C}_i / (2\pi \cdot F_C \cdot R_H). \quad (4)$$

Таблица 2

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 Чебышева 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 Чебышева 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 Чебышева 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 Чебышева 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 Чебышева 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 Чебышева 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

Продолжение таблицы 2

N	Тип ФНЧ	n	Нормированные значения элементов фильтра				
			\bar{L}_1	\bar{C}_2	\bar{L}_3	\bar{C}_4	\bar{L}_5
28	Фильтр Баттерворта	3	1.51234	1.08668	0.39788	—	—
29	Фильтр Томсона	4	1.57663	1.32982	0.89557	0.31439	—
30	Фильтр Томсона	5	1.60272	1.35168	1.07126	0.68894	0.23756

2.3. Лабораторные задания и указания по их выполнению

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. 2). Например, если номер варианта $N=5$, то порядок исследуемого фильтра, определяемый по табл. 2, равен $n=4$, и следует загрузить файл с именем "Low-pass filter 4.ewb".

Примерный вид виртуальной установки для исследования ФНЧ, появляющейся в рабочем поле симулятора после загрузки файла, показан на рис. 17.

Полагая, что частота среза АЧХ фильтра F_C известна и приведена для заданного Вам варианта в табл. 3, а нагрузочное сопротивление составляет $R_H=1$ кОм (вне зависимости от номера N варианта), рассчитать по формулам (4) значения элементов L_i и C_i в схеме реализации фильтра.

Таблица 3

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

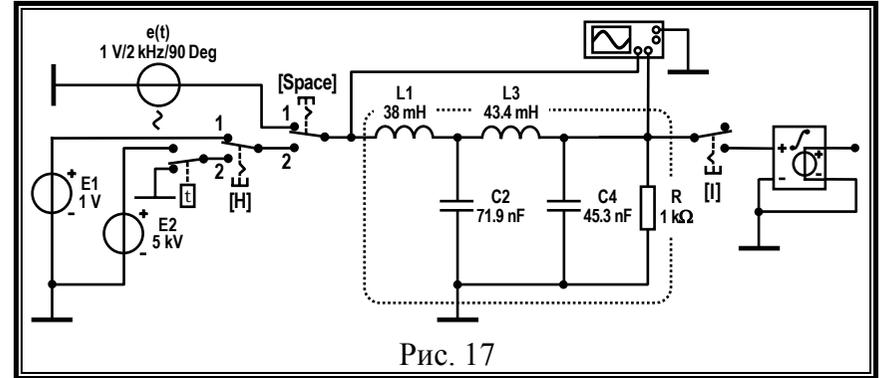


Рис. 17

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

По умолчанию ко входу ФНЧ (рис. 17) подключен идеальный источник гармонического напряжения $e(t)$ (переключатель, управляемый клавишей "Space", установлен в положение 1). Он используется при исследовании амплитудно- и фазочастотной характеристик фильтра. При переводе переключателя "Space" в положение 2 ко входу ФНЧ в зависимости от положения переключателя "H" подключается либо источник напряжения E_1 , генерирующий с момента запуска моделирования постоянное напряжение в 1 В (для оценки переходной характеристики цепи; "H" – в положении 1), либо высоковольтный источник E_2 , формирующий с помощью запрограммированного электронного ключа малый по длительности прямоугольный импульс (для оценки импульсной характеристики; "H" – 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 $U_{\text{мвх}}$ ге-

нерируемого им колебания составила точно 1 В ($U_{mВХ} = 1 В$); частоту ("Frequency") – $f = 1/4$ кГц. Запустить моделирование. Используя осциллограф, измерить в установившемся режиме (спустя 3...5 периодов) посредством визирных линий амплитуду

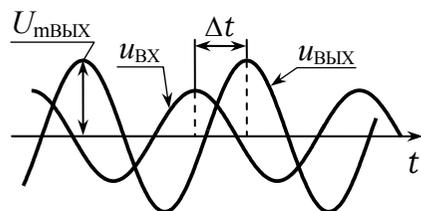


Рис. 18

выходного напряжения $U_{mВЫХ}$ и сдвиг во времени Δt между ближайшими максимумами входного и выходного колебаний (рис. 18). Результаты внести в табл. 4.

Таблица 4

f , кГц	0.25	0.50
$U_{mВЫХ}$, мВ
Δt , 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. 4.

Увеличить частоту входного колебания до $1/2$ кГц, вновь измерить амплитуду выходного колебания $U_{mВЫХ}$ и сдвиг его пика во времени Δt относительно входного, рассчитать значения АЧХ и ФЧХ на этой частоте, данные внести в табл. 4.

Последовательно увеличивая частоту входного сигнала с таким шагом, чтобы в пределах известной полосы пропускания (F_C , см. табл. 3) 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 $(2...2.5) \cdot F_C$). Результаты измерений $U_{mВЫХ}$ и Δt внести в табл. 4, произвести расчет значений АЧХ и ФЧХ.

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

По данным табл. 4 построить в масштабе графики АЧХ и ФЧХ фильтра (один под другим).

При построении ФЧХ следует обратить внимание на наличие скачкообразных изменений 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 десятков радиан. Поэтому целесообразно построить два графика ФЧХ (рис. 19): первый – в точности по измеренным значениям (со скачками), второй – непрерывный, с необходимой коррекцией на $360^\circ \cdot k$, где k – целое число (1, 2...).

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

По графику АЧХ оценить фактическую полосу пропускания фильтра (считать нижней границей полосы пропускания нулевую частоту, верхней границей – частоту, на которой АЧХ составляет 0.7 от максималь-

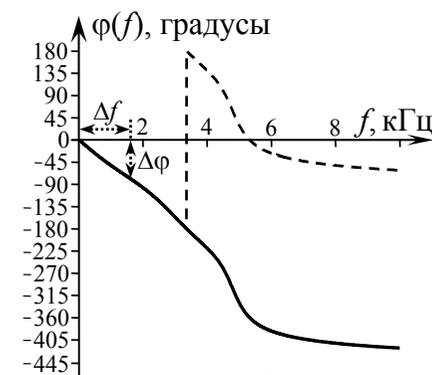


Рис. 19

ного значения). Сравнить полученное экспериментально (по АЧХ) значение \tilde{I}_{f1} с заданным в табл. 3 ($I_f = F_C$). Сделать вывод. Внести значение \tilde{I}_{f1} в табл. 5.

Определить по графику ФЧХ дифференциальную крутизну (наклон) ее начального линейного участка в градусах на Гц (см. рис. 19): $S_\phi \approx \Delta\phi/\Delta f$. Оценить время запаздывания сигнала в фильтре (постоянную времени) по формуле $\tilde{t}_{31} = S_\phi/360^\circ$. Внести полученное значение \tilde{t}_{31} в табл. 5.

Таблица 5

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

Исследование временных характеристик ФНЧ и их связи с частотными

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 $\tilde{h}(t)$. Поскольку наиболее информативной частью переходной характеристики является ее начальная область, занимающая малый промежуток времени, для ее изучения потребуется уменьшение масштаба временной оси ("Time base"). Характеристику $\tilde{h}(t)$ снять, пронормировать (разделив все ее значения на 1 В), значения переходной характеристики $h(t)$ занести в табл. 6, график зарисовать (в масштабе).

Определить по переходной характеристике $h(t)$ время установления процесса $t_{уст}$ на выходе фильтра как интервал времени, по истечении которого значения $h(t)$ отличаются от уста-

Таблица 6

t , мкс
$h(t)$, безр.
$g(t)$, 1/мс

новившегося (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 отчет.

Оценить приближенно время задержки сигналов в фильтре, используя соотношение $\tilde{t}_{32} \approx t_{уст}/3$, и занести его в табл. 5. Сравнить полученное значение \tilde{t}_{32} со значением \tilde{t}_{31} , определенным по графику ФЧХ фильтра. Сделать выводы.

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

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 $\tilde{g}(t)$. Значения $\tilde{g}(t)$ пронормировать, поделив на известную площадь входного импульса (0.05 В·мс), и занести в табл. 6.

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

Полагая, что импульсная характеристика исследуемого фильтра близка по форме к характеристике ИФНЧ, приведенной на рис. 15,в, определить по изображенному в отчете графику временной сдвиг максимума характеристики относительно ее начала. Теоретически положение максимума импульсной характеристики идеального ФНЧ совпадает с величиной вре-

мени запаздывания сигналов в фильтре (см. рис. 15,б), следовательно, временной сдвиг максимума, измеренный по реальной характеристике, может быть использован для оценки величины \tilde{t}_{32} . Полученное значение внести в табл. 5, сравнить с полученными ранее (по ФЧХ и переходной характеристике). Сделать вывод. Рассчитать среднее значение \tilde{t}_3 и внести в табл. 5.

Оценить по экспериментальной импульсной характеристике $g(t)$ полосу пропускания фильтра. Для этого измерить интервалы времени Δt_i между нулями (2...3)-х боковых лепестков импульсной характеристики, вычислить среднее значение Δt_{CP} , произвести вторую экспериментальную оценку полосы пропускания ФНЧ по формуле $\tilde{P}_{f2} \approx 1/(2\Delta t_{CP})$ (см. рис. 15,б). Сопоставить полученное значение \tilde{P}_{f2} с другой оценкой, внести в табл. 5. Сделать вывод. Вычислить среднюю оценку \tilde{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 малый по длительности прямоугольный импульс, 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 съема 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 (задание для пытливых).

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 ранее полученными. Сделать выводы.

2.4. Контрольные вопросы к защите работы

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

2. Что такое переходная характеристика цепи? Как ее 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 расчета и экспериментального измерения этих характеристик? Связаны ли друг с другом АЧХ и ФЧХ цепи?

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

5. Что называют идеальным фильтром нижних частот? Изобразить качественно АЧХ и ФЧХ идеального ФНЧ, обозначить координаты характерных точек характеристик. Что определяет наклон ФЧХ идеального ФНЧ? частота среза АЧХ?

6. Изобразить две импульсные характеристики идеального ФНЧ, соответствующие двум АЧХ, отличающимся частотой среза. Как поведет 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 табл. 7), указать координаты их характерных точек. Чем отличаются эти характеристики от характеристик ИФНЧ? Как скажется на АЧХ и ФЧХ RC-фильтра увеличение сопротивления R ? уменьшение емкости C ?

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. 7. 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?

Таблица 7

1		4		7	
2		5		8	
3		6		9	

2.5. Литература

- [1, с. 65-68; 216-217; 570; 631-646],
 [2, с. 42-45; 152-153; 402; 445-455],
 [3, с. 28-29; 135-138], [4, с. 190-193; 242-243; 326-337],
 [5, с. 575].

3. ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

3.1. Цель работы

Экспериментально установить связь между временными диаграммами и спектральными характеристиками радиосигналов с амплитудной и угловой модуляцией.

3.2. Краткие теоретические сведения

При амплитудной модуляции (АМ) пропорционально мгновенным значениям информационного сигнала $s_{И}(t)$ изменяется огибающая амплитуд радиосигнала (рис. 20)

$$A(t) = K_{AM} \cdot s_{И}(t) + S_0, \quad (5)$$

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

Мгновенная частота $f(t)$ и набег фазы $\varphi(t)$ радиосигнала с амплитудной модуляцией постоянны: $f(t) = f_0$ (f_0 – частота несущего колебания), $\varphi(t) = 0$. Аналитическое выражение АМ-сигнала имеет вид

$$s_{AM}(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \psi_0) = [K_{AM} \cdot s_{И}(t) + S_0] \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \psi_0), \quad (6)$$

где ψ_0 – начальная фаза несущего колебания.

Коэффициент амплитудной модуляции M радиосигнала определяется отношением к амплитуде несущей S_0 максималь-

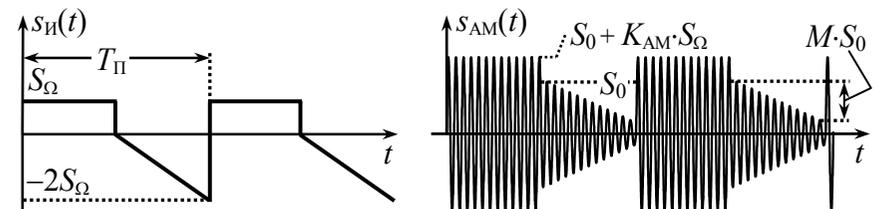


Рис. 20

ного абсолютного отклонения огибающей амплитуд $A(t)$ от амплитуды несущей S_0 :

$$M = \max|A(t) - S_0|/S_0 = K_{AM} \cdot \max|s_{И}(t)|/S_0. \quad (7)$$

Теоретически коэффициент амплитудной модуляции может принимать значения от нуля до бесконечности.

Гармонический спектр амплитуд АМ-сигнала при модуляции периодическим сигналом $s_{И}(t)$ определяется (рис. 21):

– 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 – совокупностью гармоник, представляющей собой копию гармонического спектра амплитуд информационного сигнала, промасштабированную с коэффициентом $K_{AM}/2$ и смещенную вверх по оси частот на частоту несущей f_0 ;

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

Разнос по частоте соседних спектральных составляющих равен частоте модуляции $F_M = 1/T_{П}$, которая при периодическом характере информационного сигнала соответствует его основной частоте.

При частотной модуляции (ЧМ) амплитуда радиосигнала постоянна и равна амплитуде модулируемого колебания S_0 , а

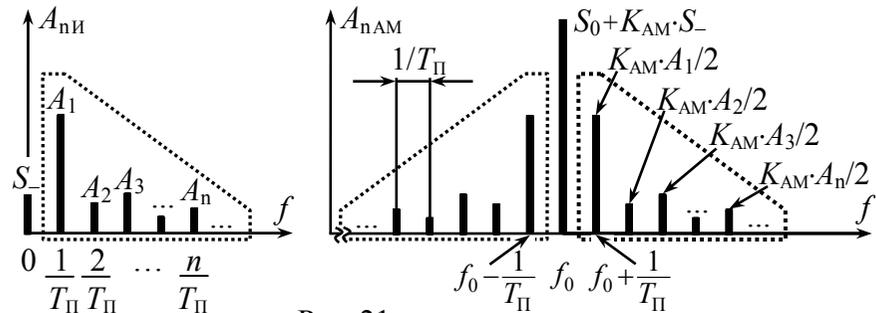


Рис. 21

пропорционально мгновенным значениям информационного модулирующего сигнала $s_{И}(t)$ изменяется отклонение мгновенной частоты от частоты несущей (рис. 22):

$$f(t) - f_0 = K_{ЧМ} \cdot s_{И}(t), \quad (8)$$

где $K_{ЧМ}$ – крутизна частотного модулятора, Гц/В. Набег фазы при этом определяется интегралом от $s_{И}(t)$:

$$\varphi(t) = K_{ЧМ} \cdot \int_{t_0}^t s_{И}(t) dt, \quad (9)$$

где t_0 – начало отсчета набег фазы, совпадающее с моментом начала сигнала $s_{И}(t)$ или его периода; при $t_0 = 0$ значение полной мгновенной фазы $\Psi(t) = 2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t) + \psi_0$ определяет начальную фазу ψ_0 колебания.

Аналитическое выражение ЧМ-сигнала имеет следующий вид

$$\begin{aligned} s_{ЧМ}(t) &= S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t) + \psi_0) = \\ &= S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + K_{ЧМ} \cdot \int_{t_0}^t s_{И}(t) dt + \psi_0). \end{aligned} \quad (10)$$

При фазовой модуляции (ФМ) амплитуда радиосигнала постоянна ($A(t) = S_0$), а набег фазы изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего сигнала (рис. 23):

$$\varphi(t) = K_{ФМ} \cdot s_{И}(t), \quad (11)$$

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

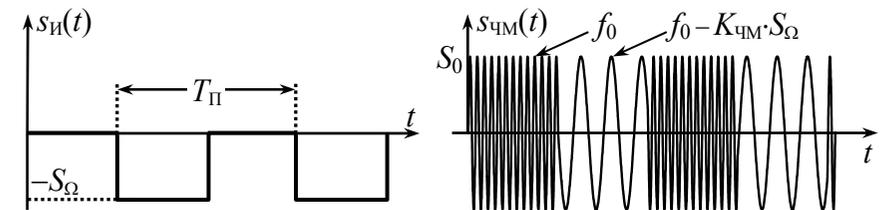


Рис. 22

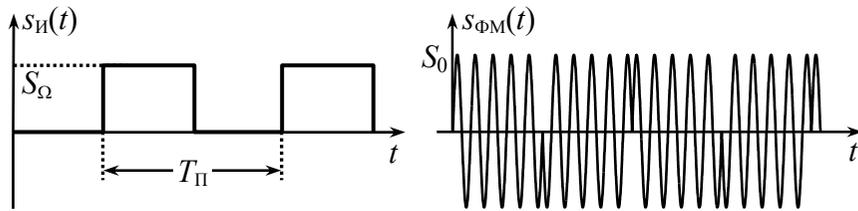


Рис. 23

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

$$f(t) = f_0 + 1/(2\pi) \cdot K_{ФМ} \cdot ds_{И}(t)/dt. \quad (12)$$

Аналитическое выражение ФМ-колебания имеет вид

$$\begin{aligned} s_{ФМ}(t) &= S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t) + \psi_0) = \\ &= S_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + K_{ФМ} \cdot s_{И}(t) + \psi_0). \end{aligned} \quad (13)$$

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

$$F_{Д} = \max|f(t) - f_0|. \quad (14)$$

Индекс модуляции – максимальное абсолютное значение набега фазы радиосигнала (ЧМ, ФМ):

$$m = \max|\varphi(t)|. \quad (15)$$

Ведущим (основным) параметром ЧМ-сигнала, т.е. зависящем только от максимального абсолютного мгновенного значения информационного сигнала, но не от его длительности, периода или частоты модуляции, является девияция частоты, которая согласно (14) и (8) определяется как $F_{ДЧМ} = K_{ЧМ} \cdot \max|s_{И}(t)|$. Ведущий параметр ФМ-сигнала – соответственно индекс модуляции: $m_{ФМ} = K_{ФМ} \cdot \max|s_{И}(t)|$.

Для частного случая угловой модуляции – гармоническим колебанием $s_{И}(t) = S_{\Omega} \cdot \cos(2\pi \cdot F_{М} \cdot t + \phi)$ (так называемая тональная

модуляция) – справедливо соотношение, связывающее индекс модуляции m и девияцию частоты $F_{Д}$:

$$m = F_{Д}/F_{М}. \quad (16)$$

При тональной угловой модуляции гармонический спектр амплитуд радиосигнала (ЧМ или ФМ) содержит неограниченное число спектральных составляющих с частотами $f_0 + n \cdot F_{М}$, где n – номер гармоники ($n = 0, \pm 1, \dots$). Амплитудный спектр является симметричным (рис. 24) относительно частоты несущей; амплитуды спектральных составляющих определяются значениями хорошо известных в математике функций Бесселя

$$A_{n \text{ УМГС}} = S_0 \cdot |J_{|n|}(m)|, \quad (17)$$

где $J_n(m)$ – функция Бесселя n -го порядка вещественного переменного m (рис. 25). Функции Бесселя при фиксированном значении индекса модуляции m с ростом номера гармоники n в среднем затухают, поэтому при расчете амплитудного спектра обычно ограничиваются учетом спектральных составляющих, заключенных между $(m+1)$ -й и "минус" $(m+1)$ -й гармониками. Тогда практическая ширина спектра при тональной угловой модуляции определяется приближенно выражением

$$\text{Ш}_{f \text{ УМ}} = 2 \cdot (m+1) \cdot F_{М} = 2 \cdot (F_{Д} + F_{М}). \quad (18)$$

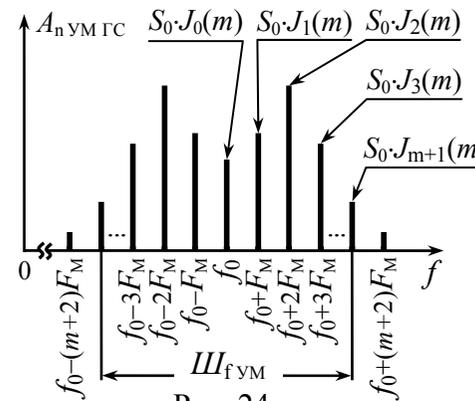


Рис. 24

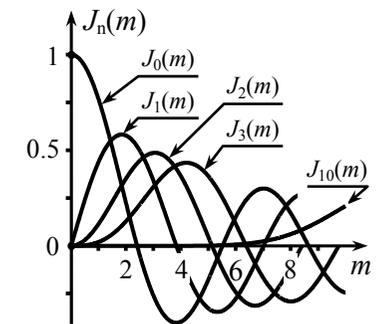


Рис. 25

Если при угловой модуляции тональным колебанием гармонический спектр радиосигнала рассчитать несложно (см. формулу (17)), то задача нахождения спектра в случае модуляции импульсными многочастотными сигналами (рис. 26, б, в – периодической последовательностью пилообразных (▲) или прямоугольных (■) биполярных импульсов) может вызвать определенную трудность, так как предложить универсальный способ расчета спектров ЧМ- и ФМ-сигналов, к сожалению, невозможно. Однако, например, в случае частотной модуляции последовательностью прямоугольных импульсов радиосигнал может быть рассмотрен как сумма двух АМ-сигналов с единичным коэффициентом модуляции, отличающихся длительностью импульсов (τ и $1/F_M - \tau$ соответственно) и частотой заполнения (у одного она $f_0 + F_d$, у другого $f_0 - F_d$). Аналитические соотношения, позволяющие рассчитать амплитуды составляющих гармонического спектра радиосигнала при разной (▲ или ■) форме модулирующего (информационного) сигнала и трех типах модуляции (АМ, ЧМ и ФМ), можно найти в прил. 1. Там же лаконично излагается методика получения результирующих формул.

В прил. 2 приведен листинг программы численного расчета амплитудных спектров модулированных сигналов на основе быстрого преобразования Фурье. Программа реализована в системе компьютерной математики MathCAD и без особого труда может быть воспроизведена любым желающим, как в домашних, так и в лабораторных условиях.

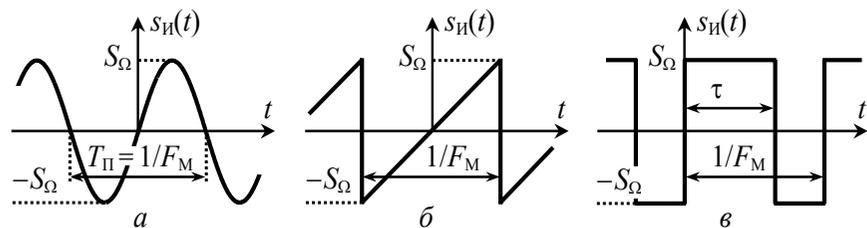


Рис. 26

3.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Окно с загруженной схемой виртуальной установки (файл "Modulated signal.ewb") показано на рис. 27.

В состав установки входит три идеальных модулятора: АМ-, ЧМ- и ФМ-колебаний. На управляющие входы модуляторов от функционального генератора (Function Generator) подается стандартной формы информационный (модулирующий) сигнал, параметры которого могут быть установлены с помощью кнопок и позиций на панели генератора.

Генератор информационного сигнала способен формировать периодическое напряжение гармонической, пилообразной и прямоугольной формы (рис. 10) заданной частоты F_M (Frequency) и амплитуды $S_Ω$ (Amplitude). Уровень постоянной составляющей модулирующего сигнала (Offset) по умолчанию ра-

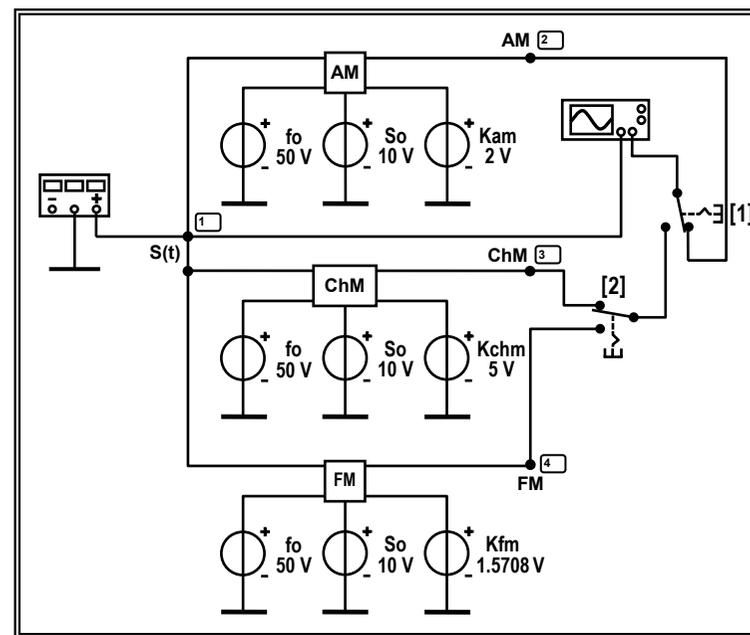


Рис. 27

вен нулю. Коэффициент заполнения (Duty cycle, в процентах) определяет для последовательности прямоугольных импульсов отношение длительности импульса положительной полярности (τ , рис. 26,в) к периоду повторения. Для пилообразного сигнала "Duty cycle" задает соотношение между длительностью переднего фронта импульсов и их периода (для генерации сигнала, показанного на рис. 26,б необходимо установить Duty cycle максимально возможным – 99%).

Требуемые параметры представленных на рис. 27 идеальных модуляторов и соответственно модулированных колебаний на их выходах реализуются следующим образом.

Частота несущего (модулируемого) колебания f_0 задается с помощью источников с одинаковым позиционным обозначением "fo": уровень напряжения, выдаваемого таким источником, соответствует частоте в Гц. Амплитуду модулируемого колебания S_0 на входе любого из трех модуляторов можно установить посредством источников "So". Крутизна модулятора также задается величиной напряжения одноименного источника: "Kam" – для АМ (1 В соответствует единице безразмерной крутизны), "Kchm" – для ЧМ (1 В соответствует 1 Гц/В), Kfm – для ФМ (1 В соответствует 1 рад/В).

Наблюдение и регистрация временных диаграмм модулированных колебаний производится с помощью осциллографа, подключенного одним из своих каналов ("B") к выходу нужного модулятора посредством тумблеров "1" и "2". На вход канала "A" поступает модулирующее (информационное) колебание, воспроизводимое на экране осциллографа красным цветом.

Регистрация частотных спектров изучаемых радиосигналов осуществляется посредством выполнения стандартной команды "Fourier ..." в меню "Analysis". В диалоговом окне команды следует указать:

– номер ноды (Output node), в которой анализируется радиосигнал (2, 3 или 4 в зависимости от типа используемого модулятора, см. рис. 27);

– основную частоту колебания (Fundamental frequency), равную частоте модуляции (F_M);

– число гармоник (Number of harmonics) подобрать экспериментально так, чтобы задействованный интервал частот позволял полностью просматривать спектр сигнала;

– масштаб по оси ординат (Vertical scale) – линейный;

– вывод на экран распределения фаз гармоник (Display phase) можно не производить.

3.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению

Исследование амплитудной модуляции периодическим сигналом

Изучить и зарисовать схему имитатора амплитудно-модулированных сигналов. Выяснить, каким образом реализуются заданные параметры радиосигнала, а также методику наблюдения временных и спектральных диаграмм сигнала.

Загрузить схемный файл "Modulated signal.ewb". Установить заданные в табл. 9 параметры АМ-колебания, выяснив по табл. 8 соответствующую Вашему варианту позицию в табл. 9.

Установка амплитуды S_0 и частоты несущего колебания f_0 на входе модулятора производится изменением уровня напряжений источников "So" и "fo". Частота F_M и длительность модулирующих импульсов определяются соответствующими позициями функционального генератора. Для реализации требуемого значения коэффициента модуляции M следует предварительно вычислить определяющее его величину произведение $K_{AM} \cdot \max|s_{и}(t)| = M \cdot S_0$, где K_{AM} – крутизна модулятора (задается напряжением источника "Kam"), $\max|s_{и}(t)| = S_{\Omega}$ – амплитуда модулирующего сигнала (параметр Amplitude функционального генератора). Каким взять K_{AM} , а каким S_{Ω} , – не столь важно, главное чтобы их произведение составляло точно $M \cdot S_0$.

Таблица 8

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

Таблица 9

Позиция	Амплитуда несущей S_0 , В	Частота несущей f_0 , Гц	Форма импульсов $s_H(t)$	Частота модуляции F_M , Гц	Длительность (■)-х имп. % от T_H	Кэфф-т модуляции M
①	10	46	☺	2	—	1.0
②	15	48	▲	3	—	0.9
③	20	52	■	4	30	0.8
④	25	50	☺	5	—	0.7
⑤	30	54	▲	6	—	0.6
⑥	35	55	■	5	40	0.5
⑦	40	48	☺	4	—	0.6
⑧	45	51	▲	3	—	0.7
⑨	50	56	■	2	20	0.9

Форма импульсов: ☺ – рис. 26,а; ▲ – рис. 26,б; ■ – рис. 26,в.

Снять временную и частотную диаграммы исследуемого амплитудно-модулированного колебания.

Запустив моделирование, получить на экране осциллографа временную диаграмму АМ-колебания. Для улучшения графического качества диаграммы установить корректные значения интервала наблюдения и воспроизводимого напряжения, изменив длительность развертки (Time base) и чувствительность по каналу "В". Красным цветом на экране осциллографа воспроизводится временная диаграмма модулирующего (информационного) колебания. Осциллограмму АМ-сигнала зарисовать в масштабе. Оценить по ней параметры f_0 (величину, обратную периоду высокочастотного заполнения), F_M (величину, обратную периоду огибающей $A(t)$ амплитуд) и M (отношение $\max|A(t) - S_0|/S_0$).

Выполнив команду "Fourier ..." в меню "Analysis" (диалог провести в соответствии с указаниями пункта 3.3; номер ноды, в которой анализируется спектр, взять равной 2), получить и зарисовать гармонический спектр амплитуд исследуемого АМ-колебания. Оценить по частотной диаграмме параметры f_0 , F_M , M и сравнить полученные значения с фактически установленными. Далее полезно измерить амплитудный спектр модулирующего сигнала, вновь выполнив команду "Fourier ..." (номер ноды Output node, в которой анализируется сигнал, установить равной 1), и сопоставить его со спектром радиосигнала. Сделать выводы. При исследовании спектральных диаграмм в окне "Analysis Graphs" следует задействовать визирные линии, вызвав их нажатием соответствующей клавиши.

Определить по амплитудному спектру радиосигнала его практическую ширину $\tilde{Ш}_f$ – интервал частот, в пределах которого сосредоточены наиболее значимые по амплитуде гармоники. Сравнить полученное значение с теоретическим. Последнее оценить по формуле $\tilde{Ш}_f = 2F_{MAX}$, где F_{MAX} – максимальная частота в спектре информационного сигнала: $F_{MAX} \approx 2/\tau$ для (■)-х, $2F_M$ для (▲)-х импульсов, F_M для (☺)-го 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 несущего колебания на (20...30)% (новое значение частоты f_0 должно быть кратным исходной частоте модуляции F_M), затем уменьшить в 2 раза частоту модуляции F_M (в окне команды "Fourier ..." также указать новое значение основной частоты; число гармоник увеличить в 2 раза). Новые временные и частотные диаграммы следует зарисовать. Оценить изменения временных и частотных диаграмм. Обратит внимание на практическую ширину спектра. Сделать выводы.

Исследовать 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 амплитудной модуляции M (изменяя, например, в соответствующее число раз амплитуду модулирующего сигнала S_Ω) и полученные в ходе моделирования временные и частотные диаграммы вновь зарисовать. Сделать выводы.

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов (для вариантов 3,6,9,12,15,18,21,24,27 и 30).

Для этого сначала уменьшить, а затем увеличить в 1.5...2 раза значение длительности модулирующих (■)-х импульсов τ (учесть, что максимальное значение τ ограничено сверху величиной $1/F_M$: $\tau \leq 1/F_M$). Зарисовать вновь полученные временные и частотные диаграммы радиосигнала. Оценить изменившиеся параметры амплитудного спектра, в том числе его практическую ширину. Результаты оценки ширины спектра внести в отчет. Сделать соответствующие выводы.

На основе произведенных исследований выявить качественную связь между параметрами временных и спектральных диаграмм АМ-колебаний.

Исследование частотной модуляции периодическим сигналом

Установить заданные в табл. 10 параметры частотно-модулированного колебания, предварительно выяснив по табл. 8 соответствующую Вашему варианту позицию в табл. 10.

Таблица 10

Позиция	Амплитуда несущей S_0 , В	Частота несущей f_0 , Гц	Форма импульсов $s_{и}(t)$	Частота модуляции F_M , Гц	Длительность (■)-х имп. % от $T_{п}$	Девияция частоты F_d , Гц
①	1	54		6	—	18
②	2	50		5	—	20
③	3	52		4	25	16
④	4	51		3	—	14
⑤	5	54		2	—	15
⑥	6	54		3	36	21
⑦	7	60		4	—	16
⑧	8	55		5	—	25
⑨	9	60		6	50	24

Форма импульсов:  – рис. 26,а;  – рис. 26,б;  – рис. 26,в.

Для реализации требуемого значения девиации частоты F_d частотно-модулированного колебания следует задать крутизну модулятора $K_{чм}$ (напряжение источника "Kchm") и амплитуду модулирующего сигнала S_Ω (параметр Amplitude генератора) так, чтобы их произведение $K_{чм} \cdot S_\Omega$ составило точно F_d .

Для наблюдения (с помощью осциллографа) ЧМ-сигнала на выходе модулятора переключатель "1" перевести в крайнее левое положение, переключатель "2" – в верхнее положение.

Снять временную и частотную диаграммы исследуемого частотно-модулированного колебания.

Запустить моделирование. Получить на экране осциллографа временную диаграмму ЧМ-колебания, установив наилучшие значения длительности развертки осциллографа (Time base) и чувствительности по каналу "В". Зарисовать в масштабе диаграмму ЧМ-сигнала. Оценить по ней девиацию частоты F_d (как половину разности между максимальной и минимальной наблюдаемыми частотами) и частоту несущей f_0 (как половину суммы максимальной и минимальной частот).

Выполнив команду "Fourier ..." (номер ноды, в которой анализируется спектр, взять равной 3), получить и зарисовать гармонический спектр амплитуд ЧМ-колебания. Оценить по частотной диаграмме частоту модуляции F_M и практическую ширину спектра сигнала (с учетом наиболее значимых по амплитуде гармоник). Сравнить полученное значение ширины спектра с расчетным, которое целесообразно оценить по формуле $\Delta f \approx 2F_d + 2F_{MAX}$, где $F_{MAX} \approx 2/\tau$ для (■)-х, $2F_M$ для (▲)-х импульсов, F_M для (●) -го сигнала. Сделать выводы.

Исследовать влияние девиации частоты на временную диаграмму и спектр ЧМ-сигнала.

Для этого изменить (сначала уменьшить, а затем увеличить) на (20...50)% амплитуду модулирующего сигнала S_Ω , определяющую согласно теории значение девиацию частоты[▼], и вновь полученные временные и частотные диаграммы зарисовать (в масштабе). Сделать выводы. Отследить, как изменяется практическая ширина спектра сигнала при вариации F_d . Результат отразить в виде графика, построенного по трем точкам.

[▼] При модуляции (■)-ми импульсами новое значение девиации частоты должно быть таким, чтобы ее удвоенное значение было кратным частоте модуляции: $2F_d = k \cdot F_M$, k – целое число.

Исследовать влияние частоты модуляции F_M на временную диаграмму и спектр ЧМ-сигнала.

Установить исходное значение девиации частоты. Изменить в 2 раза (сначала уменьшить, затем увеличить) частоту модуляции F_M (в диалоговом окне команды "Fourier ..." указать новое значение основной частоты; число гармоник изменить обратно пропорционально). Временные и частотные диаграммы зарисовать. Оценить их изменения. Сделать выводы. Проследить, как изменяется практическая ширина спектра сигнала.

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов (для вариантов 3,6,9,12,15,18,21,24,27 и 30).

Для этого сначала уменьшить, а затем увеличить в 1.5...2 раза значение длительности (■)-х импульсов τ (учесть, что τ не может превышать период сигнала $1/F_M$) и оценить изменившиеся параметры амплитудного спектра, в том числе практическую ширину спектра. Сделать выводы.

На основе произведенных исследований выявить качественную связь между параметрами временных и спектральных диаграмм ЧМ-колебаний.

Исследование фазовой модуляции периодическим сигналом

Установить заданные в табл. 11 параметры модулированного по фазе колебания, выяснив по табл. 8 соответствующую Вашему варианту позицию в табл. 11.

Задать крутизну модулятора $K_{ФМ}$ (посредством напряжения источника "Kfm") и амплитуду модулирующего сигнала S_Ω (параметр Amplitude функционального генератора) следует так, чтобы их произведение $K_{ФМ} \cdot S_\Omega$ составило величину, точно равную значению заданного индекса модуляции m .

Таблица 11

Позиция	Амплитуда несущей S_0 , В	Частота несущей f_0 , Гц	Форма импульсов $s_H(t)$	Частота модуляции F_M , Гц	Длительность (■)-х имп. % от T_H	Индекс модуляции m
①	10	57		3	–	5
②	9	64		4	–	6
③	8	35		1	20	$\pi/2$
④	7	52		2	–	9
⑤	6	63		7	–	4
⑥	5	72		6	75	$\pi/2$
⑦	4	63		3	–	12
⑧	3	58		2	–	10
⑨	2	65		5	15	$\pi/2$

Форма импульсов:  – рис. 26,а;  – рис. 26,в;
 – рис. 26,в, "Duty cycle" = 50%.

Для наблюдения (с помощью осциллографа) ФМ-сигнала на выходе модулятора переключатель "2" перевести в нижнее положение (переключатель "1" – левое положение).

Снять временную и частотную диаграммы исследуемого фазомодулированного колебания.

Запустить моделирование. Получить на экране осциллографа качественную временную диаграмму ФМ-колебания. Зарисовать в масштабе диаграмму ФМ-сигнала.

Выполнив команду "Fourier ..." (номер ноды – 4), получить и зарисовать гармонический спектр амплитуд ФМ-колебания. Оценить по частотной диаграмме частоту модуляции F_M и практическую ширину спектра сигнала (с учетом наиболее значимых по амплитуде гармоник). Сравнить полученное значение ширины спектра Δf с теоретическим: $\Delta f \approx 2 \cdot (m+1) \cdot F_{MAX}$, где $F_{MAX} \approx 2/\tau$ для (■)-х, $2F_M$ для (▲)-х импульсов, F_M для (●)-го сигнала. Сделать выводы.

Исследовать влияние индекса модуляции на временную диаграмму и спектр ФМ-сигнала.

Для этого изменить (сначала увеличить, а затем уменьшить) на (20...50)% амплитуду модулирующего сигнала S_0 , определяющую величину индекса модуляции, и полученные в ходе моделирования временные и частотные диаграммы вновь зарисовать. Отследить, как изменяется практическая ширина спектра сигнала. Сделать выводы.

Исследовать влияние частоты модуляции F_M на временную диаграмму и спектр ФМ-сигнала.

Установить исходное значение индекса модуляции. Изменить в 2 раза (уменьшить или увеличить в зависимости от исходной ситуации) частоту модуляции F_M (в диалоговом окне команды "Fourier ..." указать новое значение основной частоты; число гармоник изменить обратно пропорционально). Временные и частотные диаграммы зарисовать. Оценить их изменения. Сделать выводы. Отследить, как изменяется практическая ширина спектра сигнала при изменении F_M .

Исследовать влияние на спектр радиосигнала длительности его импульсов (для вариантов 3,6,9,12,15,18,21,24,27 и 30).

Для этого корректно изменить значение длительности (■)-х импульсов τ (увеличить или уменьшить в зависимости от исходного значения) и оценить изменившиеся параметры амплитудного спектра, в том числе практическую ширину спектра. Сделать выводы.

На основе проведенных исследований выявить качественную взаимосвязь параметров временных и спектральных диаграмм ФМ-колебаний.

3.5. Контрольные вопросы к защите работы

1. Что такое огибающая амплитуд радиосигнала? Как связан с информационным сигналом закон изменения огибающей амплитуд АМ-сигнала? ФМ- и ЧМ-сигналов? Для заданного преподавателем модулирующего сигнала изобразить осциллограмму соответствующего АМ-сигнала.

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

3. Как по осциллограмме АМ-колебания можно экспериментально определить частоты несущей и модуляции, коэффициент модуляции? Как те же параметры определить по спектру? Проиллюстрировать методику на конкретном примере.

4. Дать определение коэффициента амплитудной модуляции. Как его рассчитать при модуляции тоном? импульсами? Есть ли предельное значение коэффициента амплитудной модуляции? Что такое перемодуляция? В каких случаях она наблюдается? К каким отрицательным последствиям может привести наличие у радиосигнала перемодуляции?

5. Как рассчитать спектр АМ-колебания при модуляции произвольным периодическим сигналом? Чем определяется ширина полосы частот, необходимая для передачи АМ-сигнала в случае модуляции негармоническим сигналом?

6. Что понимают под мгновенной частотой радиосигнала? набегом фазы? Как связаны мгновенная частота радиосигнала и его набег фазы? Для заданного преподавателем информационного сигнала указать конкретный вид закона, по которому будет изменяться частота и набег фазы ЧМ- и ФМ-сигнала. Изобразить временные диаграммы сигналов.

7. В чем заключается сущность частотной модуляции? фазовой модуляции? В чем сходство и различие между ЧМ- и

ФМ-сигналами? Можно ли по осциллограмме сигнала однозначно выяснить, к какому типу модуляции – ЧМ или ФМ – относится рассматриваемое колебание?

8. Что такое девиация частоты? индекс модуляции сигнала? Какой из этих параметров является ведущим для ЧМ-сигнала? ФМ-сигнала? и почему? Связаны ли между собой девиация частоты и индекс модуляции? Указать конкретную связь этих параметров радиосигнала для случая модуляции тоном.

9. Какими специальными функциями, известными из математики, определяются амплитуды спектральных составляющих ЧМ- и ФМ-сигналов при тональной модуляции? От каких параметров радиосигнала зависят значения этих функций и соответственно амплитуд спектральных составляющих? Как оценить ширину спектра сигнала при УМ тональным колебанием? негармоническим сигналом?

10. Как по осциллограмме ЧМ-, ФМ-колебания экспериментально определить девиацию частоты, частоту несущей, частоту модулирующего сигнала? Как те же самые 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 чем конкретно выражается изменение амплитудного спектра АМ-, ЧМ-, ФМ-сигнала при уменьшении амплитуды модулирующего сигнала? Что произойдет при этом с шириной спектра радиосигнала?

13. Как по спектрам импульсных сигналов с амплитудной (фазовой) модуляцией периодической последовательностью прямоугольных импульсов оценить длительность и период информационного сигнала?

14. Объяснить, почему форма амплитудного спектра ЧМ-сигнала при модуляции прямоугольными импульсами может быть несимметричной относительно несущей. При каких ус-

ловиях спектр ФМ-колебания, модулированного тем же сигналом, будет также несимметричным?

15. Изобразить качественно спектр амплитуд сигнала с линейной частотной модуляцией, указать характеристики его фазового спектра. Как изменится спектр амплитуд такого радиосигнала с ростом девиации частоты?

16. В чем проявляется сходство и различие спектров АМ- и ЧМ(ФМ)-радиосигналов при модуляции последовательностью прямоугольных (пилообразных) импульсов?

3.6. Литература

[1, с. 106-131],

[2, с. 74-91],

[3, с. 85-92; 94-100; 104-106],

[4, с. 88-92; 96-104],

[5, с. 552-563; 565-566],

[6, с. 22-32].

4. ЛИНЕЙНЫЙ РЕЗИСТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ВИДЕОСИГНАЛОВ[▼]

4.1. Цель работы

Уяснить взаимосвязь характеристик линейного резистивного усилителя с номинальными значениями элементов его схемы. Выяснить на примере видеосигналов, при каких условиях возможно неискаженное усиление.

4.2. Краткие теоретические сведения

Неискаженное 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) приборов близки к линейным.

Идеальный линейный (неискажающий) усилитель должен обладать равномерной АЧХ и линейной ФЧХ в пределах полосы частот, занятой спектром проходящего через усилитель сигнала (рис. 28). Равномерность АЧХ позволяет сохранить без изменения форму амплитудного спектра усиливаемого сигнала, линейность ФЧХ – обеспечить одинаковое запаздывание гармонических составляющих сигнала разных частот.

Поскольку большинство реальных сигналов обладает неограниченным спектром, то протяженность участков равномерности АЧХ и линейности ФЧХ должна быть теоретически бесконечной. Последнее обеспечить на практике невозможно, поэтому при усилении реальных сигналов реальными усилителями всегда возникают линейные искажения (частотные – за счет неравномерности АЧХ, фазовые – нелинейности ФЧХ).

[▼] Работа выполняется при нечетных номерах вариантов.

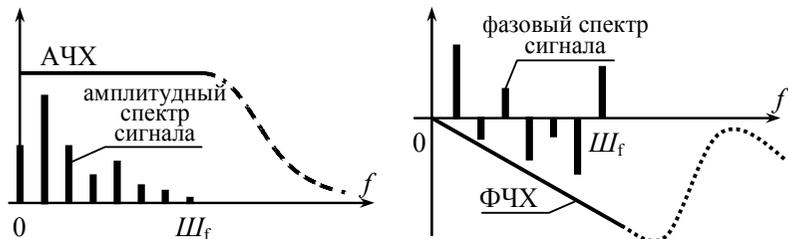


Рис. 28

Для реализации допустимого уровня линейных искажений достаточно, чтобы характеристики реального и идеального усилителей соответствовали хотя бы в пределах практической ширины спектра входного сигнала.

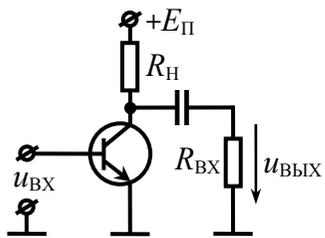


Рис. 29

На рис. 29 приведена упрощенная схема резистивного усилителя на транзисторе. Использовано включение биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером; в цепи коллектора, запитываемого источником $E_{П}$ постоянного напряжения, включено сопротивление R_H , ограничивающее максимальную величину выходного тока. Выходное переменное напряжение снимается с коллектора транзистора, параллельно которому включено сопротивление $R_{ВХ}$, имитирующее 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; ее положение определяется постоянными токами и напряжениями. Возможное положение исходной рабочей точки в линейном резистивном усилителе показано на рис. 30.

Рабочая точка на проходной (и входной) ВАХ транзистора выводится в требуемое положение выбором соответствующей

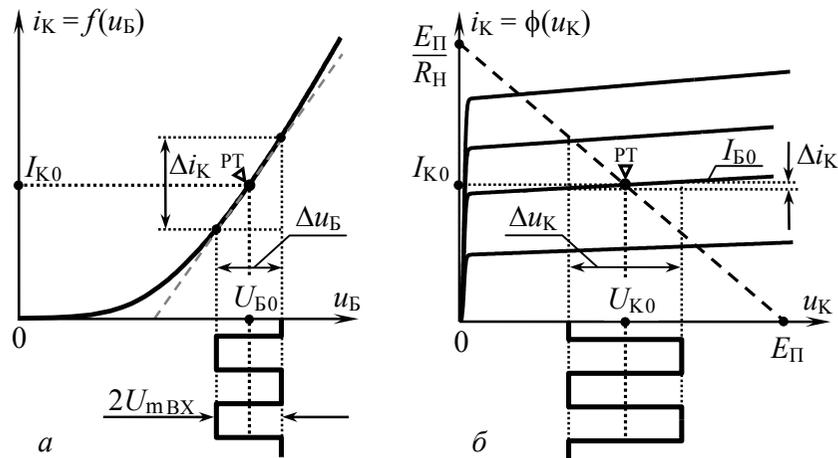


Рис. 30

щего напряжения смещения на управляющем электроде (на рис. 30,а – $U_{Б0}$). Схемотехнически смещение может быть обеспечено, как минимум, двумя способами: фиксированным током (рис. 31,а), фиксированным напряжением делителя (рис. 31,б).

Размах усиливаемого напряжения $2U_{mВХ}$ не должен превосходить протяженность проекции линейного участка проходной ВАХ (вблизи рабочей точки) на ось напряжений (рис. 30,а). Это требование составляет второе условие обеспечения линейного режима работы усилителя.

На выходной ВАХ транзистора рабочая точка определяется точкой пересечения нагрузочной прямой $i_K \approx (E_{П} - u_K)/R_H$ и

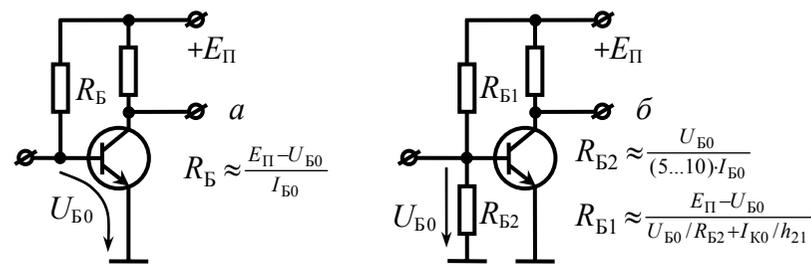


Рис. 31

ветви, соответствующей управляющему току (или напряжению) в режиме ожидания (на рис. 30,б – ток $I_{Б0}$). Из рис. 30,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 резистивного усилителя (рис. 29), как следует из его схемы замещения по переменной составляющей (рис. 32),

$$K_0 = S \cdot R_{HЭ} \cdot \frac{1}{1 + (R_{HЭ}/R_i)} \quad (19)$$

определяется крутизной (S) статической проходной ВАХ в рабочей точке ($S \approx \frac{\Delta i_K}{\Delta u_B} \Big|_{u_B=U_{Б0}}$, рис. 30,а), эквивалентным сопротивлением ($R_{HЭ}$) нагрузки ($R_{HЭ} = R_H \cdot R_{ВХ} / (R_H + R_{ВХ})$), выходным дифференциальным сопротивлением транзистора (R_i) в рабочей точке ($R_i \approx \frac{\Delta u_K}{\Delta i_K} \Big|_{u_K=U_{К0}, i_B=I_{Б0}}$, рис. 30,б).

Однако в силу наличия в реальной схеме усилителя вспомогательных, а также паразитных реактивностей (рис. 33) указанный коэффициент усиления K_0 реализуем лишь на так называемых средних частотах. На низких частотах из-за разделительной емкости C_P на выходе наблюдается спад АЧХ, на высоких частотах к "завалу" АЧХ приводит влияние выходной паразитной емкости $C_{П}$ транзистора. Качественно АЧХ реального резистивного усилителя показана на рис. 34,а (①, ②, ③ – соответственно область средних, низких и высоких частот),

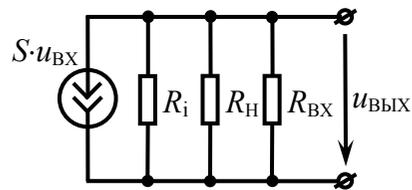


Рис. 32

ФЧХ – на рис. 34,б. Приближенное выражение для комплексного коэффициента передачи линейного резистивного усилителя в предположении отсутствия у транзистора паразитных реактивно-

стей, кроме вышеупомянутой емкости $C_{П}$, имеет вид:

$$\dot{K}(\omega) = \begin{cases} \frac{K_0}{\sqrt{1 + 1/(\omega \cdot \tau_{НЧ})^2}} \cdot \exp[-j(\pi - \arctg \frac{1}{\omega \cdot \tau_{НЧ}})] & \text{в области 2,} \\ K_0 & \text{в области 1,} \\ \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_{ВЧ})^2}} \cdot \exp[-j(\pi + \arctg(\omega \cdot \tau_{ВЧ}))] & \text{в области 3,} \end{cases} \quad (20)$$

где коэффициент K_0 определяется формулой (19), а постоянные времени усилителя на низких ($\tau_{НЧ}$) и высоких ($\tau_{ВЧ}$) частотах – выражениями: $\tau_{НЧ} = (R_H \parallel R_i + R_{ВХ}) \cdot C_P$ и $\tau_{ВЧ} = R_{HЭ} \parallel R_i \cdot C_{П}$. Формула (19) и выражения для $\tau_{НЧ}$, $\tau_{ВЧ}$ получены на основе анализа идеализированных схем замещения усилителя на низких (рис. 35,а), средних (рис. 29) и высоких (рис. 35,б) частотах.

Полоса пропускания рассмотренной схемы усилителя, выраженная в герцах, –

$$\Pi_f = 1/(2\pi) \cdot (1/\tau_{ВЧ} - 1/\tau_{НЧ}) \approx 1/(2\pi \cdot \tau_{ВЧ}). \quad (21)$$

Для удобства совмещения и наблюдения на графике АЧХ быстро нарастающих (в области низких частот) и медленно спадающих (в области высоких частот) участков используют логарифмическую АЧХ (ЛАЧХ). Ось

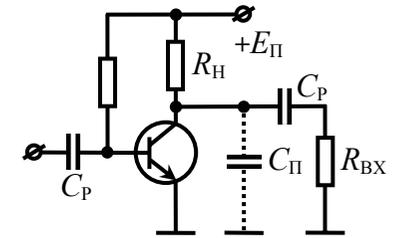


Рис. 33

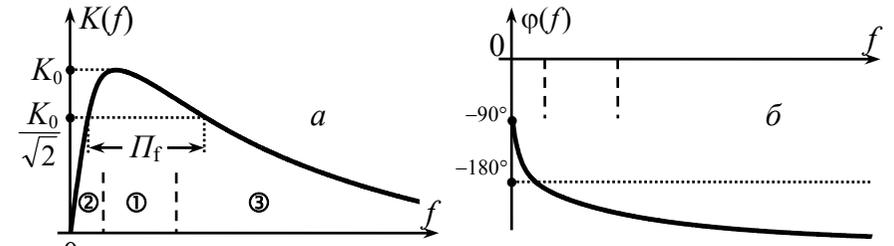


Рис. 34

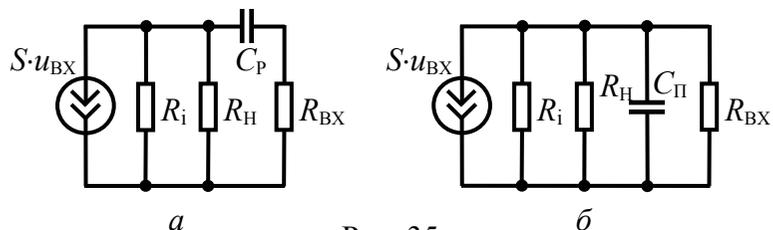


Рис. 35

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. 36). 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.

Анализируя частотные характеристики линейного резистивного усилителя (рис. 34), 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 низких ($\tau_{НЧ}$) частотах мала (например, за счет малой величины разделительной емкости C_p) настолько, что области практической ширины спектра усиливаемого сигнала соответствует линейно нарастающий участок ЛАЧХ (область ② на рис. 36), тогда выходной сигнала претерпевает операцию дифференцирования. Действительно, из теории известно, что АЧХ

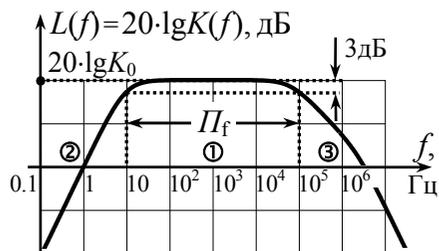


Рис. 36

сигнала соответствует линейно нарастающий участок ЛАЧХ (область ② на рис. 36), тогда выходной сигнала претерпевает операцию дифференцирования. Действительно, из теории известно, что АЧХ

(ЛАЧХ) дифференцирующей цепи линейна: $K_{\text{диф}}(f) = k \cdot f$. Если постоянная времени усилителя на высоких ($\tau_{ВЧ}$) частотах велика (например, за счет большой паразитной емкости $C_{п}$), а ширина спектра усиливаемого сигнала такова, что основная доля мощности сигнала приходится на участок ③ ЛАЧХ усилителя (рис. 36), то при усилении сигнал практически интегрируется ($K_{\text{инт}}(f) = k/f$, $L_{\text{инт}}(f) = [20 \cdot \lg k - 20 \cdot \lg f]$ – спадающая прямая).

4.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Для выполнения исследований следует загрузить схемный файл "Resistance amplifier.ewb".

Схема виртуальной установки после загрузки рабочего схемного файла выглядит так, как показано на рис. 37.

В качестве усилительного (активного) элемента использован биполярный транзистор (VT на рис. 37). Конкретный тип биполярного транзистора, указанный для Вашего номера вари-

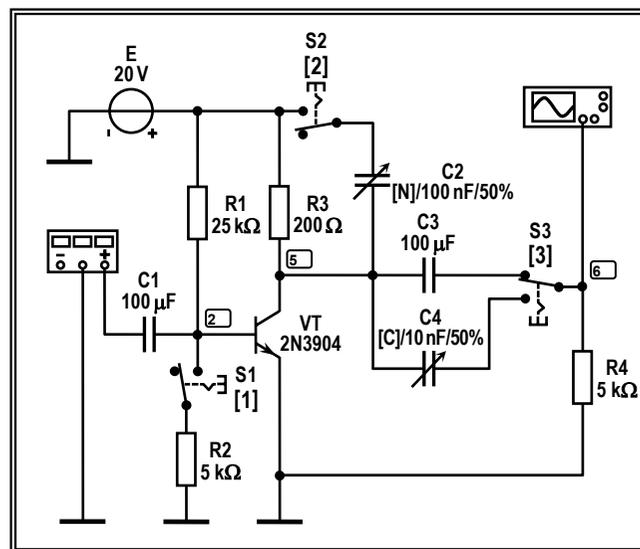


Рис. 37

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
3	2N4286	рис. 31,б	0.80	10	150
5	2N2222A	рис. 31,а	1.00	35	50
7	BC850B	рис. 31,б	0.78	50	500
9	2N3904	рис. 31,б	0.95	20	100
11	2N4286	рис. 31,а	0.78	10	200
13	2N2222A	рис. 31,б	0.87	25	75
15	BC850B	рис. 31,а	0.80	45	300
17	2N3904	рис. 31,а	0.90	30	200
19	2N4286	рис. 31,б	0.81	20	250
21	2N2222A	рис. 31,а	0.95	45	100
23	BC850B	рис. 31,б	0.75	30	600
25	2N3904	рис. 31,б	0.88	30	300
27	2N4286	рис. 31,а	0.82	25	300
29	2N2222A	рис. 31,б	1.10	15	20
Работа выполняется при нечетных номерах вариантов					

анта 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, nationl2 или zetex.

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 (рис. 37).

Параллельно нагрузочному сопротивлению R_3 (величина которого зависит от номера варианта, табл. 12) имеется возможность подключать емкость C_2 (переключателем S_2 , управляемым клавишей "2"), имитирующую совокупную емкость нагрузки и переходов транзистора. Величина емкости 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 емкость C_4 , управляемую клавишами "C" или "Shift"+"C".

4.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению

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, nationl2 или zetex нужную модель.

Для обеспечения смещения на управляющем входе транзистора по схеме рис. 31,а переключатель S_1 (рис. 37) оставить в разомкнутом состоянии (левое положение). Если же заданием предусмотрена реализация смещения по схеме на рис. 31,б, переключатель S_1 следует перевести в замкнутое состояние (правое положение) клавишей "1".

Установить заданные напряжение источника питания (источник E, рис. 37) и нагрузочное сопротивление (R_3 , рис. 37).

Проверить положение переключателей S_2 (исходное положение – нижнее) и S_3 (верхнее положение).

Обеспечить подачу на базу транзистора заданного постоянного напряжения смещения.

Используя данные табл. 13 и формулы на рис. 31, рассчитать ориентировочные значения элементов цепи смещения: сопротивления R_1 – при смещении током базы (рис. 31,а), сопротивлений R_1, R_2 – при подаче смещения с помощью делителя напряжения (рис. 31,б). Результаты расчета свести в отчет.

После разумного округления расчетных 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 (скорее всего так и будет), следует уточнить (последовательным перебором) значение со-

Таблица 13

N	Тип транзистора	$U_{Б0}, В$	Параметры транзистора в заданном режиме			
			$I_{Б0}, мкА$	$I_{К0}, мА$	$h_{21Э}$	$R_i, кОм$
1	2N3904	0.87	460	56.5	85	4.0
3	2N4286	0.80	305	39.5	80	1.7
5	2N2222A	1.00	3440	408	80	1.8
7	BC850B	0.78	185	58.0	260	3.9
9	2N3904	0.95	1800	135	45	2.1
11	2N4286	0.78	155	26.5	110	2.6
13	2N2222A	0.87	1145	179	120	2.4
15	BC850B	0.80	255	76.5	230	3.6
17	2N3904	0.90	795	85.0	70	3.3
19	2N4286	0.81	420	50.5	70	1.4
21	2N2222A	0.95	2415	316	235	1.8
23	BC850B	0.75	105	32.5	270	4.6
25	2N3904	0.88	560	65.5	80	3.7
27	2N4286	0.82	575	60.5	60	1.1
29	2N2222A	1.10	6885	585	55	1.1

противления 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 см. с. 15). Используя полученную зависимость определить уточненное значение искомого сопротивления и установить его в моделируемой схеме. Убедиться, что напряжение смещения соответствует требуемому (с точностью до третьей значащей цифры), вновь активировав команду "DC Operating ...". Зафиксировать и занести в отчет постоянное напряжение на коллекторе транзистора (Q1#collector).

Исследование условий обеспечения режима линейного усиления

Убедиться, что рабочая точка располагается на линейных участках вольтамперных характеристик транзистора.

Установить амплитуду входного колебания (параметр Amplitude функционального генератора, подключенного к базе) 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.

Определить максимальную амплитуду усиливаемого гармонического колебания, при которой усилитель еще 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 (см. рис. 38), зафиксировать в отчет максимальную амплитуду (U_{mBXmax}), при которой искажения колебания еще отсутствуют.

Зарисовать в отчет осциллограмму выходного напряжения при амплитуде входного сигнала несколько большей U_{mBXmax} , т. е. такой, при которой нелинейные искажения уже заметны и свидетельствуют о переходе усилителя в нелинейный режим.

Исследование усилительных способностей резистивного усилителя в полосе частот

Измерить коэффициент усиления цепи и сопоставить его с расчетным.

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

Рассчитать коэффициент усиления линейного резистивного усилителя по формуле (19). Для оценки крутизны стати-

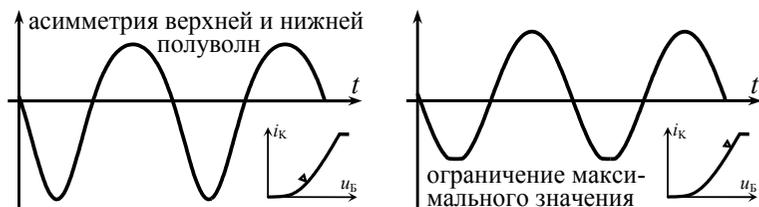


Рис. 38

ческой проходной характеристики заданного транзистора использовать приведенные на рис. 39 усредненные зависимости $S = \varphi(u_B)$, положив $u_B = U_{B0}$ (табл. 13). Выходное дифференциальное сопротивление транзистора взять из табл. 13. Сравнить результаты расчета и виртуального эксперимента. Сделать соответствующие выводы.

Выявить экспериментальную зависимость коэффициента усиления от величины нагрузочного сопротивления.

Уменьшить величину нагрузочного сопротивления (R_3 , рис. 37) сначала на 20 %, затем на 40 %. Определить в обоих случаях коэффициент усиления усилителя. По трем точкам построить зависимость коэффициента усиления от сопротивления нагрузки. Сделать вывод.

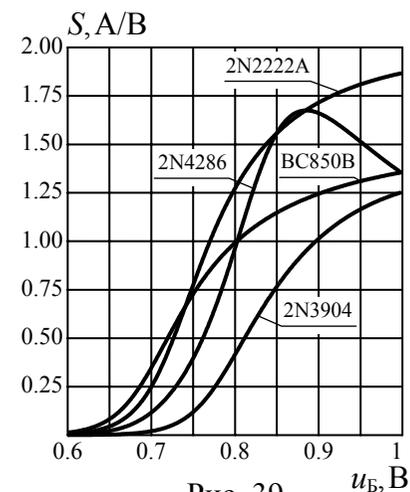


Рис. 39

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 по оси частот – линейный (Linear); Number of point = 1000; Vertical scale – масштаб по вертикали – линейный (Linear); Nodes for analysis = 6 (подробно назначение параметров команды описаны на с. 10...11). Нажать кнопку "Simulate". Зарисовать в отчет появившиеся в окне частотные характеристики. По-

сколько 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 цепи. При снятии значений использовать визирные линии. Прокомментировать результаты частотного анализа.

Повторно активировать команду "AC Frequency...". Однако теперь масштаб по оси частот (Sweep type) указать десятичный (Decade), масштаб по вертикали (Vertical scale) – в децибелах (Decibel). Зарисовать верхнюю кривую, прибавляя к значениям ее точек ровно 60 дБ. Сравнить полученную таким образом логарифмическую АЧХ с ранее снятой обычной АЧХ. Сделать выводы.

Определить полосу пропускания усилителя.

Полосу пропускания усилителя следует определять по графику АЧХ. Если это обычная АЧХ, то уровень, по которому оценивается полоса, составляет 0.707 от максимального значения, если же использовать логарифмическую АЧХ, то уровень оценки полосы – на 3 дБ меньше максимального. Результат занести в отчет.

Исследование влияния реактивностей на характеристики усилителя

Исследовать влияние разделительной емкости на форму АЧХ усилителя.

Подключить тумблером S_3 (переведя его в нижнее положение клавишей "3") разделительную емкость C_4 на выходе усилителя. Установить ее максимальное значение (100% от номинала; клавиши "Shift"+"C"). Снять логарифмическую АЧХ усилителя и зарисовать ее в отчет. Определить по АЧХ нижнюю граничную частоту полосы пропускания, занести ее в от-

чет. Уменьшить значение емкости C_4 вдвое (50% от номинала; клавиша "C"). Вновь снять логарифмическую АЧХ и нанести ее поверх первой. Определить по АЧХ нижнюю граничную частоту полосы пропускания, занести ее в отчет. Выяснить, как изменилась нижняя граничная частота при двойном уменьшении емкости C_4 .

Исследовать влияние паразитной емкости на форму АЧХ усилителя.

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

Исследовать влияние паразитной емкости на форму усиливаемого сигнала (задание для пытливых).

Установить минимальное значение емкости C_2 . Подать на вход усилителя гармоническое колебание с параметрами из предыдущего пункта. В ходе моделирования изменить тип колебания на входе усилителя, сменив гармоническое колебание на последовательность прямоугольных импульсов. Увеличивая емкость C_2 (клавишами "Shift"+"N"), отслеживать изменение формы выходного сигнала. В отчет занести осциллограммы выходного колебания при разных значениях паразитной емкости (в том числе, наибольшей). Сделать выводы о влиянии емкости C_2 на форму усиливаемого сигнала. Сопоставить осцил-

лограмму выходного сигнала при наибольшей величине емкости 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 отчет. Выяснить, какой формы участок ЛАЧХ усилителя (при $C_2 = 100\%$) соответствует частотам входного сигнала. Сделать выводы.

Исследовать влияние разделительной емкости на форму усиленного сигнала (задание для пытливых).

Отключить емкость C_2 , подключить C_4 . Установить максимальное значение C_4 . Подать на вход усилителя гармоническое колебание с ранее указанными параметрами. В ходе моделирования сменить гармонику на последовательность прямоугольных импульсов. Уменьшая емкость C_4 (клавишей "C"), отслеживать изменение формы выходного сигнала. В отчет занести осциллограммы выходного колебания при разных значениях разделительной емкости (в том числе, наименьшей – 1%). Сделать выводы о влиянии емкости C_4 на форму сигнала. Сравнить осциллограмму выходного сигнала при наименьшей величине емкости C_4 с сигналом, ожидаемым на выходе идеальной дифференцирующей цепи. Сделать вывод (привлечь результаты измерения частотных характеристик – ЛАЧХ усилителя и спектр амплитуд входного сигнала).

4.5. 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 усилительный (или активный) элемент? Привести примеры. Какими характеристиками описывается усили-

тельный элемент? При каких условиях усилительный элемент можно считать линейным?

4. Записать уравнение нагрузочной прямой применительно к резистивной нагрузке транзистора. Как с ее помощью определить режим транзистора по постоянной составляющей? От чего зависит наклон нагрузочной прямой и ее 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 усилительного элемента. Пояснить, как определяется практически параметры элементов такой схемы? Почему такую схему нельзя использовать на высоких частотах?

7. Изобразить упрощенную принципиальную электрическую схему резистивного усилителя. Показать, как на ее основе получить схему замещения усилителя по переменной составляющей.

8. Изобразить качественно АЧХ (ФЧХ) резистивного усилителя. Чем обусловлено ее поведение в области низких частот? высоких частот?

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

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

11. Чем определяется полоса пропускания усилителя? Что следует предпринять, чтобы ее расширить?

12. Что такое логарифмические частотные характеристики линейной цепи? В чем их преимущество? Изобразить качественно логарифмические частотные характеристики линейного резистивного 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 резистивного усилителя, чтобы искажения сигнала были в пределах допустимых?

15. Как в линейном резистивном усилителе реализовать режим приближенного 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 резистивный усилитель, обладающий большой выходной емкостью транзистора?

18. Что произойдет с последовательностью пилообразных импульсов при усилении в резистивном усилителе с разделительной емкостью малой величины?

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

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

4.6. Литература

[1, с. 202-207; 209-213; 217-219; 252-261],

[2, с. 142-145; 147-150; 153-154; 177-183],

[3, с. 122-124; 129-131; 135; 143-152],

[4, с. 199-200],

[5, с. 458-460; 464-466; 596-619].

5. ЛИНЕЙНОЕ РЕЗОНАНСНОЕ УСИЛЕНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ[▼]

5.1. Цель работы

Изучить особенности линейного усиления амплитудно-модулированных сигналов. Уяснить, как должны соотноситься параметры усиленного колебания и элементов схемы резонансного усилителя для минимизации линейных искажений.

5.2. Краткие теоретические сведения

На рис. 40 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_{Π} . Напряжение смещения на базу транзистора подается от E_{Π} ; с помощью сопротивления R_B обеспечивается требуемая величина постоянного тока базы (смещение фиксированным током). Разделительные емкости 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.

Для обеспечения линейного режима работы резонансного усилителя исходную рабочую точку

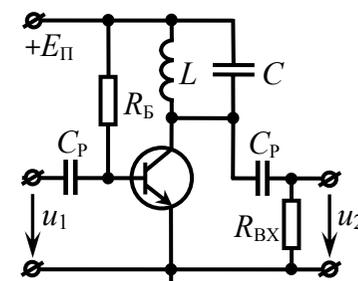


Рис. 40

[▼] Работа выполняется при четных номерах вариантов.

на вольтамперных характеристиках транзистора выводят на линейные участки (на входной и проходной ВАХ – напряжением смещения $U_{Б0}$, на выходной – напряжением питания $E_{П}$). Уровни входного и выходного колебаний не должны приводить к выходу рабочей точки в процессе усиления сигнала на нелинейные участки (загибы) вольтамперных характеристик (рис. 41).

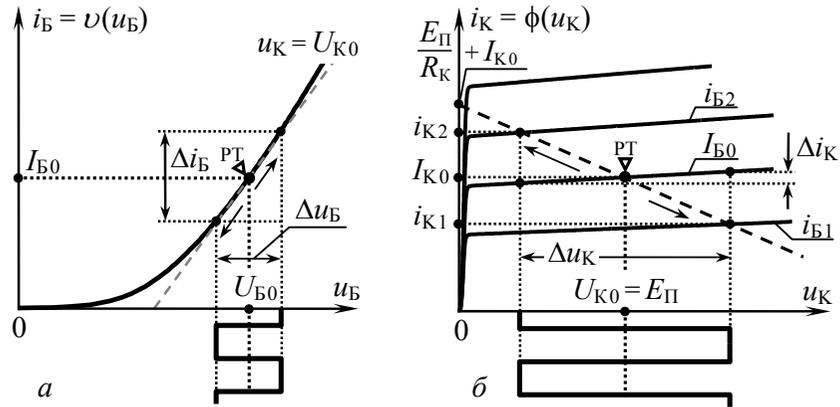


Рис. 41

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

$$h_{11} \approx \left. \frac{\Delta u_B}{\Delta i_B} \right|_{u_K=U_{K0}} \quad (\text{рис. 41, а}), \quad h_{12} \approx \left. \frac{\Delta u_B}{\Delta u_K} \right|_{i_B=I_{B0}}, \quad (22)$$

$$h_{21} \approx \left. \frac{i_{K2} - i_{K1}}{i_{B2} - i_{B1}} \right|_{u_K=U_{K0}} \quad (\text{рис. 41, б}), \quad h_{22} \approx \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta u_K} \right|_{i_B=I_{B0}} \quad (\text{рис. 41, б}).$$

С точки зрения схемы замещения по переменной составляющей (рис. 42) линейный резонансный усилитель (рис. 40) на средних частотах представляет собой питаемый идеальным источником тока эквивалентный колебательный контур, со-

противление потерь ($r_э$) которого в $(1 + R_K/R_{||})$ больше собственных потерь (r) реального контура. Под $R_{||}$ подразумевают совокупное сопротивление элементов, шунтирующих колебательный контур по переменной составляющей: $R_{||} = R_i \cdot R_{BX} / (R_i + R_{BX})$. Комплексный коэффициент передачи усилителя по напряжению, рассчитанный по схеме на рис. 42, –

$$\dot{K}(\omega) = - \frac{S \cdot R_{KЭ}}{1 + j \cdot \xi_э(\omega)},$$

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} ;

$R_{KЭ}$ – сопротивление эквивалентного контура на резонансной частоте:

$$R_{KЭ} = R_K / (1 + R_K/R_i + R_K/R_{BX}); \quad (23)$$

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 в идеализированном транзисторе ($h_{12} = 0$) зависит лишь от параметра h_{22} ($R_i = 1/h_{22}$), а в более общем случае ($h_{12} \neq 0$) – от h_{22} и S : $R_i = 1 / (h_{22} - S \cdot h_{12})$;

$\xi_э(\omega)$ – эквивалентная обобщенная расстройка:

$$\xi_э(\omega) = Q_э \cdot (\omega / \omega_p - \omega_p / \omega) \approx 2 \cdot Q_э \cdot (\omega - \omega_p) / \omega_p;$$

$Q_э$ – эквивалентная добротность (добротность усилителя):

$$Q_э = Q / (1 + R_K/R_i + R_K/R_{BX}) = \sqrt{L/C} / r_э.$$

АЧХ линейного резонансного усилителя (модуль комплексного коэффициента передачи $\dot{K}(\omega)$) имеет колоколовид-

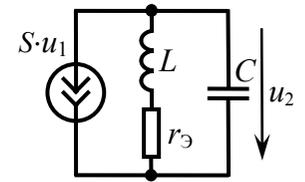


Рис. 42

ную форму (рис. 43,а) и определяется в окрестности резонансной частоты как

$$K(f) = S \cdot R_{KЭ} / \sqrt{1 + [2 \cdot Q_Э \cdot (f - f_P) / f_P]^2}; \quad (24)$$

при этом коэффициент усиления на резонансной частоте составляет

$$K_0 = S \cdot R_{KЭ}. \quad (25)$$

ФЧХ усилителя (рис. 43,б) –

$$\varphi(f) = -\arctg(2 \cdot Q_Э \cdot \frac{f - f_P}{f_P}) - \pi. \quad (26)$$

Полоса пропускания линейного резонансного усилителя

$$П_Э = П \cdot (1 + R_K/R_i + R_K/R_{BX}), \quad (27)$$

где $П$ – полоса пропускания контура: $П = f_P/Q = r/(2\pi \cdot L)$.

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

$$u_1(t) = U_{01} \cdot [1 + M_1 \cdot \cos(\Omega \cdot t + \phi_1)] \cdot \cos(\omega_P \cdot t + \psi_0),$$

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

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

у которого амплитуда несущей U_{02} в $K_0 = S \cdot R_{KЭ}$ раз больше чем

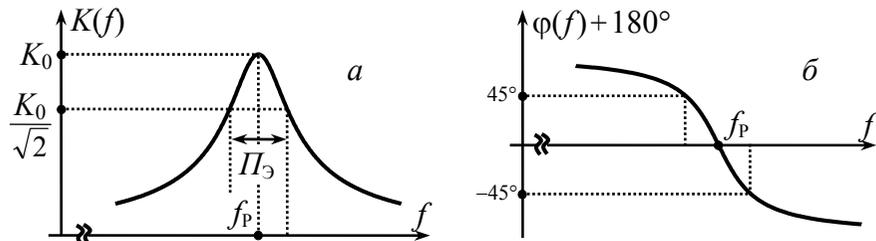


Рис. 43

на входе, коэффициент модуляции M_2 меньше входного –

$$M_2 = M_1 / \sqrt{1 + (2 \cdot Q_Э \cdot \Omega / \omega_P)^2} = M_1 / \sqrt{1 + (2 \cdot F / П_Э)^2}, \quad (28)$$

огibaющая амплитуд запаздывает по фазе относительно огibaющей на входе на

$$\psi_1 - \psi_2 = \arctg(2 \cdot Q_Э \cdot \Omega / \omega_P) = \arctg(2 \cdot F / П_Э). \quad (29)$$

Форма огibaющей амплитуд сигнала не изменяется: она лишь масштабируется (в сторону увеличения значений) и задерживается цепью (рис. 44). Следовательно, искажения информационного сигнала при усилении колебания с тональной модуляцией не наблюдаются, несмотря на неравномерность АЧХ и нелинейность ФЧХ усилителя.

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

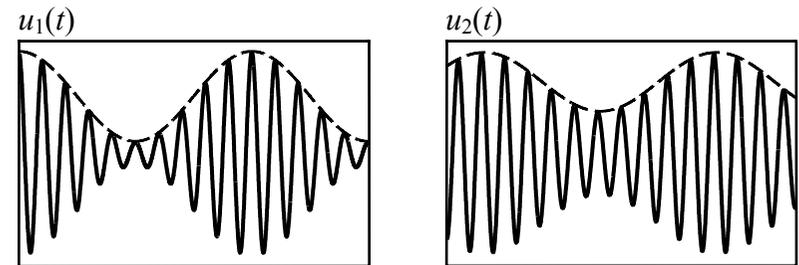


Рис. 44

5.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Для выполнения исследований необходимо загрузить схемный файл "Resonant amplification.ewb". Схема виртуальной установки после загрузки файла выглядит примерно так, как показано на рис. 45.

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 (рис. 45).

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 $U_{Б0}$ (относительно "земли") измеряется в ноде 2. В выходную цепь транзистора включен простой параллельный контур Lk, Ck с суммарными

потерями в элементах, равными r . Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную емкость Cp подается на вход осциллографа (канал "B", рис. 45). Выход усилителя зашунтирован сопротивлением Rs, величина которого по умолчанию составляет 100 кОм.

Для обеспечения стабильности коэффициента усиления и снижения уровня паразитных колебаний на выходе усилителя в цепь эмиттера транзистора включено сопротивление обратной связи Re. Следует помнить, что его наличие приводит к снижению крутизны S и увеличению выходного дифференциального сопротивления R_i усилительного элемента.

Если переключатель S1, управляемый клавишей "1", перевести в верхнее положение, то на вход усилителя от функционального генератора (Function Generator) через разделительную емкость Cp подается высокочастотное немодулированное гармоническое колебание. Если переключатель S1 переведен в нижнее положение, усиливается сигнал, представляющий собой амплитудно-модулированное колебание, снимаемое с выхода идеального модулятора "AM", исследованного во второй работе. В качестве модулирующего низкочастотного сигнала при формировании AM-колебания используется напряжение функционального генератора. Однако к управляющему входу модулятора можно подключить дополнительный источник гармонического напряжения E2 (переведя переключатель S2, управляемый клавишей "2", в левое положение). При этом сигналы по обоим управляющим входам модулятора суммируются.

Сигнал на входе усилителя может быть изучен с помощью осциллографа (канал "A"). Достаточно перевести переключатель S3 (клавишей "3") в левое положение.

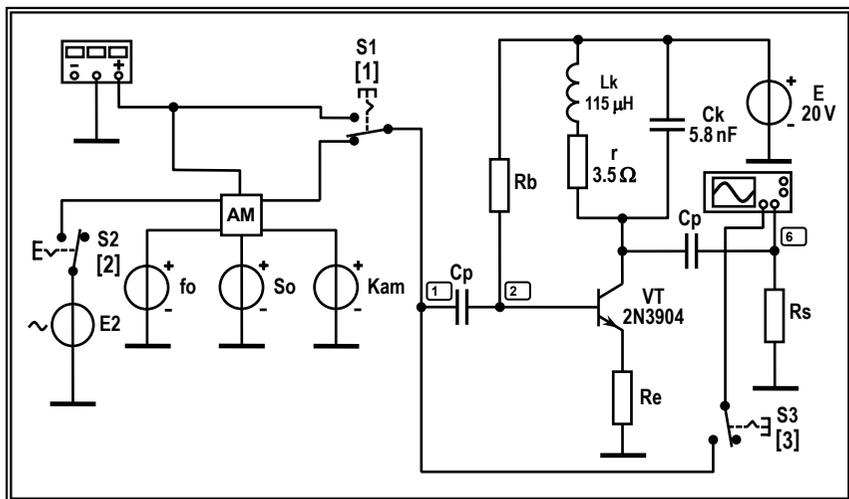


Рис. 45

5.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению

Подготовка усилителя к экспериментальным исследованиям

Установить заданные параметры элементов схемы резонансного 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 Pro-

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
2	2N2222A	15	15	200	8.1	7.5
4	2N4286	25	20	230	6.5	9.5
6	2N3904	20	20	155	9.0	7.5
8	BC850B	25	10	230	5.6	20.0
10	2N2222A	30	25	180	6.7	6.5
12	2N4286	20	40	150	7.5	3.5
14	2N3904	15	10	210	5.0	16.0
16	BC850B	30	15	190	5.2	9.5
18	2N2222A	25	25	150	6.2	5.0
20	2N4286	10	10	120	7.3	8.0
22	2N3904	20	15	150	5.5	14.5
24	BC850B	25	15	170	4.6	8.0
26	2N2222A	35	10	195	3.8	16.0
28	2N4286	10	30	175	4.0	9.5
30	2N3904	20	20	115	5.8	3.5

erties" и выбрать из библиотек 2n, 2n3xxx, nationl2 или zetex (закладка "Models") заданную модель.

Установить заданные в табл. 14 (повариантно) напряжение источника питания (источник E, рис.45), 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 целесообразно снять в автоматизированном режиме зависимость напряжения в ноде 2 от величины сопротивления R_b , активировав команду "Parameter Sweep ..." меню "Analysis" и установив следующие данные для выполнения: Component = R_1 (системный идентификатор сопротивления R_b); Parameter = Resistance; Output node = 2; Sweep for: DC Operating Point (вариация применительно к режиму по постоянной составляющей); остальные параметры – исходя из их смысла (см. с. 15). По полученной зависимости, используя визиры, установить точное значение искомого сопротивления и установить найденный номинал в схеме.

Убедиться, что напряжение смещения соответствует требуемому (с точностью до третьей значащей цифры), активировав команду "DC Operating Point" меню "Analysis" (смотреть напряжение в ноде 2). Если напряжение смещения отличается от требуемого, следует уточнить значение сопротивления R_b .

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

Таблица 15

N	Тип транзистора	$U_{Б0}$, В	Параметры транзистора [▼] в заданном режиме			
			$h_{11Э}$, Ом	$h_{12Э} \times 10^{-3}$	$h_{21Э}$	$h_{22Э}$, мкСм
2	2N2222A	0.85	3950	1.12	215	72.8
4	2N4286	1.20	4150	5.05	190	252.5
6	2N3904	1.00	4250	1.64	185	80.0
8	BC850B	0.90	4450	1.90	365	180.5
10	2N2222A	1.25	6150	3.65	230	144.5
12	2N4286	1.35	9000	7.35	212	183.5
14	2N3904	0.90	2320	0.91	178	86.0
16	BC850B	1.35	5350	5.91	328	375.0
18	2N2222A	1.40	5750	4.85	218	190.5
20	2N4286	0.80	3650	1.05	248	102.0
22	2N3904	0.95	3400	1.25	186	81.5
24	BC850B	1.15	5650	4.35	338	275.5
26	2N2222A	1.20	2450	3.08	222	296.0
28	2N4286	1.00	7750	3.75	225	123.5
30	2N3904	1.40	3000	4.42	140	215.5

[▼] h -параметры транзистора в рабочей точке определены с учетом включения в цепь эмиттера сопротивления обратной связи

Исследование характеристик резонансного усилителя

Измерить частотные характеристики усилителя.

Используя данные, приведенные в табл. 14, рассчитать резонансную частоту колебательного контура f_p , определяющую центральную частоту АЧХ усилителя, а также собственную полосу пропускания контура Π . Результаты расчета привести в отчете.

Подать на вход усилителя гармоническое колебание с частотой, приблизительно равной расчетному значению f_p , и

амплитудой 1 мВ. Для этого переключатель S_1 перевести в верхнее положение и установить параметр Frequency генератора 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 $\approx (f_p - 1.5 \cdot \Pi)$, End frequency $\approx (f_p + 1.5 \cdot \Pi)$, где f_p и Π – расчетные 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 (более подробно параметры команды описаны на с. 10...11). Нажать кнопку "Simulate". Используя визирь, снять значения (15...20 точек) частотных характеристик[▼] усилителя и занести их в табл. 16. 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.
$\varphi(f)$, °

Установить по АЧХ коэффициент усиления на резонансной частоте и полосу пропускания усилителя. Сравнить полученные значения с расчетными.

Определить по АЧХ коэффициент усиления K_0 на резонансной частоте. Занести его значение в отчет. Оценить по

[▼] Нижняя кривая в окне результатов команды соответствует ФЧХ цепи, верхняя же представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения от частоты; для того, чтобы получить АЧХ цепи следует значения всех точек верхней кривой разделить на амплитуду входного напряжения.

уровню 0.707 от максимального значения АЧХ ($0.707 \cdot K_0$) полосе пропускания P_3 усилителя. Занести ее значение в отчет. Сравнить значения полосы пропускания усилителя и собственно 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 установившемся 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 отчет и сопоставить с ранее найденным по АЧХ значением K_0 .

Используя данные табл. 15 и формулы (25),(27), рассчитать теоретические значения резонансного коэффициента усиления K_0 и полосы пропускания P_3 усилителя. Расчет выходного дифференциального сопротивления транзистора производить по формуле $R_i = 1/(h_{22} - S \cdot h_{12})$, сопротивление эквивалентного контура $R_{кэ}$ – с учетом $R_{вх} = 100$ кОм и R_i (см. (23)). Результаты расчетов отразить в отчете и сравнить их с экспериментальными значениями. Сделать выводы.

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

Рассчитать, используя формулу (27) и ранее найденные P , R_k и R_i , значения сопротивления $R_{вх}$, при которых исходная полоса пропускания P_3 усилителя увеличивается в $1/2, 2, 3, 4, 6$ раз. Внести полученные значения в верхнюю строку табл. 17.

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.

Таблица 17

$R_{вх} (R_s)$, кОм	100
K_0 , безразм.
P_3 , кГц

нансный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя. Результаты отразить в табл. 17, сопроводив их выводом.

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 $F \approx P_3/2$. Для этого перевести переключатель S_1 в нижнее положение, превратив функциональный генератор (Function Generator) в источник модулирующего колебания. Установить параметр Frequency генератора равным частоте модуляции $F \approx P_3/2$ (Amplitude = 1 mV, тип колебания – гармонический). Заданная амплитуда $U_{01} = 1$ мВ и частота несущего колебания $f_0 = f_p$ радиосигнала обеспечивается установкой соответствующего уровня напряжений источников "So" и "fo". Для реализации требуемого коэффициента модуляции M_1 следует всего лишь задать напряжение источника "Kam" точно равным M_1 (действительно при равных амплитудах несущего и модулирующего колебаний $K_{AM} = M_1 \cdot U_{01} / \max|s_{и}(t)| = M_1$).

Переключатель S_3 перевести в левое положение. Запустить моделирование. Установить длительность развертки осциллографа.

циллографа так, чтобы колебания на его экране просматривались в пределах одного-двух периодов огибающей амплитуд. Остановить моделирование следует не ранее полного обновления экрана. Изучить и зарисовать в отчет 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 :

$$M_2 = (A_{2\text{MAX}} - A_{2\text{MIN}}) / (A_{2\text{MAX}} + A_{2\text{MIN}}),$$

где $A_{2\text{MAX}}$ и $A_{2\text{MIN}}$ – 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 (28), 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 Δt – интервал времени между ближайшими пиками огибающих амплитуд входного и выходного колебаний, F – частота модуляции. Рассчитать теоретическое значение фазового сдвига по формуле (29). Сопоставить расчетное и экспериментальные 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, сопроводив выводом.

Таблица 18

F	$\Pi_3/2$	Π_3	$2 \cdot \Pi_3$
M_2/M_1
$\psi_1 - \psi_2, ^\circ$

Выяснить, как влияет взаимная расстройка усиливаемого сигнала и цепи на форму выходного колебания (задание для пытливых).

Установить частоту модуляции равной $F \approx \Pi_3/2$, частоту несущего колебания $f_0 = f_p + \Pi_3/2$. Получить осциллограмму выходного напряжения, изобразить ее в отчете 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 Π_3 .

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):

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

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 $F \approx \Pi_3/2$; 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 $F \approx \Pi_3/2$ (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") – $3 \cdot F \approx 3 \cdot \Pi_3/2$; параметр "Phase" равным $\varphi = (10 \cdot N - 20)^\circ$. Для обеспечения требуемого коэффициента модуляции M_1 задать напряжение источника "Kam" точно равным M_1 .

Запустить моделирование. Изучить и зарисовать в отчет 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 $F \approx \Pi_3/2$. Сделать вывод.

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

Исследовать искажения АМ-сигнала, проходящего через усилитель, при модуляции импульсной последовательностью (задание для пытливых).

Переключатель S_2 перевести в правое положение, отключив от входа модулятора источник напряжения E2. 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 приближенно равным $\Pi_3/2$ (Amplitude = 1 mV, переключатель S_1 – в нижнем положении). Напряжение источника "Kam" установить равным единице. Запустить моделирование.

Зарисовать диаграммы входного и выходного напряжений. Сделать вывод о величине искажений фронтов импульсов. Рассчитать практическую ширину спектра усиливаемого сигнала как $2/\tau$, где τ – длительность импульсов. Выяснить соотношение полосы пропускания и ширины спектра сигнала.

Уменьшить сопротивление шунта так, чтобы полоса пропускания увеличилась в 6 раз (см. табл. 17). Произвести моделирование. Зарисовать в отчет 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 ее значение соответствовало верхней граничной частоте полосы пропускания усилителя. Произвести моделирование. Зарисовать в отчет временную диаграмму выходного напряжения. Сделать вывод о влиянии расстройки на степень искажений фронтов импульсов.

5.5. Контрольные вопросы к защите работы

1. Изобразить упрощенную электрическую схему резонансного усилителя. Указать назначение всех ее 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 нее 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) емкости колебательного контура; г) сопротивления в цепи эмиттера?

11. Как изменится полоса пропускания линейного резонансного усилителя при увеличении: а) емкости колебательно-

го контура; б) проводимости шунта; в) напряжения источника питания?

12. Проявляются ли в линейном резонансном усилителе искажения усиливаемого сигнала? За счет 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) емкость 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 ее 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?

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.

5.6. Литература

- [1, с. 222-225; 272-276], [2, с. 156-158; 192-194], [3, с. 198-201; 217-218], [4, с. 218-222], [5, с. 622-624; 579-581; 583].

6. ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ

6.1. Цель работы

Показать экспериментально, что отличие частотной характеристики реального фильтра от характеристики идеального существенно сказывается на качестве восстановления непрерывного сигнала, а увеличение числа отсчетов в сигнале за счет повышения частоты дискретизации не приводит к заметному улучшению формы восстанавливаемого сигнала по сравнению со случаем, когда большее число отсчетов достигается путем увеличения длительности сигнала.

6.2. Краткие теоретические сведения

Дискретизация – это основанное на теореме Котельникова представление непрерывного сигнала (например, рис. 46,*а*) дискретной последовательностью отсчетов (рис. 46,*б*), по которым с заданной точностью можно восстановить исходное колебание (рис. 46,*в*). Применительно к сигналам, спектр которых примыкает к нулевой частоте (видеосигналам), теорему Котельникова можно сформулировать следующим образом.

Видеосигнал $s(t)$ с конечной энергией, спектр которого ограничен частотой F_M , полностью и однозначно определяется последовательностью своих мгновенных значений, взятых с частотой дискретизации

$$F \geq 2 \cdot F_M, \quad (30)$$

то есть совокупностью дискретных отсчетов, считываемых через интервал времени (интервал дискретизации)

$$T \leq 1/(2F_M). \quad (31)$$

Доказывается, что такой сигнал $s(t)$ может быть представлен обобщенным рядом Фурье (в базисе Котельникова):

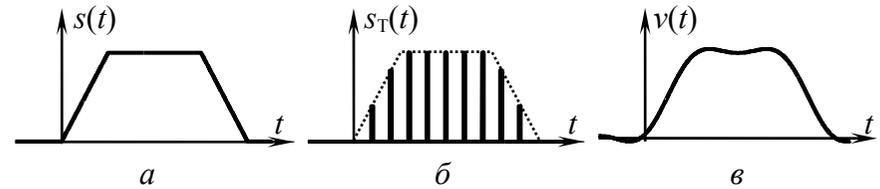


Рис. 46

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_M \cdot (t - k \cdot T)], \quad (32)$$

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 фазо-частотной характеристикой. Действительно, реакцию линейной электрической цепи на воздействие идеального дискретизированного сигнала $s_T(t)$ (с бесконечно малой длительностью отсчётных импульсов)

$$s_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot T \cdot \delta(t - k \cdot T) \quad (33)$$

($\delta(t)$ – дельта-функция) можно определить как совокупность взвешенных с коэффициентами $s(k \cdot T) \cdot T$ импульсных характеристик цепи:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot T \cdot g(t - k \cdot T). \quad (34)$$

Импульсная характеристика идеального фильтра нижних частот, как известно, определяется выражением –

$$g_{\text{ИФНЧ}}(t) = 2 \cdot K_0 \cdot F_C \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3)] \quad (35)$$

(здесь F_C – частота среза АЧХ фильтра, t_3 – время задержки отклика). Тогда реакция такого фильтра на воздействие дискретизированного сигнала будет определяться выражением

$$v(t) = 2 \cdot K_0 \cdot F_C \cdot T \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k \cdot T) \cdot \text{sinc}[2\pi \cdot F_C \cdot (t - t_3 - k \cdot T)]. \quad (36)$$

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 (36), определяющее реакцию ИФНЧ на воздействие (33), будет совпадать с (32).

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 :

$$\dot{G}_T(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{G}_S(f - n \cdot F), \quad (37)$$

Результат определяемого формулой (37) преобразования спектра отображён на рис. 47, где показан (качественно) спектр $\dot{G}_S(f)$ исходного непрерывного сигнала $s(t)$ (рис. 47,а) и спектр сигнала $s_T(t)$, полученного дискретизацией $s(t)$ (рис. 47,б-г). 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

$$\dot{G}_V(f) = \dot{K}_{\text{ФНЧ}}(f) \cdot \dot{G}_T(f).$$

Это означает возможность без искажений выделить центральную копию спектра дискретизированного сигнала $s_T(t)$, соот-

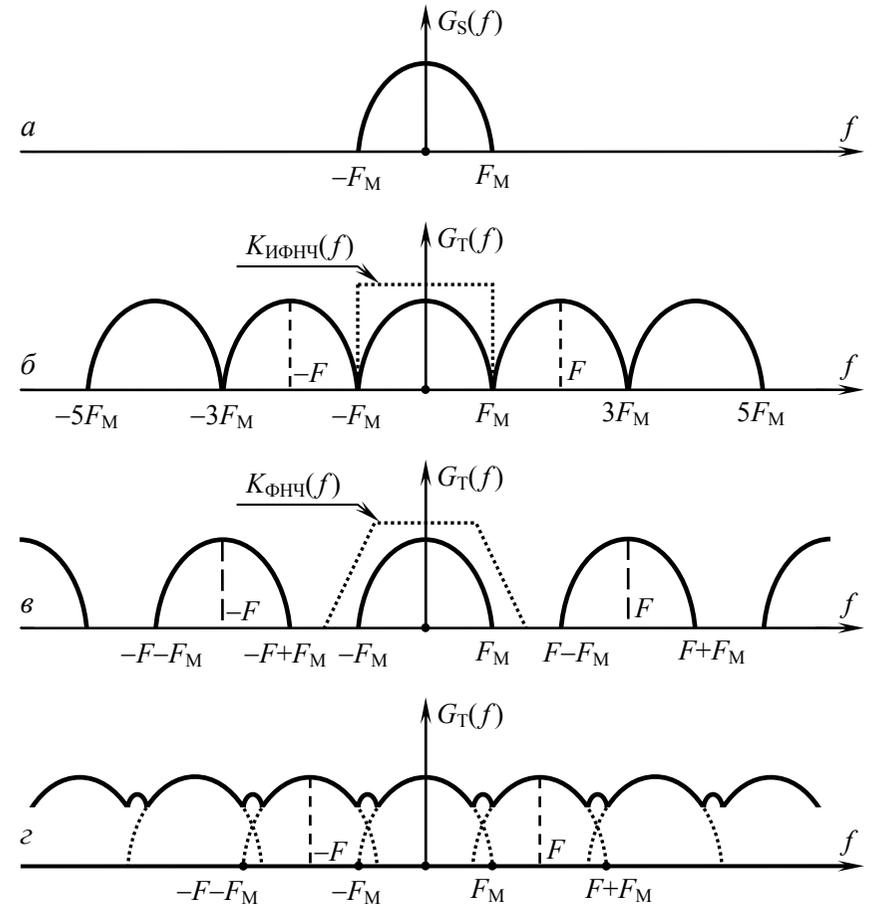


Рис. 47. Спектр исходного сигнала $s(t)$ (а) и дискретизированного сигнала $s_T(t)$ при разной величине интервала дискретизации T : $T = 1/(2F_M)$ (б), $T < 1/(2F_M)$ (в) и $T > 1/(2F_M)$ (г)

ветствующую спектру исходного сигнала, с помощью фильтра, АЧХ которого показана штриховой линией на рис. 47,б. При этом если $T = 1/(2F_M)$, то для неискаженного 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 $T > 1/(2F_M)$ неискаженное восстановление сигнала принципиально невозможно, поскольку исходный спектр оказывается частично перекрытым своими сдвинутыми на $\pm F$ копиями. Следует также учесть, 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 фазо-частотной характеристикой фильтра и проявляется в виде задержки восстановленного сигнала по сравнению с исходным на время

$$t_3 = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{ФНЧ}}(f)}{df}, \quad (38)$$

где $\varphi_{\text{ФНЧ}}(f)$ – 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. 48 и 49.

Из рис. 48,а видно, что реальный сигнал $s(t)$ конечной длительности обладает бесконечно протяжённым спектром (в качестве примера рассмотрен спектр прямоугольного импуль-

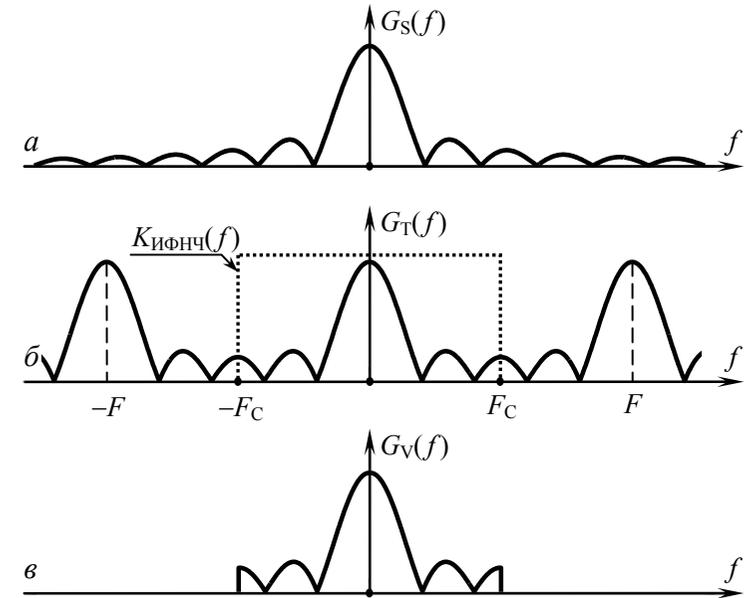


Рис. 48

са). Его дискретизация даже с малым (но ненулевым!) интервалом дискретизации T всегда приводит к перекрытию копий в составе спектра дискретизированного сигнала (рис. 48,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. 48,в и а), что естественно приводит к искажению восстановленного сигнала по сравнению с исходным.

Идеальный ФНЧ служит лишь теоретической моделью для объяснения принципа восстановления сигнала по его дискретным отсчётам. Реальный фильтр нижних частот вне полосы пропускания обладает конечным ослаблением. Это приводит к тому, что при выборе частоты среза $\sim 1/2F$ (как в случае идеального ФНЧ) на выход реального фильтра проникают составляющие не только нужной центральной копии, но и соседних копий спектра дискретизированного сигнала $s_T(t)$ (штрих-

пунктир на рис. 49,б). При уменьшении же частоты среза частотная характеристика оказывается уже центральной копии спектра $\dot{G}_T(f)$: полезные спектральные составляющие высоких частот проходят через фильтр с заметным ослаблением (пунктир на рис. 49,б). Из приведенных на рис. 49 графиков видно, что реальный фильтр нижних частот неизбежно искажает сигнал при восстановлении.

Невозможность обеспечить нулевую длительность отсчётных импульсов также ведёт к погрешности. В самом деле, пусть длительность импульсов равна τ_n . 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 (37) имеет вид

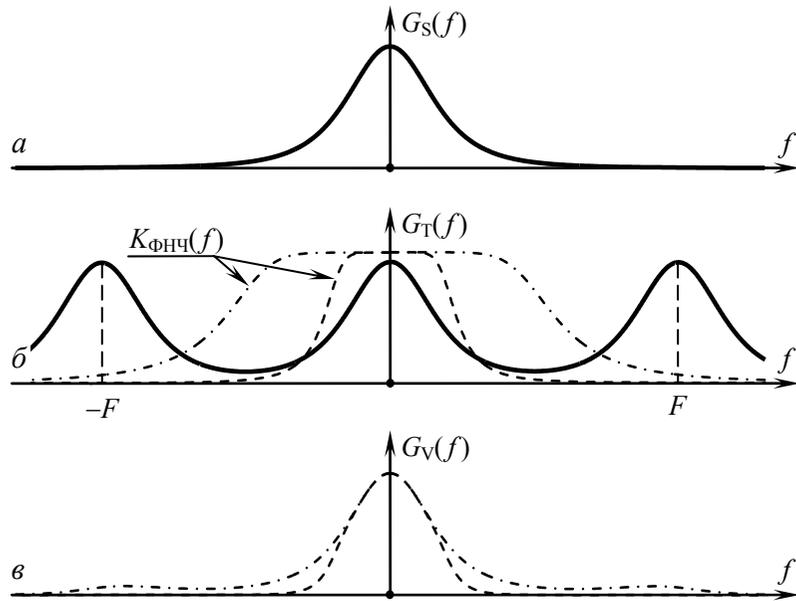


Рис. 49

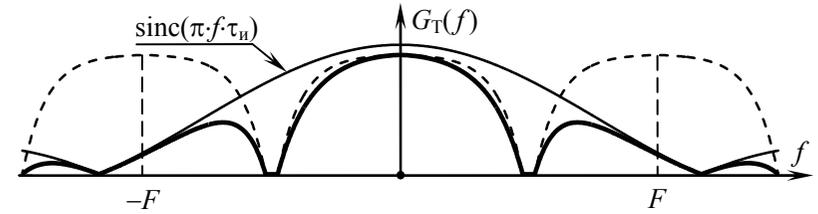


Рис. 50

$$\dot{G}_T(f) = \frac{\tau_n}{T} \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot \tau_n) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{G}_S(f - n \cdot F). \quad (39)$$

Из (39) следует, что ненулевая длительность отсчётных импульсов приводит к показанному на рис. 50 «завалу» высокочастотной части центральной копии спектра дискретизированного сигнала, а значит внесению дополнительной погрешности при восстановлении непрерывного сигнала.

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 $F_M \leq F_C$.

6.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Работа выполняется с использованием схемного файла "Synthesis of signals on Nyquist theorem.ewb", рабочее поле которого показано на рис. 51. Виртуальная установка содержит запускаемый извне генератор отсчётных импульсов (субблок "GOI"), формирующий периодически повторяющиеся пачки из 32-х прямоугольных импульсов (отсчетов) варьируемой длительности. Амплитуду и полярность первых 20-ти отсчётных импульсов можно регулировать с помощью вынесенных из Ге

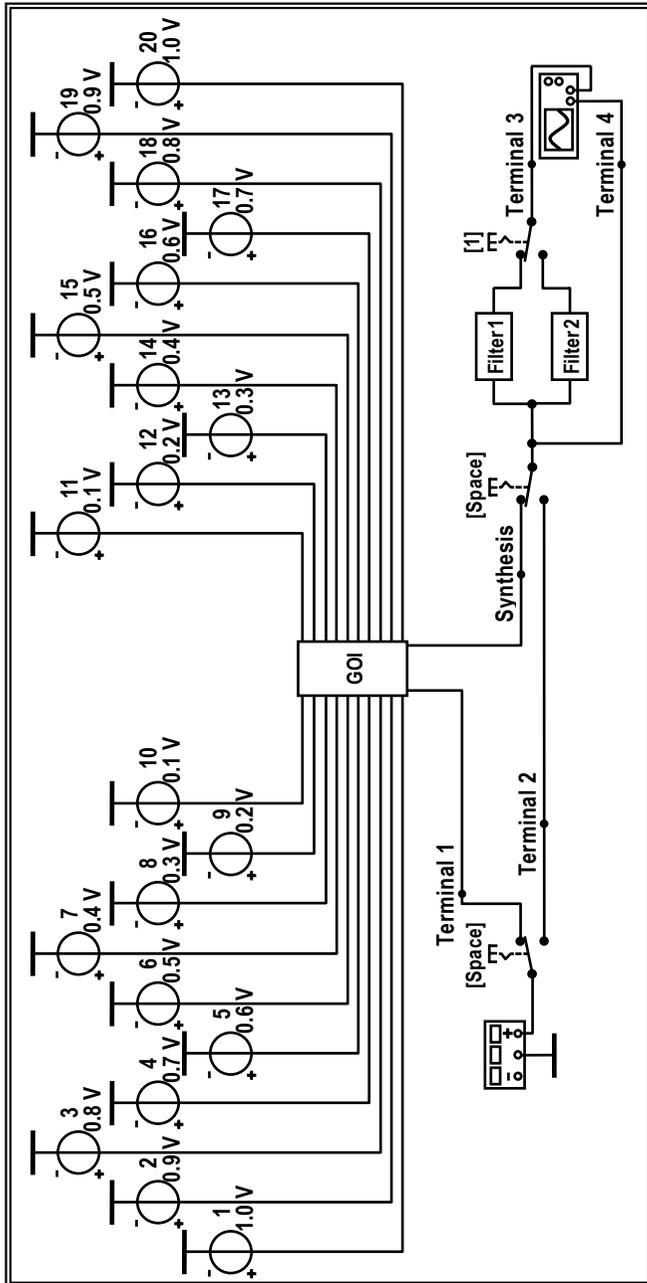


Рис. 51

нератора "GOI" задающих источников (обозначены как 1...20), последние 12 импульсов отсутствуют для визуального разделения соседних пачек импульсов друг от друга. В результате лабораторная установка позволяет имитировать разнообразные последовательности дискретных отсчетов заданной формы.

Запуск генератора отсчетных импульсов "GOI" осуществляется периодической последовательностью прямоугольных импульсов внешнего по отношению к "GOI" генератора (Function Generator), подключаемого к выводу "Terminal 1". Частота и длительность внешних управляющих импульсов (генерируемых посредством Function Generator) определяют соответственно частоту следования (частоту дискретизации) и длительность отсчетных импульсов.

В качестве сглаживающих фильтров (восстанавливающих непрерывный сигнал по его дискретным отсчетам) в работе используются два фильтра нижних частот. Первый (субблок "Filter 1") представляет собой трехзвенный 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; частота среза АЧХ фильтра $F_{C2} = 1$ кГц. Принципиальные электрические схемы фильтров показаны на рис. 52.

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")

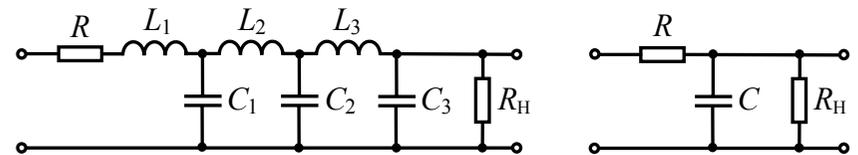


Рис. 52

подводится сигнал, действующий на входе восстанавливающих фильтров, например, дискретизированный сигнал с выхода генератора отсчетных импульсов "GOI" при верхнем положении тумблеров, одновременно управляемых клавишей "Space", либо гармоническое колебание от Function Generator для регистрации частотных характеристик фильтров.

6.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению

Исследование влияния параметров восстанавливающего фильтра на качество формирования непрерывного сигнала

Снять амплитудно-частотные характеристики восстанавливающих ФНЧ. Подготовить виртуальную установку к дальнейшим исследованиям.

Загрузить схемный файл "Synthesis of signals on Nyquist theorem.ewb" (один и тот же для всех вариантов).

Клавишей "Space" перевести одноименные 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 отчет появившиеся в окне частотные характеристики. При снятии значений использовать визирные линии. Прокомментировать результаты частотного 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 отсчетных импульсов "GOI", установить одинаковую амплитуду всех 20-ти отсчетных импульсов, равную 1 В. Установить длительность развертки осциллографа (Time base), равной 0.2 мс/деление, чувствительность по каналу "B" ("Channel B") – 10 мВ/деление.

Проверить положение тумблера, управляемого клавишей "1". Он должен быть установлен в верхнее положение, коммутируя на вход канала "B" 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 отсчетов, 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 . Дезактивиро-

вать опцию "Generate time Steps automatically" и указать "Minimum number of..." около 1000...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 отчет полученные спектральные диаграммы. При очередной активации команды "Fourier ..." не следует забывать корректировать ее 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 отчете.

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.

Исследование влияния длительности дискретизированного сигнала на качество восстановления непрерывного (при фиксированном интервале дискретизации)

Подготовить виртуальную установку к исследованиям.

Заменить RC -фильтр LC -фильтром ("Filter 1"), переключив тумблер "1" в исходное верхнее положение. Установить частоту внешнего задающего генератора $F = 8$ 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. 19 (по вариантам!) дискретизированный сигнал, задействовав для этого сначала лишь пять (!) отсчетов из 20-ти доступных; и это должны быть первые по счету импульсы в пачке (без каких-либо пропусков!). Амплитуды задействованных пяти отсчетных импульсов можно точно рассчитать, используя формулу, описывающую заданной формы сигнал, приведенную в табл. 20 (при расчете взять число отсчетов $N = 5$, а их номера $k = 0, 1, 2, 3, 4$); амплитуду последующих отсчетных импульсов положить равной нулю.

Таблица 19

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 20

Вар-т	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	$\begin{cases} 1/2+k/(N-1) & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ 3/2-k/(N-1) & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$

Продолжение табл. 20

Вар-т	Формула, определяющая значение k -го отсчета s_k
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	$-1+2k/(N-1)$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
20	$2k/(N-1)-2$ при $0 \leq k \leq (N-1)$
21	$\begin{cases} \sin[1.5\pi \cdot k/(N-1)] & \text{при } 0 \leq k \leq (N-1)/2, \\ \sin[1.5\pi \cdot (N-1-k)/(N-1)] & \text{при } (N-1)/2 \leq k \leq (N-1) \end{cases}$
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. Детально зарисовать осциллограмму восстановленного LC-фильтром непрерывного сигнала. Сделать выводы о качестве восстановления. Если неясна форма исходного непрерывного сигнала, рассчитать по заданной в табл. 20 формуле значения отсчетов исходного сигнала для большого N (например, $N = 39$), используя программу, реализованную в системе MathCAD.

Уточнить длительность дискретизированного сигнала T_s , измерив ее по экрану осциллографа или рассчитав по формуле $T_s = 5/F$. Активировать команду "Fourier ..." в меню "Analysis", задать ее 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 отсчетов (8 кГц), путем последовательного добавления числа используемых отсчетных импульсов (за счет 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 отсчетов до $N=9$ и $N=17$ требуется рассчитать заново все 9 и соответственно 17 отсчетов по формулам табл. 20 (результаты расчета целесообразно отразить в отчете; они будут использованы в следующих разделах экспериментальных исследований). Прокомментировать результаты.

Оценить степень улучшения формы восстанавливаемого фильтром сигнала при увеличении его длительности за счет увеличения числа отсчетов, но сохранения неизменным временного интервала между ними. Сделать выводы, опираясь на временной и частотный анализ.

Исследование влияния частоты следования отсчетов на качество формируемого сигнала (при фиксированной длительности)

Подготовить виртуальную установку к исследованиям.

Восстановить настройки аппаратуры, использовавшиеся в начале предыдущего раздела исследований (частота дискретизации – 8 кГц, сигнал из табл. 19 сформирован пятью пер-

выми по счету импульсами). Воспроизвести осциллограмму синтезированного LC -фильтром непрерывного сигнала по пяти дискретным отсчетам при частоте следования отсчетов 8 кГц.

Увеличить число формирующих сигнал отсчетов (за счет использования все большего числа задающих источников лабораторной установки) до $N=9$, одновременно увеличить частоту следования отсчетных импульсов до значения $F=16$ кГц, тем самым добиться уменьшения временного интервала между отсчетами сигнала в два раза, сохранив таким образом без изменения общую длительность формируемого дискретизированного сигнала. Зафиксировать осциллограмму сигнала, наблюдаемого на выходе LC -фильтра. Сравнить ее с исходной. Сделать выводы. Получить амплитудный спектр дискретизированного сигнала и прокомментировать его изменения по сравнению с предыдущей ситуацией.

Увеличить число формирующих сигнал дискретных отсчетов 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 отсчетов, но сохранении длительности сигнала.

Сопоставить результаты данного раздела исследований с результатами предыдущего. Сделать вывод о том, что же выгоднее для заметного улучшения формы восстанавливаемого сигнала: увеличивать число отсчетов в сигнале за счет повышения частоты дискретизации или посредством увеличения длительности сигнала. Аргументировать выводы с частотных позиций.

Исследование влияния длительности отсчетов на качество восстанавливаемого сигнала (задание для пытливых)

Восстановить настройки аппаратуры, использовавшиеся в начале предыдущего раздела исследований. Воспроизвести осциллограмму синтезированного LC -фильтром непрерывного сигнала по пяти дискретным отсчетам при частоте следования отсчетов $F=8$ кГц. Убедиться в том, что качество восстановленного сигнала вполне удовлетворительное. Зарисовать осциллограмму выходного сигнала фильтра. Увеличить длительность отсчетных импульсов с 4 до 99% от величины интервала дискретизации (параметр "Duty cycle", панель генератора Function Generator). Зарисовать осциллограмму восстановленного сигнала. Сопоставить ее с предыдущей. Сделать вывод.

Установить длительность отсчетных 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 отсчетных импульсов до 99% от величины интервала дискретизации. Зарисовать осциллограмму восстановленного фильтром сигнала. Сопоставить ее 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 отсчетам при тех же значениях частоты F и разной длительности отсчетных импульсов.

Сделать вывод о влиянии длительности отсчетных импульсов на качество восстанавливаемого сигнала при разных значениях частоты дискретизации сигнала.

6.5. Контрольные вопросы к защите работы

1. Что представляет собой дискретизированный сигнал? Почему каждый отсчет 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? Ответ проиллюстрировать соответствующими частотными характеристиками сигналов и цепей.

5. Почему при фиксированной частоте среза восстанавливающего фильтра и неизменном количестве отсчетов в составе дискретизированного сигнала увеличение частоты следования отсчетов может приводить сначала к уменьшению погрешности восстановления, а затем к ее росту? Ответ проиллюстрировать результатами выполнения работы.

6. Чем отличаются спектры идеализированного и реального (с конечной длительностью отсчетов) дискретизированных сигналов? Как влияет конечная длительность отсчетных импульсов на погрешность восстановления непрерывного сиг-

нала? При каких условиях увеличение длительности отсчетов приводит к улучшению качества восстановления, при каких – к снижению?

7. Сформулировать теорему Котельникова применительно к дискретизации и восстановлению узкополосных радиосигналов. Почему при этом выгодней отказаться от классической формулировки теоремы? Чем определяется частота дискретизации радиосигнала? Какое устройство, и с какими параметрами может быть использовано для восстановления непрерывного радиосигнала по его дискретным отсчетам?

8. Изобразить спектры двух дискретизированных сигналов, характеризующихся одинаковой формой исходных непрерывных сигналов, равной длительностью, но существенно отличающимися интервалами между отсчетами. Для какого из этих сигналов качество восстановления будет выше, если их подать на одинаковый восстанавливающий фильтр?

9. Можно ли с помощью реального фильтра восстановить абсолютно точно (без какой-либо погрешности) непрерывный сигнал, уменьшая сколь угодно интервал между отсчетами дискретизированного сигнала? Увеличивая сколь угодно его длительность?

10. При заданных параметрах синтезирующего фильтра требуется повысить точность восстановления сигнала. Что разумнее сделать: уменьшить интервал между отсчетами, сохранив длительность сигнала, или увеличить длительность при неизменной частоте отсчетов?

6.6. Литература

- [1, с. 87-90; 93-97; 542-544],
- [2, с. 59-62; 64-67; 381-383],
- [3, с. 66-73], [4, с. 116-119, 374-380],
- [6, с. 53-55; 63-77].

7. ИМПУЛЬСНЫЕ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

7.1. Цель работы

Продемонстрировать возможность получения разнообразных по форме импульсных и частотных характеристик цифрового фильтра за счет изменения весовых коэффициентов в его схеме.

7.2. Краткие теоретические сведения

Дискретным фильтром называют линейное устройство, предназначенное для обработки дискретных сигналов (последовательностей дискретных отсчетов), функционирующее в соответствии с правилом

$$s_2(k) = \sum_{r=0}^R a_r \cdot s_1(k-r) + \sum_{m=1}^M b_m \cdot s_2(k-m), \quad (40)$$

где $s_1(k)$ – отсчеты входного, $s_2(k)$ – отсчеты 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 отсчеты соответственно входного и выходного сигналов до воздействия на данную ветвь.

Графически такое устройство принято отображать структурной схемой, показанной на рис. 53, где треугольниками обозначены масштабирующие устройства, изменяющие значения отсчетов в a_r или b_m раз, функциональные блоки с пометкой "T" – устройства задержки сигналов на один такт, а элемент со значком "+" – многовходовой сумматор. При ненулевых весовых коэффициентах (b_m) в ветвях обратной связи фильтр называют рекурсивным, в случае отсутствия обратных связей ($b_m = 0$ для любых m) – нерекурсивным.

В отличие от дискретного фильтра в цифровом фильтре (ЦФ) производится нелинейная операция – квантование отсчетов по уровню – и дальнейшей обработке подвергаются числа в двоичном коде. Если полагать, что число уровней квантования велико

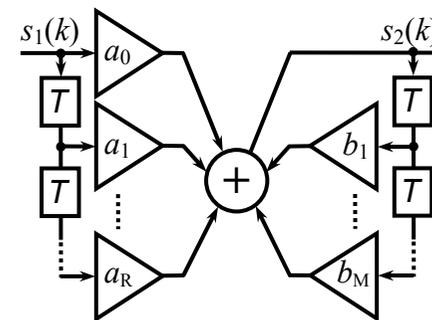


Рис. 53

(нелинейностью можно пренебречь), и не обращать внимания на то, в каком коде осуществляется обработка отсчетов сигнала в фильтре, то алгоритмы работы дискретного и цифрового фильтра будут идентичными. Таким образом, схема, приведенная на рис. 53, описывает структурную схему реализации цифрового фильтра.

Как уравнение (40), так и структурная схема на рис. 53, однозначно определяют свойства дискретного (цифрового) 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 отсчет, 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 конечна и совпадает с числовыми значениями весовых коэффициентов a_r . Из линейности фильтра следует, что его реакция на произвольную входную последовательность отсчетов $s_1(k)$ равна

$$s_2(k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} s_1(k-r) \cdot \hat{g}(r). \quad (41)$$

Выражение (41) является дискретным аналогом интеграла Дюамеля и называется дискретной сверткой функций $\hat{g}(r)$ и $s_1(k)$.

Из принципа причинности, утверждающего, что реакция не может опережать воздействие, следует, что импульсная характеристика любого реализуемого фильтра удовлетворяет соотношению $\hat{g}(r) \equiv 0$ при $r < 0$, поэтому при расчете реакции на сигнал $s_1(k)$ реального фильтра в (41) 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 при этом начальная фаза колебания. Можно показать, что с импульсной характеристикой и весовыми коэффициентами ветвей фильтра его комплексный коэффициент передачи связан соотношением

$$\dot{K}_T(\omega) = \sum_{r=0}^{\infty} \hat{g}(r) \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot r \cdot T) = \frac{\sum_{r=0}^R a_r \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot r \cdot T)}{1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot m \cdot T)}. \quad (42)$$

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:

$$S(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} s(k) \cdot z^{-k}.$$

Отношение Z -образа выходного сигнала фильтра к Z -образу входного называют системной функцией цифрового фильтра:

$$H(z) = S_2(z) / S_1(z). \quad (43)$$

Соотношение (43) кладут в основу методики анализа цифровых фильтров (например, при аналитическом расчете выходно-

го сигнала по заданным входному и схеме фильтра). Можно показать, что системная функция фильтра однозначно связана не только с его комплексным коэффициентом передачи

$$H(z) = \dot{K}_T(\omega) \Big|_{\exp(j \cdot \omega \cdot T) = z} = \sum_{r=0}^R a_r \cdot z^{-r} / \left[1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot z^{-m} \right], \quad (44)$$

но и с импульсной характеристикой:

$$H(z) = \sum_{r=0}^{\infty} \hat{g}(r) \cdot z^{-r}. \quad (45)$$

Соотношение (45), 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. 53, 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. 54). Именно она используется в лабораторной работе для имитационного моделирования цифрового фильтра.

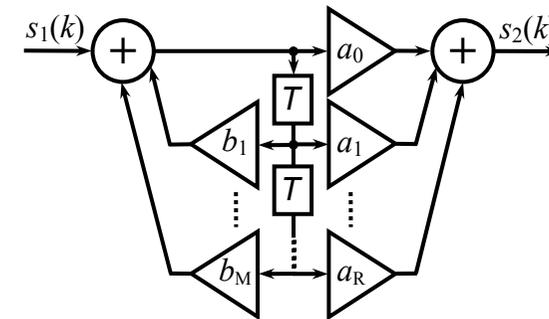


Рис. 54

7.3. Подготовительное (домашнее) задание

1. Изобразить схему рекурсивного ЦФ первого порядка. Применительно к заданному в табл. 21 значению коэффициента b_1 и интервалу дискретизации $T=2$ мс рассчитать[▼] и изобразить в масштабе нормированную импульсную характеристику фильтра $\hat{g}(r)$. Коэффициент a_0 принять равным единице.

Рассчитать постоянную времени τ_ϕ аналогового фильтра-прототипа и его полосу пропускания P_f .

Рассчитать в пределах от 0 до $4 \cdot P_f$ и построить на одном графике амплитудно-частотные характеристики цифрового фильтра $K_T(f)$ и его аналогового прототипа $K(f)$.

Таблица 21

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

▼ См. материал следующего подраздела.

2. Изобразить схему рекурсивного цифрового фильтра, имитирующего простой колебательный контур. По заданным в табл. 21 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.

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. 21) 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.

4. Изобразить схему нерекурсивного цифрового фильтра третьего порядка. По заданным в табл. 21 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 ИХ цифрового фильтра $\hat{g}(r)$. Рассчитать частоты f_0 , на которых АЧХ фильтра оказывается равной нулю.

7.4. Указания к выполнению домашнего задания

Системная функция цифрового фильтра, представленного на рис. 54 канонической схемой, содержащей четыре прямых и четыре обратных ветвей, определяется выражением

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3}}{1 - b_1 \cdot z^{-1} - b_2 \cdot z^{-2} - b_3 \cdot z^{-3} - b_4 \cdot z^{-4}}, \quad (46)$$

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

$$\hat{g}(r) = \begin{cases} b_1^r & \text{при } r \geq 0, \\ 0 & \text{при } r < 0, \end{cases} \quad (47)$$

и с амплитудно-частотной характеристикой

$$K_T(f) = 1 / \sqrt{1 - 2b_1 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot T) + b_1^2}, \quad (48)$$

где T – тактовый интервал цифрового фильтра. Аналогом прототипом подобного фильтра при $b_1 = \exp(-T/\tau_\Phi)$ является интегрирующая RC -цепочка 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 τ_Φ обозначена постоянная времени RC -цепи. Расчет фильтра-прототипа сводится, таким образом, к определению по заданному коэффициенту b_1 постоянной времени τ_Φ аналоговой RC -цепи.

При нулевых коэффициентах $a_2 = a_3 = a_4 = b_3 = b_4 = 0$ системной функции (46) цифровой фильтр обращается в рекурсивный второго порядка. Если установить следующие значения весовых коэффициентов фильтра

$$a_0 = 1, a_1 = -e^{-\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T), b_1 = 2 \cdot e^{-\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T), b_2 = -e^{-2\alpha T},$$

то выражение для его нормированной импульсной характеристики приобретает вид

$$\hat{g}(r) = \begin{cases} e^{-r\alpha T} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot r \cdot T) & \text{при } r \geq 0, \\ 0 & \text{при } r < 0. \end{cases} \quad (49)$$

Аналогом прототипом фильтра с такой импульсной характеристикой является резонансный контур (последовательный, если речь идет о токе в контуре, и параллельный, если имеется в виду напряжение на контуре), обладающий резонансной час-

тотой f_p и добротностью $Q = \pi \cdot f_p / \alpha$. Действительно, нормированная импульсная характеристика тока в последовательном контуре (напряжения в параллельном) описывается, как известно, формулой $\hat{g}(t) = e^{-\alpha t} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$ (см. формулу (49)). АЧХ контура рассчитывается в окрестности резонансной частоты следующим выражением $K(f) = Q/[1 + (2Q \cdot \Delta f / f_p)^2]^{1/2}$.

Расчетное 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:

$$K_T(f) = \sqrt{\frac{[a_0 + \sum_{r=1}^R a_r \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot r \cdot T)]^2 + [\sum_{r=1}^R a_r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot r \cdot T)]^2}{[1 - \sum_{m=1}^M b_m \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot m \cdot T)]^2 + [\sum_{m=1}^M b_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot m \cdot T)]^2}}. \quad (50)$$

Рекурсивный фильтр четвертого порядка может при определенных значениях коэффициентов a_r и b_m имитировать систему связанных резонансных контуров. Аналоговая система двух одинаковых резонансных контуров с резонансными частотами f_p , добротностями Q и фактором связи A характеризуется нормированной импульсной характеристикой тока во втором контуре

$$\hat{g}(t) = e^{-\alpha t} \cdot \sin(\alpha \cdot A \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_p \cdot t), \text{ где } \alpha = \pi \cdot f_p / Q, \quad (51)$$

и двугорбой АЧХ (при факторе связи $A \geq 1$), обладающей полосой пропускания $\Pi_f = f_p \cdot [A^2 + 2A + 1]^{1/2} / Q$. Заменив в приведенной выше формуле (51) текущее время t на отсчетные моменты времени $r \cdot T$, нетрудно получить выражение импульсной характеристики цифрового фильтра четвертого порядка $\hat{g}(r)$. Если же к этому выражению применить Z -преобразование, то можно прийти к представленным ниже выражениям, определяющим весовые коэффициенты a_r и b_m цифрового полосового фильтра четвертого порядка:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0; a_1 = e^{-\alpha \cdot T} \cdot \sin(\alpha \cdot A \cdot T) \cdot \sin(2\pi \cdot f_p \cdot T); a_2 = 0; a_3 = -a_1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T}; \\
 b_1 &= 4 \cdot e^{-\alpha \cdot T} \cdot \cos(\alpha \cdot A \cdot T) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot T); b_3 = b_1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T}; \\
 b_2 &= -2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot T} \cdot [1 + \cos(2\alpha \cdot A \cdot T) + \cos(4\pi \cdot f_p \cdot T)]; b_4 = -e^{-4 \cdot \alpha \cdot T}.
 \end{aligned}
 \quad (52)$$

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 (50) к следующему конкретному:

$$K_T(f) = \begin{cases} 4 \cdot |\cos(\pi \cdot f \cdot T)| \cdot |\cos(2\pi \cdot f \cdot T) + (a_1 - 1)/2| & \text{в 1-ом случае,} \\ 4 \cdot |\sin(\pi \cdot f \cdot T)| \cdot |\cos(2\pi \cdot f \cdot T) + (a_1 + 1)/2| & \text{во 2-ом случае.} \end{cases} \quad (53)$$

Из выражения (53) несложно определить частоты f_0 , на которых АЧХ нерекурсивного фильтра обращается в ноль. Отсчеты импульсной характеристики нерекурсивного цифрового фильтра совпадают по количеству и числовым значениям с весовыми коэффициентами a_r фильтра.

7.5. Описание виртуальной лабораторной установки

Работа выполняется с использованием схемного файла "Digital filters.ewb", рабочее поле которого показано на рис. 55.

Фильтр реализован канонической схемой, в которой субблоки " a_0 "..." a_3 ", " b_1 "..." b_4 " имитируют масштабирующие звенья, субблоки " T_1 "..." T_4 " – устройства задержки, а субблоки "Sum₁", "Sum₂" – многовходовые сумматоры.

Чтобы установить требуемое значение весового коэффициента, произвести левой кнопки мышки двойной щелчок по одноименному субблоку. В появившемся окне активировать меню "... Properties" двойным кликом мышки по иконке масштабирующего звена; изменить установленное по умолчанию усиление (Gain); закрыть окно субблока.

Требуемое время задержки отсчетов сигнала в элементах памяти " T_1 "..." T_4 " установлено по умолчанию (2 мс) и изменения не требует.

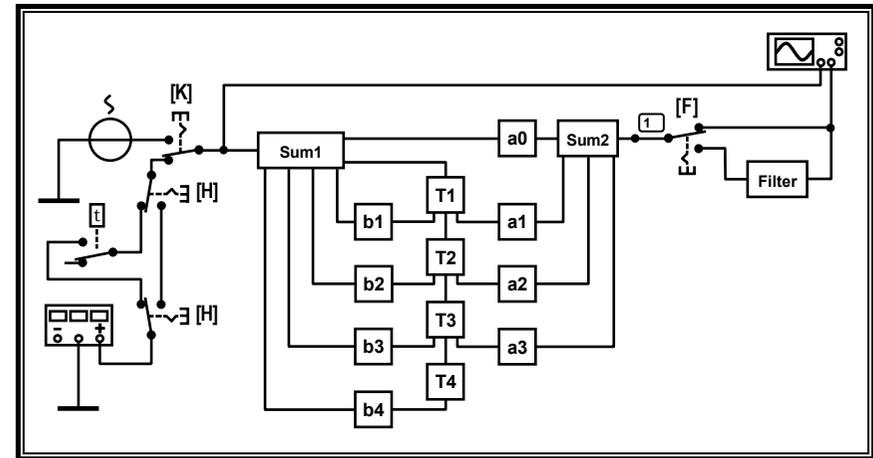


Рис. 55

Ко входу фильтра в зависимости от положения переключателя "К" коммутируется либо источник гармонического напряжения (верхнее положение), либо генератор дискретных отсчетов единичной амплитуды. Если положение переключателя "Н" соответствует показанному на рис. 55, на вход фильтра поступает одиночный отсчет (для снятия импульсной характеристики); при переводе переключателя "Н" в правое положение ко входу фильтра подводится периодическая последовательность отсчетов, следующих друг за другом с частотой 500 Гц (изменять ее 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 автоматизи-

ровано активацией команды "AC Frequency..." меню "Analysis" (в большинстве случаев достаточно снять частотные характеристики фильтра на интервале частот от 0 до 250 Гц).

7.6. Лабораторные задания и указания по их выполнению

Исследование импульсной и частотной характеристик рекурсивного фильтра первого порядка

Подготовить виртуальную установку к исследованиям.

Загрузить файл "Digital filters.ewb" (один и тот же для всех вариантов). 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 отсчет.

Установить единичное значение коэффициента a_0 ($a_0=1$; дальнейшее изменение a_0 предусмотрено лишь в третьем разделе). Установить значение весового коэффициента b_1 точно в соответствии с табл. 21.

Снять импульсную характеристику фильтра.

Произвести моделирование. Получить осциллограмму импульсной характеристики цифрового фильтра и нанести ее изображение в масштабе на рисунок, полученный при выполнении п. 1 домашнего задания.

Пропустив сигнал, снимаемый с выхода цифрового фильтра, через восстанавливающий фильтр нижних частот, получить осциллограмму сглаженной импульсной характеристики, зарисовать ее в масштабе и сравнить ее с импульсной характеристикой аналогового фильтра-прототипа. По осцилло-

грамме оценить постоянную времени фильтра (интервал времени, по истечении которого характеристика затухает в e раз по отношению к максимальному значению), сравнить с расчетным 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 практического освоения методики).

Для измерения следует подключить ко входу цифрового фильтра источник гармонического напряжения ("К" – 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 ЦФ сопряжено с необходимостью учета того, что ЦФ 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 фильтра (от нуля до 100 Гц) и следует снимать АЧХ изучаемой модификации цифрового фильтра. Для снятия АЧХ в более высокой области частот следовало бы иметь перестраиваемый по частоте аналоговый полосовой фильтр.

Итак, в пределах частотного интервала 0...100 Гц произвести не менее 10-ти измерений, построить график экспериментальной АЧХ рекурсивного фильтра первого порядка и сопоставить ее с расчетной. Оценить полосу пропускания цифрового фильтра по экспериментально полученной АЧХ и сравнить ее значение с расчетным. Сделать выводы.

Оценить возможность регулирования импульсной и частотной характеристик ЦФ коэффициентом b_1 .

Вернуться к исходным настройкам установки (см. первый пункт). 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 "AC Frequency..." меню "Analysis" (Nodes for analysis = 1). Сделать вывод о конкретном влиянии коэффициента b_1 на характеристики фильтра.

Исследование характеристик цифрового полосового фильтра второго порядка

Применительно к рассчитанным в домашнем задании значениям коэффициентов a_1 , b_1 и b_2 получить изображение импульсной характеристики цифрового фильтра, сглаженной восстанавливающим ФНЧ. Изображение импульсной характеристики занести в отчет. По импульсной характеристике оценить добротность \tilde{Q} реализованного фильтра: измерить спустя 2...3 периода амплитудные значения соседних пиков колебания $u_{\text{MAX}1}$ и $u_{\text{MAX}2}$, найти отношение большего пика к меньшему (декремент затухания) $\Delta = u_{\text{MAX}1}/u_{\text{MAX}2}$, произвести оценку по формуле $\tilde{Q} = \pi / \ln(\Delta)$. Сравнить полученную оценку с исходным значением добротности (табл. 21).

Снять амплитудно-частотную характеристику цифрового полосового фильтра. Начертить ее детальный график в отчете. Сопоставить с расчетной АЧХ аналогового фильтра-прототипа. Определить экспериментально значения резонансной частоты \tilde{f}_p фильтра и его полосы пропускания \tilde{P}_f и сравнить \tilde{f}_p с исходным значением, заданным в табл. 21, а оценку \tilde{P}_f – со значением, рассчитанным в п. 2 домашнего задания. Сделать выводы.

Оценить возможность регулирования частотной и импульсной характеристик полосового 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 приближенно можно положить $a_1 = -1$. Установить значения коэффициентов $a_1 = -1$, b_1 и b_2 соответственно рассчитанным в домашнем задании и зафиксировать значения резонансной частоты фильтра \tilde{f}_p и его полосы пропускания \tilde{P}_f . Затем изменить коэффициент b_1 в пределах $\pm 70\%$ и вновь измерить величины \tilde{f}_p и \tilde{P}_f . Восстановить значение коэффициента b_1 и, изменив ориентировочно на $\pm 5\%$ коэффициент b_2 , вновь измерить величины \tilde{f}_p и \tilde{P}_f .

По полученным данным оценить влияние коэффициентов b_1 и b_2 на параметры цифрового полосового фильтра. Сделать выводы.

Исследование импульсной и частотной характеристик цифрового полосового фильтра четвертого порядка

Применительно к значениям коэффициентов $a_0...a_3$ и $b_1...b_4$, рассчитанным в п. 3 домашнего задания, получить осциллограмму дискретизированной импульсной характеристики цифрового полосового фильтра четвертого порядка, а также характеристики, сглаженной восстанавливающим фильтром. Изобразить их в отчете.

Снять амплитудно-частотную характеристику цифрового полосового фильтра. Начертить ее график. По величине провала частотной характеристики на резонансной частоте определить фактор связи: $\tilde{A} = K_{\text{MAX}}/K_p + \sqrt{(K_{\text{MAX}}/K_p)^2 - 1}$, где K_p – значение АЧХ на резонансной частоте, K_{MAX} – среднее значение максимумов АЧХ. Экспериментально оценить полосу пропускания фильтра. Сопоставить экспериментальные результаты с расчетными.

Оценить влияние коэффициентов b_1 , b_2 и b_3 на фактор связи цифрового полосового фильтра. Для этого установить значения коэффициентов, рассчитанные в п. 3 домашнего задания, применительно к вдвое увеличенному фактору связи и по частотной характеристике оценить новое значение фактора связи. Сравнить полученные экспериментально результаты с теоретическими. Сделать выводы.

Исследование импульсной и частотной характеристик нерекурсивного фильтра третьего порядка

Применительно к значениям коэффициентов $a_0=1$ и $a_1\dots a_3$ из табл. 21 получить изображение импульсной характеристики цифрового фильтра. Изображение нанести на рисунок к п. 4 домашнего задания.

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 подробно изобразить в отчете.

Оценить влияние коэффициентов фильтра на форму импульсной и частотной характеристик. Для этого изменить коэффициенты a_1 , a_2 и a_3 , взяв из табл. 21 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.

7.7. Контрольные вопросы к защите работы

1. Какой фильтр называют дискретным? Чем определяется интервал между отсчетами импульсной характеристики это-

го фильтра? Какие значения (дискретные или непрерывные) могут принимать отсчеты импульсной характеристики?

2. Начертите функциональную схему дискретного фильтра и объясните принцип его работы. Каким устройством является этот фильтр – линейным, нелинейным или параметрическим? Как это можно установить экспериментально?

3. Ответьте на вопрос 1 применительно к ЦФ.

4. Ответьте на вопрос 2 применительно к ЦФ.

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 следует понимать под амплитудой этих колебаний? Частотой колебаний?

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 интерполирующего 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 ее снять экспериментально? Ответьте на вопрос 6 применительно к цифровому фильтру.

9. Ответьте на вопрос 7 применительно к ЦФ.

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 всего 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. Как сказывается на импульсной и частотной характеристике фильтра изменение тактовой частоты его работы?

16. Для чего в лабораторной работе используется восстанавливающий фильтр? Можно ли проводить исследование свойств дискретных и цифровых фильтров без восстанавливающего фильтра?

7.8. Литература

- [1, с. 502-511; 515-531; 535-536],
- [2, с. 351-357; 361-373; 376-377],
- [3, с. 251-262; 270-276],
- [4, с. 388-391, 392-406].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отчет по каждой работе оформляется на скрепленных между собой листах белой бумаги формата А4 в книжной ориентации с указанием Ф.И.О. и группы студента, названия лабораторной работы и ее цели. Далее следуют разделы лабораторного задания, в каждом из которых отражается краткое содержание задания. Приводятся необходимые структурные схемы, иллюстрирующие методику проведения экспериментов, а также принципиальные электрические схемы исследуемых радиотехнических цепей, таблицы и графики (на миллиметровой бумаге), заполненные в ходе эксперимента, результаты сопутствующих расчетов. Каждый раздел задания заканчивается обязательными выводами. В конце отчета приводится заключение (общие выводы) по работе.

Оформление отчета производится в соответствии с требованиями СТП ВГТУ 62-2007.

Защита каждой работы предполагает объяснение полученных экспериментальных результатов, ответы на теоретические вопросы и решение микрозадач по теме исследований.

Приведенный в пособии лабораторный практикум в силу своей виртуальной специфики может быть использован не только для выполнения в компьютерном классе под контролем преподавателя, но и для самостоятельного внеаудиторного закрепления теоретического материала по линейным радиотехническим цепям и сигналам.