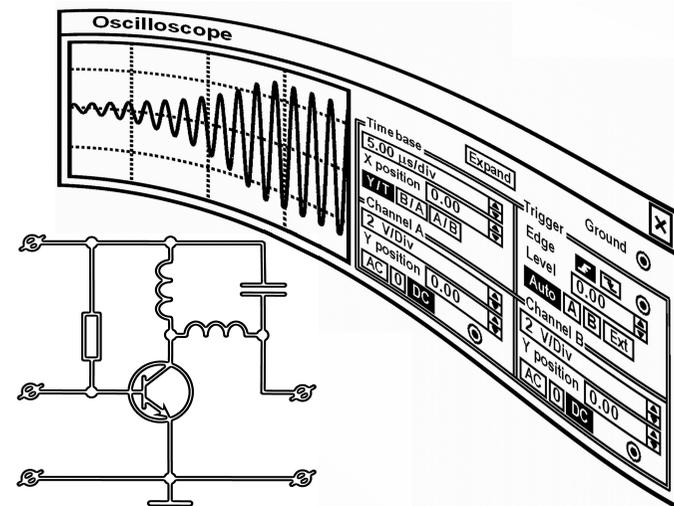


А.В. Останков

УСИЛЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Учебное пособие



Воронеж 2012

ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный
технический университет"

А.В. Останков

УСИЛЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Утверждено Редакционно-издательским советом
университета в качестве учебного пособия

Воронеж 2012

Останков А.В. Усиление узкополосных сигналов: учеб. пособие / А.В. Останков. Воронеж: ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный технический университет", 2012. 100 с.

Учебное пособие содержит минимально необходимый теоретический материал по одноименной теме курсовой работы, последовательность проведения и ориентировочный объём исследований, методические указания по выполнению рекомендуемых расчётов и имитационного моделирования, правила оформления расчётно-пояснительной записки и защиты курсовой работы.

Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению подготовки бакалавров 210400.62 "Радиотехника" (профиль "Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов"), по специальности 210601.65 "Радиоэлектронные системы и комплексы" (специализация "Радиоэлектронные системы передачи информации"), дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы".

Пособие подготовлено в электронном виде в формате pdf и содержится в файле "Усиление узкополосных сигналов.pdf".

Табл. 2. Ил. 14. Библиогр.: 15 назв.

Рецензенты: кафедра сетей связи и систем коммутации Международного института компьютерных технологий (зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. О.С. Хорпьяков); канд. техн. наук, доц. В.П. Дубыкин

© Останков А.В., 2012

© Оформление. ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный технический университет", 2012

ВВЕДЕНИЕ

Усилитель радиосигналов представляет собой активную линейную или нелинейную цепь, предназначенную для неискаженного усиления (увеличения мгновенных значений, средней мощности) модулированных радиотехнических сигналов, практическая ширина спектра которых существенно меньше средней частоты спектра.

Усилители радиосигналов находят применение в радиотехнических устройствах, осуществляющих формирование, передачу, прием и обработку модулированных сигналов.

В отличие от идеального полосового усилителя, осуществляющего неискаженное усиление модулированных колебаний, реальный усилитель всегда вносит в усиливаемый радиосигнал искажения. Линейные искажения, проявляющиеся при работе усилителя как в линейном, так и нелинейном режимах, обусловлены неравномерностью амплитудно-частотной характеристики (частотные искажения) и нелинейностью фазочастотной характеристики (фазовые искажения) реального усилителя. Причиной нелинейных искажений, характерных только для нелинейного режима работы (режима с более высоким коэффициентом полезного действия (КПД)), является появление на выходе побочных колебаний (гармоник), а также нелинейная зависимость основной (первой) гармоники выходного сигнала от амплитуды усиливаемого колебания. Уровень искажений усиливаемого сигнала в большинстве практически значимых случаев не должен превышать допустимых значений.

Цель одноименной курсовой работы – выработать навыки анализа резонансного усилителя амплитудно-модулированных сигналов как в линейном, так и нелинейном режимах работы; уяснить зависимость основных характеристик усилителя от параметров его элементов; сопоставить характеристики реального усилителя с идеализированными и установить влияние неидеальности характеристик на форму усиливаемого сигнала.

1. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

В общем виде задание на курсовую работу может быть сформулировано следующим образом:

выполнить анализ однокаскадного резонансного усилителя на транзисторе, предназначенного для усиления узкополосных амплитудно-модулированных сигналов.

Объём работы и *вопросы, подлежащие разработке* в рамках курсовой работы:

1) Спектральный анализ усиливаемого радиоимпульса с заданными параметрами (расчет амплитудного и фазового спектров радиосигнала). Расчет эквивалентной полосы пропускания усилителя.

2) Выбор схемы усилителя и активного элемента (транзистора). Расчет режима работы транзистора по постоянной составляющей для обеспечения линейного режима работы.

3) Расчет параметров элементов принципиальной схемы усилителя, в том числе резонансной нагрузки. Расчет амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик линейного усилителя.

4) Определение формы напряжения на выходе линейного усилителя при воздействии на входе заданного сигнала:

– аналитически (интеграл Дюамеля применительно к прохождению комплексной огибающей радиосигнала через низкочастотный эквивалент усилителя);

– численно (спектральный метод анализа усилителя).

5) Применительно к сигналу той же формы, но с большей амплитудой предложить новую рабочую точку, обеспечивающую в нелинейном режиме усиление с минимальными нелинейными искажениями.

6) Расчет колебательной характеристики нелинейного резонансного усилителя. Численная оценка коэффициента уси-

ления и коэффициента полезного действия нелинейного усилителя.

7) Проверка основных результатов расчета методом имитационного моделирования в схемотехническом симуляторе.

8) Дополнительное исследование (по согласованию с преподавателем).

Исходные данные для выполнения работы включают следующее:

1) тип транзистора (биполярный – Б или полевой – П);

2) усиливаемый радиосигнал – $s_1(t) = A_1(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ – с заданными параметрами:

– частотой несущего колебания (f_0);

– аналитическим выражением огибающей амплитуд $A_1(t)$;

– пиковой амплитудой радиосигнала (A_{S1});

– длительностью радиоимпульса (T_{S1});

3) критерий оценки практической ширины спектра усиливаемого радиосигнала: в качестве границ ширины спектра взять частоты, на которых амплитуды спектральных составляющих, по крайней мере, в μ раз меньше амплитуды колебания с частотой несущей;

4) минимальное значение пиковой амплитуды выходного напряжения в линейном режиме работы усилителя (A_{S2});

5) пиковое значение огибающей на входе усилителя при его работе в нелинейном режиме (A'_{S1}).

В начале семестра (не позднее второй-третьей недели) каждому студенту выдаётся индивидуальный вариант задания, содержащий конкретные исходные данные, необходимые студенту для выполнения курсовой работы.

Индивидуальный вариант задания представляет собой группу цифр, состоящую из восьми позиций: □□□□□□□□. Фактически это буквенно-цифровой код, каждая позиция кото-

рого может быть занята одним или несколькими символами, несущими строго определенную информацию. Первая позиция кода (□□□□□□□□) содержит букву (Б или П), указывающую на тип используемого в схеме усилителя активного элемента. Вторая позиция (□□□□□□□□) – десятичное число, записанное с помощью трех символов (целая часть, десятичная точка, дробная часть) и соответствующее частоте несущей радиосигнала в МГц (например, 1.0). Третья позиция (□□□□□□□□) кода содержит двухзначное целое число, которое совпадает с номером аналитического выражения для огибающей амплитуд усиленного сигнала, заданного в таблице прил. 1. Четвертая (□□□□□□□□) и пятая (□□□□□□□□) позиции кода определяют соответственно значения пиковой амплитуды усиленного сигнала (A_{S1}) в мВ (целое двухзначное число, например, 20) и длительности его импульса (T_{S1}) в мс. Длительность импульса T_{S1} записывается помощью трех символов (целая часть, десятичная точка, дробная часть, например, 0.3). В шестой позиции (□□□□□□□□) указывается целое двухзначное число μ , имеющее отношение к заданному критерию оценки ширины спектра сигнала (например, 10). В седьмой позиции (□□□□□□□□) содержится минимальное значение пиковой амплитуды выходного напряжения в линейном режиме работы усилителя (A_{S2}) в вольтах. Трехсимвольный формат представления этого и последующего десятичного числа предполагает наличие как целой, так и дробной части (например, 3.0). Наконец, последняя позиция кода (□□□□□□□□) задаёт пиковое значение огибающей (A'_{S2}) в вольтах на входе усилителя при его работе в нелинейном режиме (например, 0.4).

Например, варианту "Б1.015200.3103.00.4" соответствуют следующие исходные данные: тип транзистора – биполярный, частота несущего колебания $f_0 = 1.0$ МГц, огибающая амплитуд усиленного сигнала $A_1(t)$ указана под номером "15" в таблице прил. 1, пиковая амплитуда усиленного сигнала

$A_{S1} = 20$ мВ, длительность радиоимпульса $T_{S1} = 0.3$ мс, число $\mu = 10$, минимальное значение пиковой амплитуды выходного напряжения в линейном режиме работы усилителя $A_{S2} = 3.0$ В, пиковое значение огибающей на входе усилителя при его работе в нелинейном режиме $A'_{S2} = 0.4$ В.

В прил. 2 представлен примерный вид бланка задания на курсовую работу, вручаемого в начале семестра каждому студенту, и содержащего описанный индивидуальный код[▼]. При получении бланка задания от преподавателя код следует расшифровать и на основе полученной информации самостоятельно заполнить пустующие места в строках пункта "Индивидуальный вариант задания" (в образце бланка соответствующие места помечены многоточием).

Другие исходные данные, необходимые для выполнения курсовой работы, студент вправе выбрать самостоятельно исходя из существующих рекомендаций или собственных соображений. В тексте работы в первом случае следует привести ссылку на источник, цитирующий искомую рекомендацию, во втором случае – сопроводить выбор числовой величины обоснованием.

Теоретический материал, необходимый для проведения расчетов, изложен в учебной литературе [1-4].

По окончании исследований студент должен представить в срок научный отчет о проделанной работе, оформленный в виде расчётно-пояснительной записки, и защитить полученные результаты.

[▼] *Внимание!* Пособие не содержит конкретных индивидуальных вариантов задания на курсовую работу. Для того чтобы получить индивидуальный вариант (код), следует обратиться к преподавателю – руководителю курсового проектирования.

2. РЕКОМЕНДУЕМАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ И ОБЪЕМ РАСЧЕТОВ, ВЫПОЛНЯЕМЫХ В РАМКАХ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

2.1. Спектральный анализ радиосигнала на входе усилителя. Расчет эквивалентной полосы пропускания усилителя

Одной из важнейших характеристик линейного резонансного усилителя является амплитудно-частотная характеристика, определяемая рядом числовых параметров, в том числе центральной частотой – частотой настройки фильтра (резонансной частотой) и полосой пропускания. Частота настройки в случае усиления амплитудно-модулированных сигналов (АМС) должна точно соответствовать частоте несущего колебания усиливаемого радиосигнала. Полоса пропускания усилителя, обеспечивающего допустимые на практике искажения, определяется величиной практической ширины спектра усиливаемого радиосигнала.

Аналитическое выражение сигнала

$$s_1(t) = A_1(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (1.1)$$

подаваемого на вход анализируемого усилителя, в соответствии с которым огибающая амплитуд всюду равна нулю за исключением интервала от нуля до T_{S1} , свидетельствует о том, что в частотной области радиосигнал $s_1(t)$ описывается непрерывной спектральной функцией – комплексной спектральной плотностью $\dot{G}_{S1}(f)$. Согласно теореме смещения спектра при заполнении видеосигнала $A_1(t)$ гармоническим колебанием высокой частоты f_0 (несущей частотой) комплексный спектр видеосигнала $A_1(t)$ "раздваивается": уменьшенные вдвое копии исходного спектра смещаются влево и вправо от нулевой частоты на значение частоты несущей. Таким образом, комплекс-

ная спектральная плотность радиосигнала может быть найдена в соответствии с выражением

$$\dot{G}_{S1}(f) = \frac{1}{2} \cdot \dot{G}_{A1}(f - f_0) + \frac{1}{2} \cdot \dot{G}_{A1}(f + f_0), \quad (1.2)$$

в котором $\dot{G}_{A1}(f)$ – комплексная спектральная плотность огибающей амплитуд $A_1(t)$, определяемая классическим прямым преобразованием Фурье:

$$\dot{G}_{A1}(f) = \int_0^{T_{S1}} A_{S1}(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f \cdot t) dt. \quad (1.3)$$

Расчет комплексной спектральной плотности $\dot{G}_{A1}(f)$, в общем случае, можно производить непосредственным интегрированием в соответствии с формулой (1.3). Однако в большинстве случаев более эффективным и интеллектуально ориентированным способом отыскания комплексной спектральной плотности $\dot{G}_{A1}(f)$ является подход, связанный с применением теорем о спектрах (основных свойств преобразования Фурье) [1]. Теоремы о спектрах зачастую позволяют весьма оперативно и просто получить искомым комплексный спектр $\dot{G}_{A1}(f)$ на основе известных и описанных в учебной литературе спектральных характеристик элементарных сигналов, комбинацией или преобразованием которых и определяется сигнал, описывающий $A_1(t)$ [5].

Расчет спектральной плотности разнообразных по форме сигналов может быть также существенно упрощен за счет использования преобразования Лапласа. Действительно, если мгновенные значения сигнала $A_1(t)$ тождественно равны нулю при $t < 0$, то преобразование Фурье (1.3), каковым является комплексная спектральная плотность $\dot{G}_{A1}(\omega)$, и преобразование Лапласа $\mathcal{L}_{A1}(p)$ связаны между собой простым соотношением:

$$\dot{G}_{A1}(\omega) = \mathcal{L}_{A1}(p) \Big|_{p=j\omega}. \quad (1.4)$$

Используя соотношение (1.4) в совокупности с таблицами изображений временных функций по Лапласу и свойствами изображений [6], можно рассчитать комплексные спектральные плотности практически любых сигналов, не производя вычислений интегралов (1.3). Достаточно представить импульс в виде суммы, произведения, свертки или другой совокупности функций, изображения которых имеются в таблицах преобразований Лапласа или могут быть сведены к ним, и использовать свойства $\mathcal{L}_{A_1}(p)$. Заметим, что такое представление является наиболее сложной и творческой частью решения [5].

Таким образом, наиболее предпочтительным подходом к расчету комплексной спектральной плотности огибающей амплитуд $A_1(t)$ является применение: 1) теорем о спектрах; 2) преобразования Лапласа и его свойств. В прил. 3 приведен пример такого расчета.

Рассчитав аналитически комплексную спектральную плотность $\dot{G}_{A_1}(f)$ огибающей амплитуд радиосигнала и преобразовав ее в соответствии с формулой (1.2) (в которой "перекрытием" по частоте спектральных полос, определяемых первым и вторым слагаемыми, можно пренебречь в силу узкополосности радиосигнала), несложно получить выражение для спектральной плотности амплитуд

$$G_{S_1}(f) = |\dot{G}_{S_1}(f)| \approx \frac{1}{2} |\dot{G}_{A_1}(f - f_0)| \quad (1.5)$$

и спектра фаз усиленного сигнала

$$\Psi_{S_1}(f) = \text{Arg}[\dot{G}_{S_1}(f)] \approx \text{Arg}[\dot{G}_{A_1}(f - f_0)] \quad (1.6)$$

в области положительных (физических) значений частот.

Изобразив в масштабе график спектральной плотности амплитуд радиосигнала и указав на нем уровень, в μ раз меньший амплитуды колебания с частотой несущей, несложно оценить по заданному критерию практическую ширину спектра усиленного сигнала. Эквивалентную полосу пропускания

усилителя следует положить равной найденной практической ширине спектра радиосигнала.

Результатами данного раздела должны стать: временная диаграмма радиосигнала на входе усилителя, аналитические и графические зависимости, описывающие спектр амплитуд и фаз радиосигнала, частота настройки и эквивалентная полоса пропускания резонансного усилителя.

2.2. Выбор транзистора и схемы усилителя.

Расчет режима работы транзистора по постоянной составляющей

Основными электрическими параметрами транзистора, на которые следует обратить пристальное внимание при выборе конкретного прибора для усилителя (тип транзистора – полевой (ПТ) или биполярный (БТ) – указан в задании и выборе не подлежит) являются: граничная частота, предельно допустимое выходное напряжение, крутизна проходной характеристики, допустимая выходная мощность.

В курсовой работе необходимо спроектировать и проанализировать усилитель радиосигнала, т. е. видеоимпульса, заполненного высокочастотным колебанием, поэтому первым параметром, учитываемым при выборе полупроводникового прибора, должна стать его граничная частота (частота единичного усиления): ее значение должно превышать указанную в техническом задании несущую частоту, как минимум, в два-три раза. Фактически это означает, что транзистор следует выбирать из ряда средне- и высокочастотных.

Предельно допустимое выходное напряжение выбранного транзистора должно быть, как минимум, в 2...2.5 раза превышать по величине указанное в индивидуальном варианте задания минимальное значение пиковой амплитуды напряжения на выходе усилителя радиосигналов, работающего в линейном режиме.

Крутизна проходной характеристики транзистора определяет коэффициент усиления будущего усилителя, поэтому при прочих равных условиях предпочтение, видимо, следует отдать прибору, обладающему большей крутизной.

Так как отсутствуют какие-либо требования по уровню мощности выходного колебания, однако, предполагается, что основным режимом работы усилителя будет линейный режим, то при выборе конкретного транзистора следует акцентировать внимание на средне- или маломощные приборы. Рекомендуется использовать транзистор с максимально допустимой мощностью, рассеиваемой на выходном электроде (на коллекторе БТ или на истоке ПТ), превышающей уровень 100 мВт.

Выбор типа проводимости транзистора ($p-n-p$ или $n-p-n$, канал n - или p -типа) производится самостоятельно.

В качестве частотно-избирательной нагрузки в усилителе следует использовать одиночный колебательный контур, поскольку какие-либо конкретные требования на величину затухания вне полосы пропускания усилителя в задании отсутствуют. Применение связанных контуров или лестничных полосовых фильтров высокого порядка целесообразно лишь на этапе имитационного моделирования при исследовании линейных искажений в усилителе.

На рис. 1 представлена простейшая принципиальная электрическая схема резонансного усилителя, реализованная на биполярном транзисторе, в цепь выходного электрода (коллектора) которого включен простой параллельный колебательный контур[▼].

[▼] **Внимание!** Схемы, представленные на рис. 1, подготовлены для имитационного моделирования в симуляторах MicroCap или Workbench, и имеют принципиальное отличие от реальных схем: наличие сопротивления R_K , имитирующего резонансное сопротивление контура и учитывающее потери в его реальных радиокомпонентах.

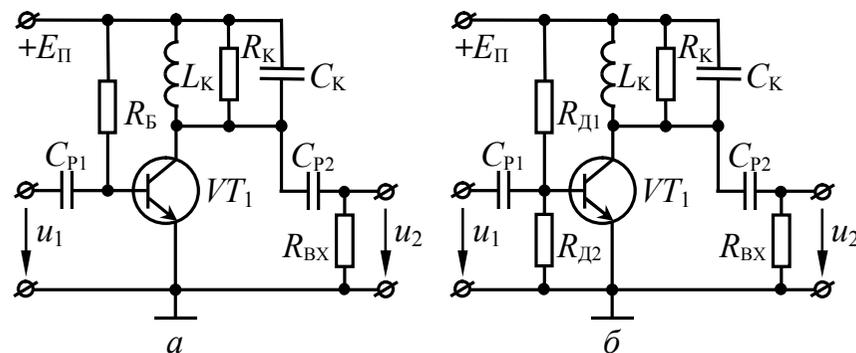


Рис. 1. Принципиальная схема резонансного усилителя:
а) с фиксированным током базы; б) с фиксированным постоянным напряжением на базе

Схема на рис. 1,а отличается от схемы рис. 1,б способом обеспечения постоянного смещения на базе транзистора. В обоих случаях использовано включение транзистора по схеме с общим эмиттером, поскольку такое включение (также как и с общим истоком для ПТ) обеспечивает наибольшие значения коэффициентов усиления по напряжению и по мощности.

Поскольку проектируемый резонансный усилитель будет представлять собой маломощный каскад, то разумно использовать последовательную схему питания каскада (источник питания, активный элемент и нагрузка по постоянному току соединены последовательно). Применение параллельного резонансного контура в качестве нагрузки обусловлено тем, что при таком включении (параллельно выходному сопротивлению R_i активного элемента по переменной составляющей) использование последовательного контура крайне невыгодно. Причиной последнего является существенное снижение добротности последовательного контура, а значит и усилителя за счет внесения в последовательный контур большого по величине сопротивления R_i . Значения емкости конденсатора C_K и индуктивности катушки L_K выбираются исходя из обеспечения

требуемой частоты настройки и характеристического сопротивления контура (см. п. 2.3).

Назначение вспомогательных элементов в схеме резонансного усилителя на рис. 1 заключается в следующем. Разделительные конденсаторы C_{P1} и C_{P2} препятствуют прохождению постоянной составляющей сигнала с выхода предыдущего каскада (в данном случае от источника входного сигнала) на вход транзистора и наоборот, а также на вход последующего каскада, имитируемого чисто активным сопротивлением $R_{ВХ}$. Последнее может привести к смещению рабочей точки на вольтамперной характеристике (ВАХ) транзистора, что, в свою очередь, чревато изменением режима работы усилителя и его основных характеристик. В схеме с фиксированным током базы (рис. 1,а) $R_{Б}$ – сопротивление резистора, задающего рабочую точку, а в схеме с фиксированным напряжением базы (рис. 1,б) положение рабочей точки определяется посредством делителя напряжения $R_{Д1}$ и $R_{Д2}$. В электрической схеме на рис. 1,а рабочая точка задается током базы, величина которого приближенно равна отношению $I_{Б} \approx E_{П} / R_{Б}$ ($E_{П}$ – напряжение источника питания). Поскольку величина базового тока находится в прямой зависимости от напряжения источника питания $E_{П}$, положение рабочей точки существенно зависит от стабильности характеристик источника. Последнее означает, что схема на рис. 1,а менее стабильна по сравнению со схемой на рис. 1,б, где рабочая точка задается частью напряжения питания с помощью делителя с постоянным коэффициентом деления, равным $R_{Д2} / (R_{Д1} + R_{Д2})$. В рамках курсовой работы может быть использована любая из рассмотренных схем.

Для полевого транзистора в некоторых случаях нет необходимости дополнять схему цепью смещения, поскольку проходная характеристика ПТ может обладать достаточной крутизной в точке нулевого смещения. При необходимости задания другого положения рабочей точки следует ввести цепь

смещения, которая должна представлять собой делитель напряжения (как в схеме на БТ с фиксированным напряжением базы), так как из-за пренебрежимо малых токов затвора задать положение рабочей точки за счет тока невозможно. Ниже на рис. 2 приведена принципиальная электрическая схема резонансного усилителя на полевом транзисторе.

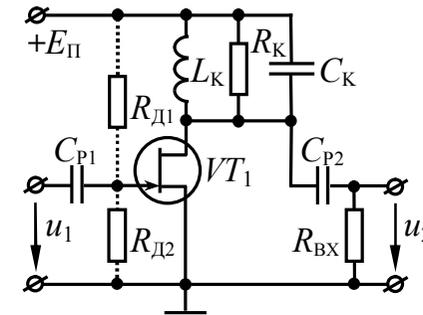


Рис. 2. Схема усилителя на полевом транзисторе

Непосредственный расчет транзисторного каскада усиления начинается с выбора положения исходной рабочей точки на проходной ВАХ транзистора, которая представляет собой зависимость выходного тока от входного напряжения. В табл. 1 показано, какие токи и напряжения являются входными и соответственно выходными для схем, собранных на биполярном (с общим эмиттером (ОЭ)) и полевом (с общим истоком (ОИ)) транзисторах.

Таблица 1

Входные и выходные токи и напряжения для схем ОЭ и ОИ

Тип транзистора	Схема включения	$u_{ВЫХ}$	$i_{ВЫХ}$	$u_{ВХ}$	$i_{ВХ}$
БТ	ОЭ	$u_{КЭ}$	$i_{К}$	$u_{БЭ}$	$i_{Б}$
ПТ	ОИ	$u_{СИ}$	$i_{С}$	$u_{ЗИ}$	$i_{З}^{\nabla}$

∇ В силу чрезвычайной малости тока затвора его значения, как правило, в справочниках не приводят.

Исходная рабочая точка (точка, характеризующая режим покоя транзистора – ожидания переменного входного напряжения) в линейном усилителе должна располагаться на середине линейного участка проходной характеристики, причем проекция этого участка на ось входных напряжений должна превышать максимальный размах ожидаемого сигнала.

Рис. 3 иллюстрирует правильный выбор положения рабочей точки на проходной ВАХ транзистора для его работы в режиме линейного усиления. На рис. 3,а показан один из возможных вариантов входного амплитудно-модулированного радиоимпульса (условные обозначения: $A_1(t)$ – огибающая амплитуд, A_{S1} – пиковое значение амплитуды, T_{S1} – длительность радиоимпульса). Примерный вид проходной характеристики транзистора представлен на рис. 3,б (кривая 1). Кусочно-ломаная прямая 2 на рис. 3,б есть полигональная аппроксимация проходной характеристики, которая получена заменой нарастающего участка ВАХ наклонной прямой, касательной ВАХ в рабочей точке (на рис. 3,б обозначена РТ) и продленной до пересечения с осью напряжений. Участок ВАХ, наиболее близко совпадающий с наклонной прямой, можно считать практически линейным и использовать его в качестве рабочего участка. Значение входного напряжения в точке пересечения наклонной прямой с осью абсцисс имеет смысл напряжения излома (начала – U_H) аппроксимированной проходной характеристики. Как видно из рис. 3,б полный размах мгновенных значений усиливаемого радиоимпульса $2A_{S1}$ не должен превосходить проекцию линейного (рабочего) участка характеристики на ось напряжений (для устранения нелинейных искажений усиливаемого колебания).

После обоснованного выбора положения рабочей точки на проходной ВАХ транзистора следует определить соответствующее напряжение смещения (U_{BX0} на рис. 3,б) – постоянное напряжение, подаваемое на управляющий электрод активного элемента (между базой и эмиттером $U_{БЭ0}$ при включении БТ по

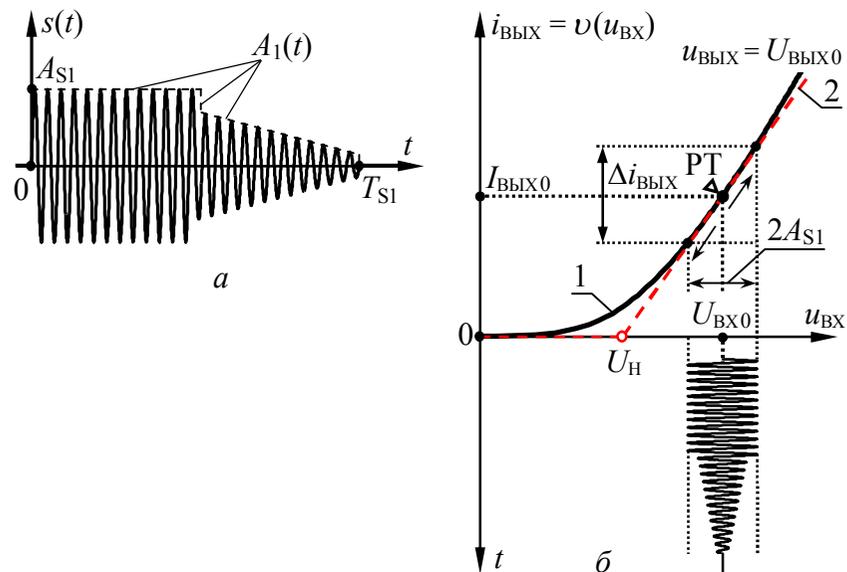


Рис. 3. К выбору положения рабочей точки на проходной ВАХ транзистора: а) типовой вид входного сигнала; б) проходная характеристика транзистора

схеме с ОЭ или напряжению затвор-исток $U_{ЗИ0}$ для ПТ с ОИ) – и значение постоянной составляющей выходного тока (коллектора $I_{К0}$ у БТ или тока стока $I_{С0}$ у ПТ). Значение постоянной составляющей выходного напряжения ($U_{КЭ0}$ или $U_{СИ0}$) в резонансном усилителе с последовательной схемой питания практически совпадает по величине с напряжением источника питания ($E_{П}$), так как сопротивление контура по постоянной составляющей определяется лишь сопротивлением потерь катушки индуктивности L_K и пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением транзистора. Таким образом, на выходной ВАХ полупроводникового прибора положение исходной рабочей точки определяется напряжением питания $E_{П}$, поэтому его величину следует выбирать так, чтобы максимальный размах выходного переменного напряжения проецировался исключи-

тельно на линейные участки рабочих ветвей выходной ВАХ (применительно к БТ рис. 4,б).

На входной характеристике, которой описывают только биполярные транзисторы, положение рабочей точки задается напряжением смещения $U_{БЭ0}$ и входным током $I_{Б0}$ (рис. 4,а).

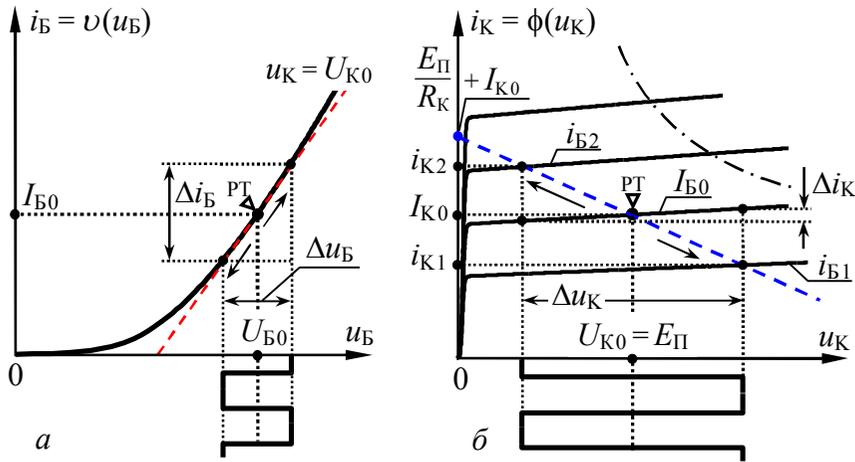


Рис. 4. К выбору положения рабочей точки на входной (а) и выходной (б) ВАХ транзистора

На выходной ВАХ (рис. 4,б) штрихпунктирной линией показана кривая допустимой мощности. Попадание рабочей точки в область, находящуюся выше этой кривой, недопустимо. Аналитическое выражение кривой допустимой мощности – $I_{ВЫХдоп} = P_{ВЫХдоп} / U_{ВЫХдоп}$, где $P_{ВЫХдоп}$ (другие возможные обозначения – $P_{ВЫХmax}$, P_{Kmax}) – максимальная мощность, рассеиваемая на выходе (справочная величина), а $I_{ВЫХдоп}$ и $U_{ВЫХдоп}$ – координаты точек кривой.

На основе вольтамперных характеристик активного элемента (транзистора) определяются такие важные его параметры, как дифференциальная крутизна статической проходной характеристики S и выходное дифференциальное сопротивление

транзистора R_i . Указанные параметры достаточно легко оценить графоаналитическим способом по приращениям соответствующих токов и напряжений, выбираемым в пределах рабочих (линейных) участков ВАХ в окрестности рабочей точки. Расчетные формулы:

$$S \approx \left. \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} \right|_{U_{ВЫХ}=\text{const}}, \quad R_i \approx \frac{1}{h_{22}} = \left. \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right|_{\substack{I_{ВХ}=\text{const (ББТ)} \\ U_{ВХ}=\text{const (ПНТ)}}}, \quad (2.1)$$

где h_{22} – выходная проводимость транзистора при разомкнутом по переменной составляющей входе, ΔI и ΔU – малые приращения тока и напряжения в окрестности рабочей точки.

Рассчитать элементы цепи смещения по управляющему входу транзистора можно по следующей методике.

Если используется схема с фиксированным током базы, то сопротивление резистора R_B (рис. 1,а) определяется как

$$R_B = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{I_{Б0}}, \quad (2.2)$$

где $I_{Б0}$ – постоянный ток базы в рабочей точке, а $U_{БЭ0}$ – постоянное напряжение смещения на базе.

Сопротивления резисторов $R_{Д1}$ и $R_{Д2}$ входного делителя в схеме с фиксированным напряжением базы (рис. 1,б) вычисляются с использованием следующих выражений:

$$R_{Д2} = \frac{U_{БЭ0}}{I_{Д}}, \quad R_{Д1} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{U_{БЭ0}/R_{Д2} + I_{К0}/h_{21Э} - I_{КБ0}}, \quad (2.3)$$

$$I_{Д} = (5 \dots 10) \cdot I_{Б0},$$

где $I_{Д}$ – постоянный ток, протекающий через делитель; $I_{К0}$ – постоянный ток коллектора, определяемый по положению рабочей точки на проходной или выходной ВАХ транзистора; $I_{КБ0}$ – обратный ток коллектора (справочная величина); $h_{21Э}$ – h -параметр транзистора.

Сопротивления резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ делителя в схеме с фиксированным напряжением истока (рис. 2) вычисляются так:

$$R_{д2} = \frac{U_{зи0}}{I_{д}}, \quad R_{д1} = \frac{E_{п} - U_{бэ0}}{I_{д}}, \quad (2.4)$$

где $I_{д}$ – значение тока делителя, выбираемое по усмотрению (единицы-десятки мкА).

В ряде случаев целесообразно в схеме усилителя использовать стабилизацию положения рабочей точки посредством обеспечения отрицательной обратной связи по постоянной составляющей включением в цепь электрода, который является общим для входа и выхода, сопротивления, шунтируемого по переменной составляющей большой емкостью. Величину такого сопротивления следует выбирать так, чтобы падение постоянного напряжения на нем составляло (15...20)% от напряжения источника питания [7, 8].

Результатами выполнения данного раздела курсовой работы должны стать:

конкретный транзистор заданного типа, подходящий для проектируемого усилителя;

схема усилителя (схема включения транзистора, тип резонансной нагрузки, схема питания транзистора и смещения) и ее обоснование;

обоснованное положение рабочей точки на ВАХ транзистора; статические дифференциальные параметры транзистора в рабочей точке;

напряжение источника питания; номинальные значения элементов цепи смещения и других элементов схемы, обеспечивающих ее режим по постоянной составляющей.

2.3. Расчет резонансной нагрузки усилителя. Частотные характеристики линейного резонансного усилителя

Исходными данными для расчета резонансной нагрузки (параллельного колебательного контура) линейного усилителя являются его эквивалентная добротность и эквивалентное сопротивление на резонансной частоте.

Эквивалентная добротность усилителя определяется отношением резонансной частоты к эквивалентной полосе пропускания:

$$Q_{э} = f_{р} / \Pi_{э}. \quad (3.1)$$

Резонансная частота усилителя $f_{р}$ принимается равной несущей частоте радиосигнала f_0 , а эквивалентная полоса пропускания предполагается найденной в п. 2.1.

Минимально необходимое усиление можно оценить, соотнеся заданную минимально допустимую пиковую амплитуду выходного напряжения в линейном режиме работы (A_{S2}) к заданной пиковой амплитуде усиливаемого радиосигнала (A_{S1}):

$$K_{0min} = A_{S2} / A_{S1}. \quad (3.2)$$

Для расчетов целесообразно использовать не минимально необходимое усиление, а величину K_0 , на 10...15% превышающую K_{0min} .

Коэффициент усиления линейного резонансного усилителя максимален на резонансной частоте; именно, в ее окрестности и будет размещаться на частотной оси спектр усиливаемого сигнала. Коэффициент усиления на резонансной частоте определяется дифференциальной крутизной проходной характеристики активного элемента в рабочей точке (S) и эквивалентным сопротивлением усилителя ($R_{э}$) по переменной составляющей (фактически резонансным сопротивлением в об-

щем случае сложного контура $R_{\text{Ксл}}$ с учетом возможного шунтирующего действия выходного дифференциального сопротивления R_i активного элемента):

$$K_0 = S \cdot R_{\text{Э}}, \quad (3.3)$$

где
$$R_{\text{Э}} = \frac{R_{\text{Ксл}}}{1 + R_{\text{Ксл}}/R_i}.$$

Подразумевается, что, в общем случае, колебательный контур включен в цепь выходного электрода транзистора с коэффициентом включения p (величину которого в этом случае предстоит отыскать), а выходное напряжение снимается непосредственно с выходного электрода транзистора. При $p=1$ формула (3.3) также верна, однако, под величиной $R_{\text{Ксл}}$ подразумевается сопротивление простого контура $R_{\text{К}}$.

Действительно, источник постоянного напряжения ($E_{\text{П}}$) в схеме усилителя (рис. 1) по переменной составляющей практически представляет собой короткое замыкание, следовательно, по переменной составляющей схема усилителя может быть изображена так, как показано на рис. 5.

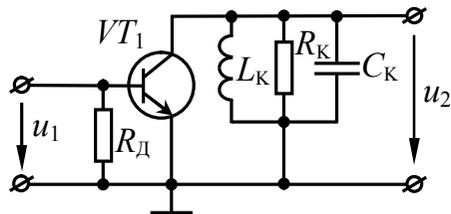


Рис. 5. Эквивалентная схема каскада по переменной составляющей

Сопротивление $R_{\text{д}}$ соответствует по смыслу резистору $R_{\text{Б}}$ (см. рис. 1,а), если схема с фиксированным током базы, или параллельному соединению резисторов $R_{\text{д1}}$ и $R_{\text{д2}}$, если схема с фиксированным напряжением базы (см. рис. 1,б). Поскольку сопротивления конденсаторов $C_{\text{р1}}$ и $C_{\text{р2}}$ по переменной состав-

ляющей малы, соответствующие емкости в схеме на рис. 5 не отражены. Кроме того, будем полагать, что входное сопротивление последующего каскада $R_{\text{ВХ}}$ (см. рис. 1) бесконечно велико. Далее перейдя к выходной эквивалентной схеме замещения активного элемента (в виде источника тока величиной $S \cdot \dot{U}_1$ с внутренним сопротивлением R_i) несложно получить эквивалентную схему замещения усилителя по переменной составляющей (рис. 6).

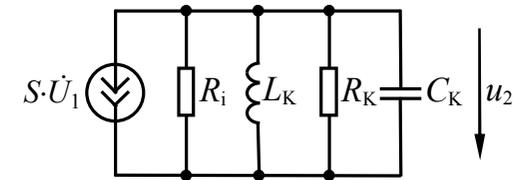


Рис. 6. Эквивалентная схема замещения усилителя

Как видно из рис. 6, сопротивления $R_{\text{К}}$ или в общем случае $R_{\text{Ксл}}$ (имитирующие резонансное сопротивление простого или сложного контура) и R_i (описывающее выходное сопротивление транзистора) по переменной составляющей соединены параллельно, поэтому сопротивление нагрузки усилителя на резонансной частоте характеризуется интегральным параметром $R_{\text{Э}}$ – эквивалентным сопротивлением:

$$R_{\text{Э}} = R_i \parallel R_{\text{Ксл}} = \frac{R_{\text{Ксл}} \cdot R_i}{R_{\text{Ксл}} + R_i} = \frac{R_{\text{Ксл}}}{1 + R_{\text{Ксл}}/R_i}. \quad (3.4)$$

Отсюда же (из рис. 6) видно, что резонансный коэффициент усиления определяется именно формулой (3.3).

Итак, располагая значениями резонансного коэффициента усиления и дифференциальной крутизной прибора в рабочей точке, на основе формулы (3.3) легко подсчитать требуемое эквивалентное сопротивление усилителя $R_{\text{Э}}$ на резонансной частоте. Зная $R_{\text{Э}}$ и располагая значением выходного дифференциального сопротивления транзистора R_i , используя вы-

ражение (3.4) несложно отыскать то резонансное сопротивление контура $R_{\text{ксл}}$, которое необходимо реализовать. Очевидно, что физически реализуемое значение резонансного сопротивления контура $R_{\text{ксл}}$ с учетом жесткого обеспечения заданной величины резонансного коэффициента усиления K_0 (см. формулу (3.3)) обеспечивается лишь при условии $R_{\text{Э}} < R_i$.

Если дифференциальная крутизна активного элемента в рабочей точке (S) такова, что расчетное значение эквивалентного сопротивления усилителя ($R_{\text{Э}}$) с учетом заданного K_0 превышает сопротивление R_i (которое, например, невелико), тогда следует допустить, что выходное напряжение усилителя снимается с реактивного элемента сложного контура (для контура второго рода – с конденсатора, для контура третьего рода – катушки индуктивности), а коэффициент усиления определяется выражением

$$K_0 = \frac{1}{p} \cdot S \cdot R_{\text{Э}}, \quad (3.5)$$

где p – коэффициент включения контура ($p = 0 \dots 1$); его значением можно предварительно задаться, исходя из необходимости реализации физического значения резонансного сопротивления контура. При таком условии, задавая $p < 1$, несложно обеспечить величину $R_{\text{Э}}$ меньшую R_i .

В идеализированной ситуации неполное включение контура в выходную цепь транзистора (с коэффициентом включения p) производится в целях согласования сопротивления нагрузки (контура, на резонансной частоте – $R_{\text{ксл}}$) и выходного дифференциального сопротивления активного элемента R_i и, тем самым, обеспечения максимально возможного коэффициента усиления активной цепи. В случае если требуется "выжать" максимум усиления из уже реализованной цепи (по крайней мере, с выбранным транзистором и заданными параметрами контура – полосой пропускания и частотой настрой-

ки), коэффициент включения контура следует взять равным его оптимальному значению:

$$p_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_i}{R_{\text{к}}}}. \quad (3.6)$$

Усиленное напряжение при этом следует снимать с реактивного элемента колебательного контура (рис. 7).

Из формулы (3.6) следует, что оптимальное значение коэффициента включения, меньшее единицы, возможно лишь при условии, что выходное дифференциальное сопротивление транзистора R_i меньше резонансного сопротивления контура $R_{\text{к}}$. Если же R_i больше чем сопротивление контура $R_{\text{к}}$ на резонансной частоте, то тогда $p = \max(p) = 1$ и в усилителе используется простой колебательный контур.

На рис. 7,а изображена схема подключения параллельного колебательного контура к активному элементу, в которой коллектор транзистора соединен с выводом в индуктивном элементе (сложный контур второго рода), а на рис. 7,б – коллектор подключен к средней точке емкостного делителя (контур третьего рода). Формулы для расчета параметров (коэффициента включения и резонансной частоты) таких контуров приведены в табл. 2.

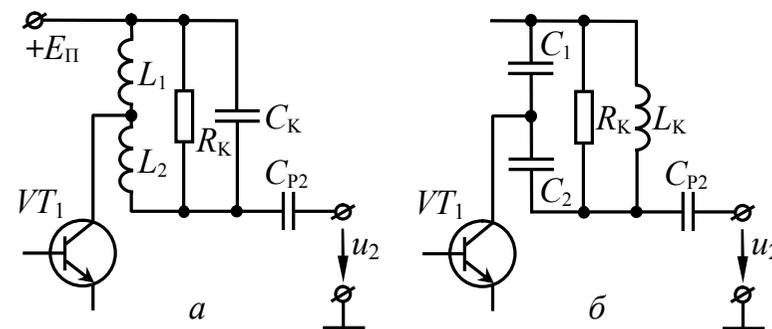


Рис. 7. Основные способы включения сложного контура в выходную цепь транзистора

Таблица 2

Формулы для расчета параметров сложных контуров

Схема на рис. 7	<i>a</i>	<i>б</i>
Реактивность	$L_K = L_1 + L_2$	$C_K = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$
Коэффициент включения, <i>p</i>	$\frac{L_1}{L_K}$	$\frac{C_K}{C_1}$
Резонансная частота, f_p	$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_K \cdot C_K}}$	
Схема питания каскада	последовательная	параллельная

Резонансное сопротивление сложного контура $R_{Kсл}$ связано с резонансным сопротивлением простого R_K соотношением

$$R_{Kсл} = p^2 \cdot R_K. \quad (3.7)$$

Эквивалентная добротность усилителя (с точки зрения схемы замещения по переменной составляющей усилитель есть эквивалентный параллельный колебательный контур, питаемый идеальным источником тока и обладающий резонансным сопротивлением $R_{Э}$) определяет при заданной величине $R_{Э}$ характеристическое сопротивление контура (ρ), а при известном $R_{Kсл}$ – собственную добротность контура (Q):

$$Q_{Э} = \frac{R_{Э}}{p^2 \cdot \rho} = \frac{R_K}{\rho \cdot (1 + R_{Kсл}/R_i)} = \frac{Q}{1 + R_{Kсл}/R_i}. \quad (3.8)$$

Если коэффициент включения контура предварительно не определялся, то целесообразно задаться характеристическим сопротивлением контура в пределах от 100 до 1000 Ом.

При таком условии коэффициент включения $p = \sqrt{\frac{R_{Э}}{Q_{Э} \cdot \rho}}$.

Значение характеристического сопротивления (ρ), имеющего смысл сопротивления любого из реактивных элементов контура на резонансной частоте, в совокупности с формулой Томпсона, определяющей резонансную частоту контура, достаточно для того, чтобы рассчитать емкость и индуктивность колебательного контура:

$$\rho = 2\pi \cdot f_p \cdot L_K = \frac{1}{2\pi \cdot f_p \cdot C_K} = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}, \quad (3.9)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_K \cdot C_K}}. \quad (3.10)$$

В случае если получаемые в ходе расчета параметры элементов колебательного контура L_K и C_K физически нереализуемы (например, слишком велики или малы), следует изменить величину характеристического сопротивления контура ρ так, чтобы произведение $p^2 \cdot \rho$ сохранилось неизменным по величине, и вновь рассчитать значения емкости и индуктивности контура, используя формулы (3.9) и (3.10).

Суммарное сопротивление потерь в элементах колебательного контура несложно оценить, используя известное соотношение

$$r = \frac{\rho}{Q}. \quad (3.11)$$

Резонансное сопротивление простого контура –

$$R_K = Q \cdot \rho = \frac{\rho^2}{r} = \frac{L_K}{C_K \cdot r} = Q^2 \cdot \rho, \quad (3.12)$$

коэффициент включения контура в выходную цепь транзистора (если предварительно не задавался):

$$p = \sqrt{\frac{R_K}{R_{Kсл}}}. \quad (3.13)$$

Располагая резонансным сопротивлением колебательно-го контура $R_{\text{ксл}}$ и уравнением нагрузочной прямой по переменной составляющей на выходе усилителя

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{E_{\text{П}} - u_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ксл}}} + I_{\text{ВЫХ}0}, \quad (3.14)$$

следует изобразить нагрузочную прямую в одной системе координат с выходной ВАХ транзистора (см. рис. 4,б). Далее целесообразно оценить по графическим зависимостям максимально возможную амплитуду выходного напряжения в линейном режиме работы усилителя. Сравнить ее с расчетной, получаемой умножением заданной пиковой амплитуды усиливаемого радиосигнала на фактический коэффициент усиления каскада на резонансной частоте K_0 .

Согласно эквивалентной схеме замещения по переменной составляющей коллекторной (стоковой) цепи проектируемого каскада, показанной на рис. 6, комплексный коэффициент передачи усилителя по напряжению будет иметь вид

$$\dot{K}(\omega) = -\frac{S}{Y_i + Y_{\text{ксл}}}, \quad (3.15)$$

где $Y_i = 1/R_i$ – дифференциальная выходная проводимость транзистора; является чисто вещественной величиной и равна дифференциальному параметру h_{22} ;

$Y_{\text{ксл}}$ – комплексная проводимость сложного параллельного колебательного контура:

$$Y_{\text{ксл}} = \frac{1}{R_{\text{ксл}}} + j\omega C_K + \frac{1}{j\omega L_K}.$$

Наличие минуса в формуле (3.15) обусловлено тем, что схема с общим эмиттером (исток) инвертирует фазу входного сигнала. Учитывая сказанное, после преобразований формула принимает (3.15) следующий вид

$$\begin{aligned} \dot{K}(\omega) &= -\frac{S}{Y_i + \frac{1}{R_{\text{ксл}}} + j\omega C_K + \frac{1}{j\omega L_K}} = \\ &= -\frac{S}{C_K} \cdot \frac{j\omega}{(j\omega)^2 + \frac{Y_i + 1/R_{\text{ксл}}}{C_K} \cdot j\omega + \frac{1}{L_K C_K}}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Одним из важных параметров колебательного контура (в нашем случае – эквивалентного контура) является его коэффициент затухания, определяемый как

$$\alpha_{\text{Э}} = \frac{1}{2R_{\text{Э}} \cdot C_K} = \frac{Y_i + 1/R_{\text{ксл}}}{2C_K} = \frac{1}{\tau_{\text{Э}}} = \frac{\omega_P}{2Q_{\text{Э}}}, \quad (3.17)$$

где $\tau_{\text{Э}}$ – постоянная времени эквивалентного контура (время, за которое амплитуда свободных колебаний в контуре уменьшается в e раз). С учетом формулы (3.17) выражение для коэффициента передачи может быть записано следующим образом

$$\begin{aligned} \dot{K}(\omega) &= -\frac{S}{C_K} \cdot \frac{j\omega}{(j\omega)^2 + 2\alpha_{\text{Э}} \cdot j\omega + \omega_P^2} \approx \\ &\approx -\frac{S}{C_K \cdot 2\alpha_{\text{Э}}} \cdot \frac{1}{1 + j2Q_{\text{Э}} \cdot (\omega - \omega_P)/\omega_P} = -\frac{S \cdot R_{\text{Э}}}{1 + j\xi_{\text{Э}}(\omega)}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

где $\xi_{\text{Э}}$ – эквивалентная обобщенная расстройка, учитывающая шунтирующее влияние транзистора:

$$\xi_{\text{Э}} = 2Q_{\text{Э}} \cdot \frac{\omega - \omega_P}{\omega_P} = 2 \frac{f - f_P}{P_{\text{Э}}}. \quad (3.19)$$

После представления в показательной форме комплексный коэффициент передачи усилителя по напряжению (3.18) с учетом (3.3) будет иметь вид:

$$\dot{K}(\omega) = -\frac{K_0}{1 + j\xi_{\text{Э}}(\omega)} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi_{\text{Э}}^2(\omega)}} \cdot e^{-j[\pi + \arctg \xi_{\text{Э}}(\omega)]}. \quad (3.20)$$

В формуле (3.20) выражение перед экспонентой соответствует амплитудно-частотной характеристике

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi_{\Omega}^2(\omega)}}, \quad (3.21)$$

а показатель экспоненты (без мнимой единицы) – фазочастотной характеристике резонансного усилителя:

$$\varphi(\omega) = -\pi - \arctg \xi_{\Omega}(\omega). \quad (3.22)$$

Если выходное напряжение усилителя снимается не с коллектора (стока) транзистора, а с реактивного элемента сложного контура (с емкости – в контуре второго рода, с индуктивности – в контуре третьего рода), то коэффициент усиления на резонансной частоте, фигурирующий в (3.20), определяется выражением (3.5).

Результатами выполнения данного раздела курсовой работы должны стать:

схема реализации (простой или сложный: второго или третьего рода) и параметры элементов колебательного контура (индуктивность катушки L_K или катушек L_1, L_2 ; емкость конденсатора C_K или конденсаторов C_1, C_2 ; суммарное сопротивление потерь r , характеристическое сопротивление ρ , резонансное сопротивление R_K , коэффициент включения p , добротность Q , полоса пропускания контура Π_K);

расчетные графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик проектируемого и анализируемого усилителя как функции циклической частоты – $K(f)$ и $\varphi(f)$;

фактические значения коэффициента усиления на резонансной частоте K_0 и эквивалентной полосы пропускания усилителя Π_{Ω} .

2.4. Аналитический расчет напряжения на выходе усилителя при воздействии на входе заданного сигнала

В рамках курсовой работы предполагается провести анализ прохождения радиосигнала через резонансный усилитель, т.е. определить временные и частотные характеристики выходного колебания.

При исследовании прохождения модулированных (узкополосных) сигналов через узкополосные (избирательные) цепи, полоса пропускания которых мала по сравнению с центральной частотой, кроме методов, дающих точное решение, используются также и приближенные методы (рис. 8), которые в ряде случаев дают решения, весьма близкие к точным.

Одним из наиболее приемлемых по трудоемкости способов определения формы сигнала на выходе узкополосной цепи

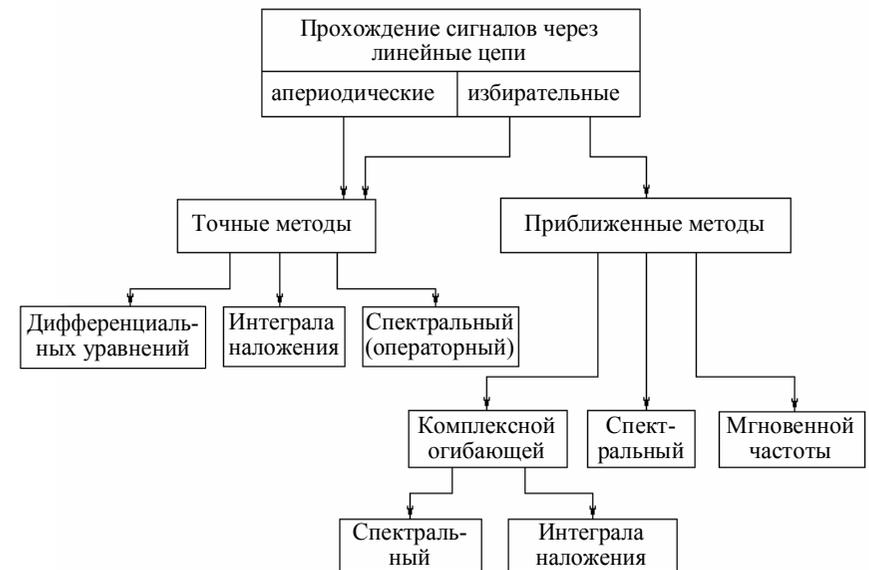


Рис. 8. Методы анализа линейных радиотехнических цепей

при воздействии на входе узкополосного радиосигнала является применение интеграла Дюамеля (наложения) применительно к прохождению комплексной огибающей радиосигнала через низкочастотный эквивалент усилителя.

Суть метода комплексной огибающей кратко состоит в следующем. Узкополосное колебание на входе узкополосной избирательной цепи $s_1(t) = A_1(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \psi_1(t)]$ представляется в комплексном виде

$$\dot{s}_1(t) = s_1(t) + j\dot{s}_1(t) = A_1(t) \cdot e^{j\psi_1(t)} \cdot e^{j\omega_0 t} = \dot{A}_1(t) \cdot e^{j\omega_0 t}, \quad (4.1)$$

где $s_1(t) = \text{Re}[\dot{s}_1(t)]$ – реальная составляющая, $\hat{s}_1(t) = \text{Im}[\dot{s}_1(t)]$ – мнимая составляющая комплексного сигнала, полученная из реальной составляющей $s_1(t)$ заменой функции $\cos(\cdot)$ на $\sin(\cdot)$, $\dot{A}_1(t) = A_1(t) \cdot e^{j\psi_1(t)}$ – комплексная огибающая, содержащая всю информацию, заложенную в сигнал $s_1(t)$ в результате амплитудной или угловой модуляции. Предполагаем, что центральная (резонансная) частота ω_p цепи отличается расстройкой $\Delta\omega$ от несущей частоты ω_0 входного сигнала, т. е. $\omega_0 = \omega_p + \Delta\omega$.

Тогда

$$s_1(t) = A_1(t) \cdot \cos[\omega_p \cdot t + \Delta\omega \cdot t + \psi_1(t)], \quad (4.2)$$

$$\dot{s}_1(t) = A_1(t) \cdot e^{j\psi_1(t)} \cdot e^{j\omega_p t} = \dot{A}_1(t) \cdot e^{j\omega_p t}, \quad (4.3)$$

где слагаемое $\Delta\omega \cdot t$ в (4.3) отнесено к фазовому сдвигу сигнала $s_1(t)$. На выходе заданной линейной цепи сигналу $s_2(t)$ также может быть поставлен в соответствие комплексный сигнал

$$\dot{s}_2(t) = \dot{A}_2(t) \cdot e^{j\omega_p t} = A_2(t) \cdot e^{j\psi_2(t)} \cdot e^{j\omega_p t}, \quad (4.4)$$

действительная часть которого

$$s_2(t) = \text{Re}[\dot{s}_2(t)] = A_2(t) \cdot \cos[\omega_p \cdot t + \psi_2(t)] \quad (4.5)$$

и представляет собой выходной радиосигнал.

Итак, задача сводится к тому, чтобы определить влияние цепи на комплексную огибающую проходящего через цепь сигнала. В зависимости от того, частотные или временные характеристики цепи заданы, задачу можно решить спектральным методом или методом интеграла Дюамеля (наложения).

В первом случае спектральная плотность комплексной огибающей $\dot{G}_{\dot{A}_2}(\Omega)$ выходного узкополосного сигнала определяется произведением

$$\dot{G}_{\dot{A}_2}(\Omega) = \dot{G}_{\dot{A}_1}(\Omega) \cdot \dot{K}_{\text{НЧ}}(\Omega), \quad (4.6)$$

где $\dot{K}_{\text{НЧ}}(\Omega)$ – комплексный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента цепи, получаемый смещением правых полюсов АЧХ $K(\omega - \omega_p)$ и ФЧХ $\varphi(\omega - \omega_p)$ узкополосной цепи на частоту ω_p влево, в область нижних частот.

Схемы низкочастотных эквивалентов некоторых избирательных цепей и их характеристики даны в [3].

Тогда комплексная огибающая выходного сигнала –

$$\dot{A}_2(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{G}_{\dot{A}_1}(\Omega) \cdot \dot{K}_{\text{НЧ}}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega, \quad (4.7)$$

и сам выходной сигнал –

$$s_2(t) = \text{Re}[\dot{A}_2(t) \cdot e^{j\omega_p t}]. \quad (4.8)$$

Во втором случае, когда известна импульсная характеристика низкочастотного эквивалента $\dot{g}_{\text{НЧ}}(t)$, комплексная огибающая выходного сигнала

$$\dot{A}_2(t) = \int_{-\infty}^t \dot{A}_1(\tau) \cdot \dot{g}_{\text{НЧ}}(t - \tau) d\tau = \dot{A}_1(t) \otimes \dot{g}_{\text{НЧ}}(t) \approx \frac{1}{2} \dot{A}_1(t) \otimes \dot{G}(t), \quad (4.9)$$

то есть является сверткой (символ \otimes) комплексной огибающей входного сигнала $\dot{A}_1(t)$ с импульсной характеристикой низко-

частотного эквивалента цепи $\dot{g}_{\text{НЧ}}(t)$ (или с половиной комплексной огибающей $\dot{G}(t)$ импульсной характеристики реальной узкополосной цепи).

Последний метод позволяет решить задачу расчета выходного сигнала аналитически – посредством вывода формулы для огибающей амплитуд выходного сигнала усилителя, что выгодно отличает его как от приближенного спектрального метода (при котором могут возникнуть проблемы с вычислением интеграла Фурье (4.7)), так и точных методов (см. рис. 8). При использовании точных методов объем вычислений оказывается настолько большим, что расчет затруднен даже с применением ЭВМ (причина – необходимость оперировать непосредственно модулированными сигналами, мгновенные значения которых на порядки быстрее изменяются во времени).

В нашем случае колебание на входе усилителя характеризуется нулевым набегом фаз $\psi_1(t) = 0$ (см. задание) и отсутствием расстройки между частотой несущего колебания ω_0 и резонансной частотой усилителя ω_p . Поэтому комплексная огибающая входного сигнала $\dot{A}_1(t)$ представляет собой чисто вещественную функцию и в точности совпадает с аналитическим выражением для огибающей амплитуд $A_1(t)$ радиоимпульса.

Как известно, нормированное ко входу напряжение, снимаемое с параллельного колебательного контура (каковым и является линейный резонансный усилитель, см. рис. 6), при воздействии на него дельта-импульсом тока $S \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot T_{\text{С1}} \cdot \delta(t)$ приближенно определяется следующим выражением [1]:

$$g(t) \approx -\frac{S}{C_K} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{Э}}}\right) \cdot \cos(\omega_p \cdot t). \quad (4.10)$$

Формула (4.10) описывает аналитическое выражение импульсной характеристики усилителя. По аналогии с комплексным узкополосным сигналом на входе (формула (4.1)) импульсную

характеристику узкополосного усилителя можно рассматривать как комплексную характеристику, мнимая часть которой получена заменой функции $\cos(\cdot)$ в $g(t)$ на $\sin(\cdot)$:

$$\dot{g}(t) = g(t) + j\hat{g}(t) = \dot{G}(t) \cdot e^{j\omega_p t}, \quad (4.11)$$

где $\dot{G}(t)$ – комплексная огибающая импульсной характеристики усилителя:

$$\dot{G}(t) = \frac{S}{C_K} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{Э}}}\right), \quad (4.12)$$

(знак "минус" отброшен, так как он лишь свидетельствует об изменении фазы выходного колебания усилителя на 180°). Тогда импульсная характеристика низкочастотного эквивалента резонансного усилителя, необходимая для проведения аналитического расчета в соответствии с (4.9), –

$$\dot{g}_{\text{НЧ}}(t) = \frac{1}{2} \cdot \dot{G}(t) = \frac{S}{2C_K} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{Э}}}\right), \quad (4.13)$$

где $\tau_{\text{Э}} = 2R_{\text{Э}} \cdot C_K$ (согласно (3.17)). Следует отметить, что импульсная характеристика НЧ-эквивалента усилителя отлична от нуля только при $t \geq 0$.

Для отыскания комплексного коэффициента передачи НЧ-эквивалента усилителя необходимо сместить коэффициент передачи усилителя (см. формулу (3.18)) по оси частот в направлении нулевой частоты на величину ω_p :

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{НЧ}}(\Omega) &= \dot{K}(\omega_p + \Omega) = \\ &= \frac{S}{C_K \cdot 2\alpha_{\text{Э}}} \cdot \frac{1}{1 + j2Q_{\text{Э}} \cdot \frac{\Omega}{\omega_0}} = \frac{S \cdot R_{\text{Э}}}{1 + j\Omega \cdot \tau_{\text{Э}}}, \end{aligned} \quad (4.14)$$

Задача отыскания огибающей амплитуд выходного напряжения усилителя посредством спектрального метода не яв-

ляется обязательной. Однако пытливым студентам все же предлагается решить ее переходом к изображениям по Лапласу ($\dot{K}_{\text{нч}}(\Omega) \mapsto K_{\text{нч}}(p)$, $\dot{G}_{\dot{A}_1}(\Omega) \mapsto G_{\dot{A}_1}(p)$) с последующим отысканием оригинала функции $G_{\dot{A}_2}(p)$ по таблицам.

Результатом выполнения данного раздела курсовой работы должны стать:

- формула, описывающая закон изменения огибающей амплитуд выходного напряжения усилителя, полученная на основе использования метода интеграла Дюамеля применительно к прохождению комплексной огибающей радиосигнала через низкочастотный эквивалент усилителя;

- осциллограмма огибающей амплитуд выходного напряжения усилителя.

2.5. Численный анализ прохождения радиосигнала через линейный усилитель. Исследование линейных искажений, вносимых при усилении

Реализацию численного анализа прохождения радиосигнала через линейный усилитель наиболее удобно и просто выполнить на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1]. БПФ в настоящее время является библиотечной (встроенной) функцией большого числа систем математического моделирования, в том числе и хорошо известной студентам системы MathCAD [9].

На рис. 9-11 приведен листинг программы, написанной на внутреннем языке системы MathCAD и позволяющей на основе использования прямого и обратного БПФ производить численный расчет мгновенных значений радиосигнала на выходе усилителя. Исходными данными для такого расчета служат аналитические выражения для усиливаемого радиосигнала $s_1(t)$ и комплексного коэффициента передачи $\dot{K}(\omega)$ линейного усилителя.

На рис. 9 представлена процедура расчета мгновенных значений и комплексного спектра усиливаемого радиосигнала.

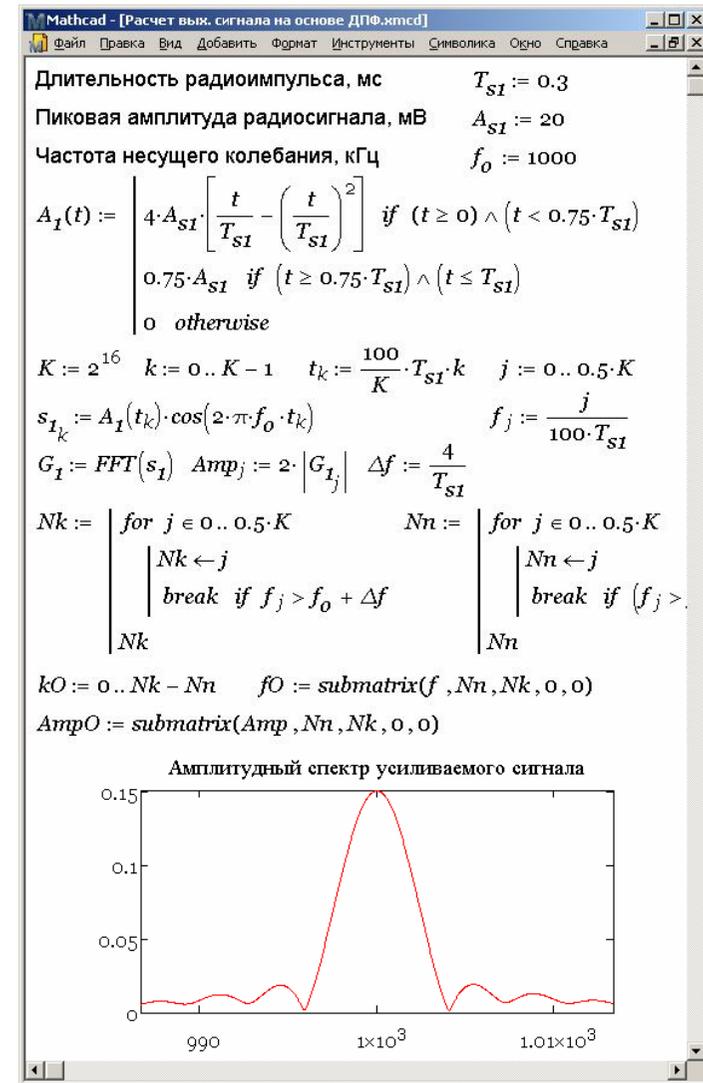


Рис. 9. Фрагмент программы, содержащий расчет мгновенных значений и комплексного спектра усиливаемого радиосигнала

Число K вычисляемых значений (дискретных отсчетов) усиливаемого радиосигнала представляет собой степень двойки (рис. 9). Это связано с тем, что стандартный алгоритм БПФ требует кратного двум количества мгновенных значений сигнала [1]. Интервал времени, в пределах которого заданы значения радиосигнала, составляет $100 \cdot T_{S1}$, что обусловлено необходимостью увеличения разрешения спектральных функций сигнала по частоте. Для непосредственного расчета комплексного спектра усиливаемого АМС используется стандартная функция FFT (прямое БПФ). Функция $FFT(s_1)$ возвращает вектор значений прямого дискретного преобразования сигнала G_1 с мгновенными значениями s_1 ; переменная j определяет номера значений частот составляющих БПФ, вектор f – конкретные значения частот составляющих БПФ, вектор Amp – значения модулей БПФ, распределение которых по частоте есть спектр амплитуд сигнала. Переменные Nk, Nn и процедуры усечения векторов f и Amp предназначены для частичного вывода спектра только в пределах $f_0 \pm \frac{\Pi f}{2}$ усилителя АМС поступает на вход линейной цепи с заданными частотными характеристиками. Фрагмент программы, содержащий описание комплексного коэффициента передачи усилителя и расчет сигнала на его выходе, показан на рис. 10. Предполагается, что центральная частота полосы пропускания контура абсолютно точно совпадает с частотой несущей f_0 . Задается полоса пропускания Πf усилителя по уровню 0.707 и его коэффициент усиления на резонансной частоте. Располагая комплексным коэффициентом передачи усилителя $K(f_j)$ и комплексным спектром входного радиосигнала G_{1j} несложно на основе частотного (спектрального) метода рассчитать на дискретном множестве определенных выше частот f_j комплексный спектр АМС на выходе цепи $G_{2j} = G_{1j} \cdot K(f_j)$, а затем и его мгновенные значения s_{2k} (на основе процедуры обратного БПФ $IFFT(G_2)$).

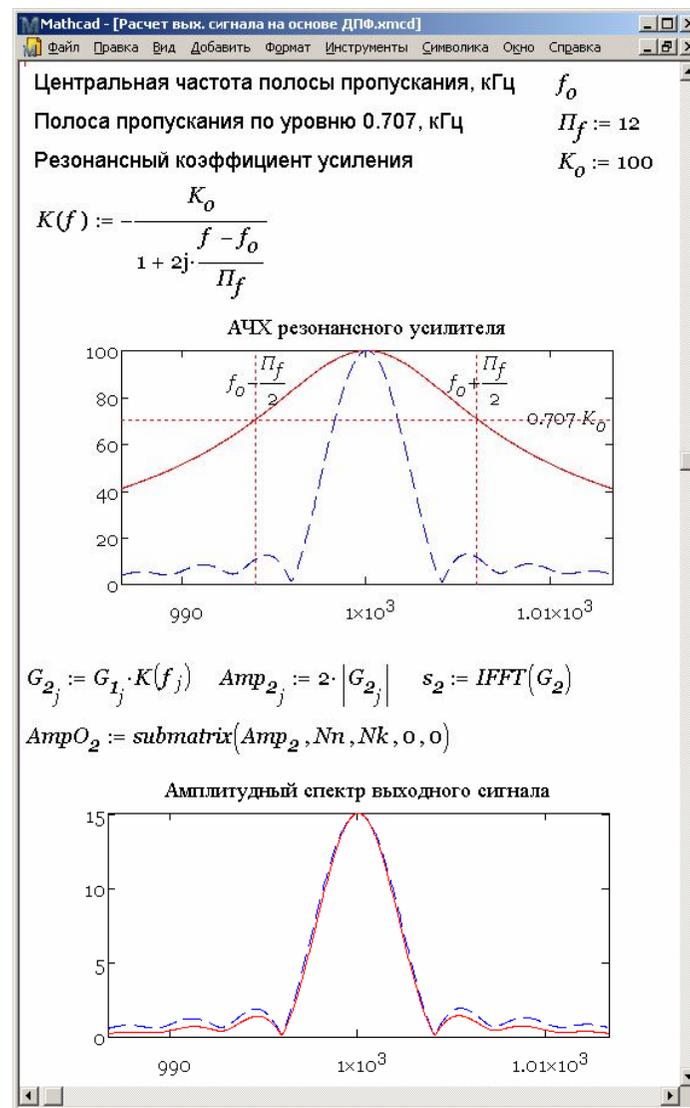


Рис. 10. Фрагмент программы, содержащий расчет комплексного спектра и мгновенных значений радиосигнала на выходе усилителя с заданным коэффициентом передачи

Временные диаграммы АМС на выходе усилителя, а также масштабированная огибающая амплитуд входного сигнала показаны на рис. 11. Сопоставление формы огибающих входного и выходного радиосигналов позволяют сделать вывод о степени линейных искажений в усилителе.

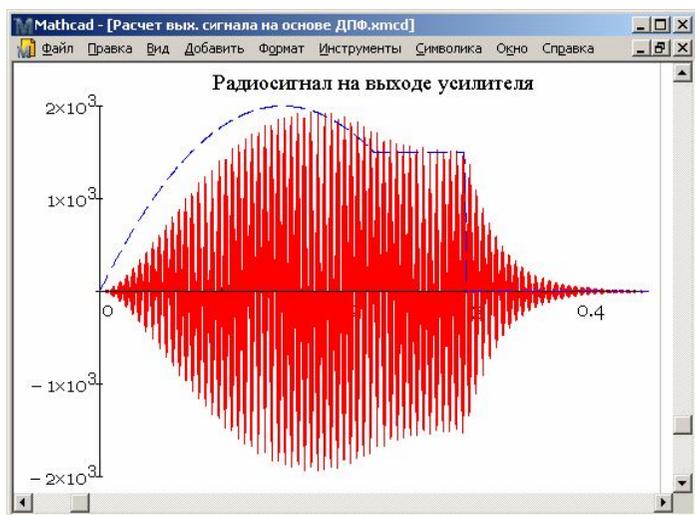


Рис. 11. Временные диаграммы выходного АМС и огибающей амплитуд входного АМС

Результатом выполнения данного раздела курсовой работы должны стать:

- программа для численного расчета мгновенных значений радиосигнала на выходе анализируемого линейного резонансного усилителя;
- осциллограмма выходного напряжения усилителя;
- визуальное исследование линейных искажений, вносимых при усилении радиосигнала, при вариации соотношения "практическая ширина спектра сигнала / полоса пропускания усилителя" в широких пределах.

2.6. Характеристики усилителя в нелинейном режиме работы

Как известно, увеличение амплитуды усиливаемого сигнала может привести к нелинейному режиму работы резонансного усилителя. Выходной ток активного элемента при этом будет содержать в своем составе не только основную (первую) гармонику, но и высшие гармоники (вторую, третью и т.д.). Если полоса пропускания усилителя невелика по сравнению с частотой настройки (несущей частотой усиливаемого модулированного колебания), то в первом приближении можно полагать, что выходное напряжение усилителя обусловлено лишь амплитудой первой гармоники тока (поскольку все остальные, очевидно, будут достаточно сильно подавляться резонансной нагрузкой). Таким образом, и в нелинейном режиме работы усилителя можно обеспечить практически линейное усиление сигнала. Однако следует учитывать, что амплитуда первой гармоники тока существенным образом зависит не только от положения рабочей точки и характера нелинейности проходной ВАХ активного элемента, но и от амплитуды усиливаемого сигнала. Причем зависимость от амплитуды входного воздействия, как правило, нелинейная, что в совокупности с наличием на выходе не до конца подавленных высших гармоник приводит к проявлению так называемых нелинейных искажений. Нелинейные искажения можно минимизировать, и тем самым обеспечить допустимое качество выходного колебания.

Преимуществом нелинейного режима работы усилителя является существенно более высокий коэффициент полезного действия по сравнению с линейным режимом. Это связано с тем, что в нелинейном режиме уровень постоянной составляющей выходного тока активного элемента, определяющий потребляемую мощность усилителя (знаменатель в формуле для КПД), значительно меньше соответствующей величины в линейном режиме.

Для анализа нелинейного резонансного усилителя в нелинейном режиме работы следует располагать аналитическим описанием (формулой) статической проходной ВАХ его активного элемента. Поскольку в рамках курсовой работы уже производились расчеты параметров линейного усилителя на основе его ВАХ, предполагается, что в наличии студента имеется, по крайней мере, графическая зависимость выходного тока транзистора от входного напряжения в статическом режиме (взятая из справочника или построенная с помощью симулятора, например, MicroCap или Electronics Workbench).

Если пиковое значение огибающей амплитуд A'_{s1} усиленного в нелинейном режиме колебания сравнительно невелико, так что задействованным оказывается лишь локальный участок проходной ВАХ активного элемента, то описание рабочего участка ВАХ в окрестности рабочей точки следует производить с помощью полинома вида

$$i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}}) = \sum_{k=0}^m a_k \cdot (u_{\text{ВХ}} - U'_{\text{СМ}})^k =$$

$$= a_0 + a_1 \cdot (u_{\text{ВХ}} - U'_{\text{СМ}}) + a_2 \cdot (u_{\text{ВХ}} - U'_{\text{СМ}})^2 + \dots + a_m \cdot (u_{\text{ВХ}} - U'_{\text{СМ}})^m, \quad (5.1)$$

где m – максимальная степень полинома;

$a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ – числовые коэффициенты, величина которых зависит от формы рабочего участка ВАХ и от положения рабочей точки, характеризуемого постоянным напряжением смещения в нелинейном режиме $U'_{\text{СМ}}$.

Для обеспечения заведомо нелинейного режима напряжение смещения $U'_{\text{СМ}}$ может существенно отличаться от соответствующего напряжения $U_{\text{СМ}}$ в линейном режиме. Как правило, в большинстве случаев величина $U'_{\text{СМ}}$ меньше $U_{\text{СМ}}$, так что рабочая точка располагается ближе к нижнему загибу ВАХ транзистора, чем в линейном режиме.

Максимальную степень полинома m , аппроксимирующего рабочий участок ВАХ, следует взять равной, хотя бы трем.

Как известно, минимальные нелинейные искажения, обеспечиваемые при усилении модулированного по амплитуде колебания, достигаются в случае, если рабочий участок проходной ВАХ активного элемента описывается квадратичной функцией. Именно поэтому выбор положения рабочей точки $U'_{\text{СМ}}$ следует производить исходя из соображений близости участка ВАХ в окрестности рабочей точки к квадратичной кривой. Так как внешнее сходство ВАХ с графическим изображением квадратичной параболы может оказаться весьма обманчивым, перед тем, как перейти к определению коэффициентов a_0, a_1, \dots, a_m , желательно проверить возможность применения квадратичной аппроксимации в пределах выбранного участка, используя метод выравнивания [6].

Вкратце суть использования метода выравнивания применительно к рассматриваемой ситуации заключается в следующем. Если необходимо подобрать участок проходной ВАХ активного элемента наиболее точно подходящий под описание квадратичной функцией, следует построить на основе имеющейся зависимости $i_{\text{ВЫХ}} = f(u_{\text{ВХ}})$ график функции, на котором по оси абсцисс (по горизонтали) отложить значения входного напряжения $u_{\text{ВХ}}$, а по оси ординат (по вертикали) – приращенные выходного тока $\Delta i_{\text{ВЫХ}}$, возникающие при переходе от одной точки $u_{\text{ВХ}k}$ по горизонтали к другой соседней $u_{\text{ВХ}k+1}$, отстоящей на выбранное значение шага (рис. 12). Если в пределах какого-либо интервала напряжений построенная зависимость $\Delta i_{\text{ВЫХ}} = f(u_{\text{ВХ}})$ наиболее близка к линейной, то соответствующий участок ВАХ на этом интервале приближенно отвечает по форме квадратичной параболе, а графическая зависимость $\Delta i_{\text{ВЫХ}} = f(u_{\text{ВХ}})$ фактически совпадает по форме с дифференциальной крутизной ВАХ активного элемента (на рис. 12 ВАХ близка к квадратичной при напряжениях от 0.2 до 1 В).

Таким образом, выбрав на ВАХ участок, наиболее хорошо совпадающий по форме с параболой, проекцию на ось абс-

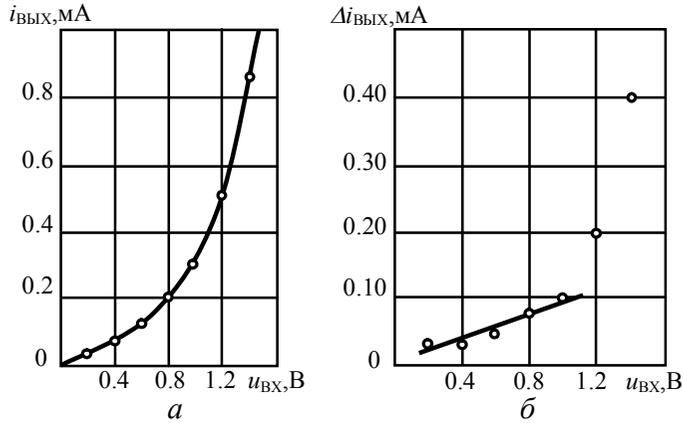


Рис. 12. Иллюстрация метода выравнивания

цисс середины этого участка ставят в соответствие новому напряжению смещения U'_{CM} , величину которого следует реализовать в нелинейном режиме работы нелинейного усилителя (целесообразно пересчитать при этом требуемые номиналы элементов цепи смещения). Протяженность рабочего участка ВАХ по оси напряжений, несмотря на результаты по методу выравнивания, следует взять равной удвоенному значению пиковой амплитуды A'_{S1} усиливаемого радиосигнала: $2 \cdot A'_{S1}$.

Для выполнения аппроксимации выбранного рабочего участка проходной ВАХ полиномом степени m ($m \geq 3$) следует наметить в пределах рабочего участка ВАХ ($m+1$) точку (узлов интерполяции – точек, в которых истинная ВАХ и приближенная, описываемая полиномом, в точности совпадут) и определить по графику ВАХ координаты этих точек: в частности, для 1-го узла (u_{BX1}, i_{VYX1}), 2-го узла (u_{BX2}, i_{VYX2}), ..., для узла номера $m+1$ – (u_{BXm+1}, i_{VYXm+1}).

Подставив координаты каждого из $(m+1)$ узлов в интерполирующий полином, описывающийся формулой (5.1), легко получить систему из $(m+1)$ уравнений с $(m+1)$ неизвестными коэффициентами a_0, a_1, \dots, a_m :

$$\begin{cases} a_0 + (u_{BX1} - U'_{CM}) \cdot a_1 + (u_{BX1} - U'_{CM})^2 \cdot a_2 + \dots = i_{VYX1}, \\ a_0 + (u_{BX2} - U'_{CM}) \cdot a_1 + (u_{BX2} - U'_{CM})^2 \cdot a_2 + \dots = i_{VYX2}, \\ \dots, \\ a_0 + (u_{BXm+1} - U'_{CM}) \cdot a_1 + (u_{BXm+1} - U'_{CM})^2 \cdot a_2 + \dots = i_{VYXm+1}, \end{cases} \quad (5.2)$$

численно решив которую, несложно найти конкретные числовые значения неизвестных коэффициентов a_0, a_1, \dots, a_m .

Далее располагая аналитическим описанием выбранного участка проходной ВАХ транзистора в окрестности рабочей точки (с известными коэффициентами) легко рассчитать и построить графически колебательную характеристику нелинейного резонансного усилителя – зависимость амплитуды первой гармоники выходного колебания (в данном случае выходного тока активного элемента I_{1VYX}) от амплитуды усиливаемого колебания (U_{BX}):

$$I_{1VYX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot U_{BX}^3 + \frac{5}{8} \cdot a_5 \cdot U_{BX}^5 + \dots \quad (5.3)$$

Колебательная характеристика получена в статическом режиме – без учета влияния конкретной резонансной нагрузки усилителя, что позволяет ее использовать лишь для грубой оценки усилительных свойств нелинейного каскада (в случае малой проницаемости транзистора).

Для построения динамической колебательной характеристики усилителя следует:

1) оценить проницаемость используемого транзистора в рабочей точке; по смыслу проницаемость D – это такой же, как и прочие (например, крутизна характеристики) дифференциальный параметр, определяемый с использованием статических ВАХ активного элемента посредством выражения

$$D \approx \frac{\Delta u_{BX}}{\Delta i_{BX}} \bigg/ \frac{\Delta u_{VYX}}{\Delta i_{VYX}} \bigg|_{i_{VYX}} = \text{const}; \quad (5.4)$$

2) динамическую колебательную характеристику можно получить по статической путем параллельного переноса всех ее точек на величину $D \cdot R_{\text{Ксл}} \cdot I_{1 \text{ Вых}}$ вправо [10]; следует, однако иметь в виду, что подобное правило остается справедливым лишь при недонапряженном режиме работы усилительного элемента; если же увеличивающаяся амплитуда выходного напряжения приближается к напряжению питания усилителя, то, недонапряженный режим сменяется перенапряженным и рост амплитуды первой гармоники выходного тока прекращается. Пример соответствующего построения представлен на рис. 13.

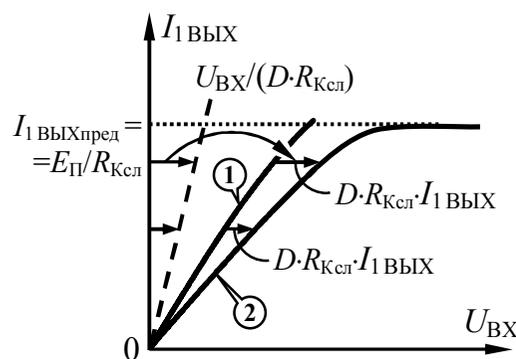


Рис. 13. Построение динамической колебательной характеристики 2 усилителя по статической 1

После построения динамической колебательной характеристики, являющейся, по сути, самой главной характеристикой усилителя в нелинейном режиме, следует тщательно проанализировать ее форму в пределах от нуля до амплитуды, соответствующей пиковому значению A'_{S1} огибающей на входе. Для обеспечения минимальных нелинейных искажений указанный рабочий участок колебательной характеристики должен быть как можно более линейным.

Располагая динамической колебательной характеристикой усилителя, следует определить амплитуду первой гармо-

ники выходного тока в динамическом режиме (соответствующую амплитуде A'_{S1} на входе) и рассчитать фактическое значение амплитуды гармонического напряжения на выходе резонансного усилителя:

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx I_{1 \text{ Вых дин}} \cdot R_{\text{Ксл}} - \quad (5.5)$$

при снятии выходного напряжения с выходного электрода активного элемента (коллектора или стока транзистора). В случае включения контура как сложного (с коэффициентом включения p) и снятия выходного напряжения с реактивности контура (например, в контуре второго рода – с емкости) следует в выражении (5.5) учесть множитель $1/p$. Приближенное равенство в формуле (5.5) объясняется тем, что не учитывается падение напряжения на контуре за счет высших гармоник тока (что справедливо при условии $f_0 \gg \Pi_3$).

Коэффициент усиления нелинейного резонансного усилителя на резонансной частоте определяется по первой гармонике тока:

$$K'_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \approx \frac{I_{1 \text{ Вых дин}} \cdot R_{\text{Ксл}}}{A'_{S1}}. \quad (5.6)$$

Коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta = P_{\sim} / P_{\text{ПОТР}}, \quad (5.7)$$

где P_{\sim} – колебательная мощность, определяемая как мощность выходного гармонического колебания амплитуды $U_{\text{ВЫХ}}$ при подаче на вход напряжения амплитуды $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} / K'_0$:

$$P_{\sim} = 0.5 \cdot U_{\text{ВЫХ}}^2 / R_{\text{Ксл}}; \quad (5.8)$$

$P_{\text{ПОТР}}$ – мощность, потребляемая (расходуемая на нагрев) усилителем от источника питания (с напряжением $E_{\text{П}}$):

$$P_{\text{ПОТР}} = I_{0 \text{ Вых}} \cdot E_{\text{П}}, \quad (5.9)$$

$I_{0\text{ Вых}}$ – постоянная составляющая выходного тока активного элемента:

$$I_{0\text{ Вых}} = a_0 + \frac{1}{2} \cdot a_2 \cdot U_{\text{ВХ}}^2 + \frac{3}{8} \cdot a_4 \cdot U_{\text{ВХ}}^4 + \dots \quad (5.10)$$

Если пиковое значение амплитуды усиливаемого сигнала $A'_{\text{С1}}$ достаточно велико, так что задействованной оказывается обширная область проходной ВАХ транзистора (так называемый режим большого сигнала), то описание проходной ВАХ целесообразно выполнить при помощи кусочно-ломаной прямой (см. рис. 3,б):

$$i_{\text{Вых}}(u_{\text{ВХ}}) = \begin{cases} 0, & u_{\text{ВХ}} < U_{\text{Н}}, \\ S \cdot (u_{\text{ВХ}} - U_{\text{Н}}), & u_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{Н}}, \end{cases} \quad (5.11)$$

где $U_{\text{Н}}$ – напряжение излома (начала) проходной характеристики;

S – крутизна наклонного луча, аппроксимирующего проходную ВАХ правее точки с координатой $U_{\text{Н}}$.

Строгая замена истинной нелинейной ВАХ кусочно-ломаной прямой производится, как правило, по критерию минимального среднеквадратического отклонения. Соответствующая методика подробно изложена и проиллюстрирована на конкретном примере в прил. 4. Методика может быть использована успевающими студентами в рамках курсовой работы. Грубо замена ВАХ кусочно-ломаной прямой может быть выполнена графически – "на глазок".

В прил. 5 приведен пример численного расчета спектра тока нелинейного транзистора прямым способом – без аппроксимации проходной ВАХ на основе БПФ. Подобный подход может быть использован, например, для проверки достоверности расчета колебательной характеристики усилителя, а также при исследовании нелинейного усиления многочастотных импульсных радиосигналов, нелинейных искажений в резонансном усилителе и др.

Как известно, минимум нелинейных искажений при усилении модулированного по амплитуде сигнала достигается в случае, если постоянное напряжение смещения $U'_{\text{СМ}}$ соответствует напряжению $U_{\text{Н}}$ излома кусочно-ломаной ВАХ активного элемента. При этом вне зависимости от амплитуды усиливаемого колебания обеспечивается угол отсечки выходного тока активного элемента, равный

$$\Theta = \arccos[(U_{\text{Н}} - U'_{\text{СМ}})/U_{\text{ВХ}}] = \arccos(0/U_{\text{ВХ}}) = 90^\circ.$$

При описании ВАХ активного элемента кусочно-ломаной прямой и выборе напряжения смещения в точности равным напряжению излома статическая колебательная характеристика резонансного усилителя определяется соотношением

$$I_{1\text{ Вых}}(U_{\text{ВХ}}) = S \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot \gamma_1(90^\circ), \quad (5.12)$$

где коэффициент Берга

$$\gamma_1(\Theta) = (\Theta - \sin \Theta \cdot \cos \Theta) / \pi \quad (5.13)$$

при $\Theta = 90^\circ$ составляет величину 0.5.

Располагая статической колебательной характеристикой нелинейного усилителя несложно получить динамическую характеристику в соответствии с методикой, изложенной выше на с. 45-46). Однако в связи с тем, что статическая колебательная характеристика заведомо приближенно описывается линейной зависимостью вида (5.12), имеется возможность не только построить динамическую характеристику графически, но и получить ее описание аналитически:

$$I_{1\text{ Выхдин}}(U_{\text{ВХ}}) = \begin{cases} \frac{S \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot \gamma_1(90^\circ)}{1 + D \cdot R_{\text{Ксл}} \cdot S \cdot \gamma_1(90^\circ)}, & 0 < U_{\text{ВХ}} \leq U_{\text{ВХкр}}, \\ 0.9 \cdot E_{\text{П}}, & U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХкр}}, \end{cases} \quad (5.14)$$

где амплитуда входного напряжения $U_{\text{ВХкр}}$ соответствует переходу усилителя в критический режим, при котором амплитуда

выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} \approx I_{1\text{ВЫХдин}} \cdot R_{\text{Ксл}}$ достигает своего предела ($\sim 0.9 \cdot E_{\text{П}}$).

На основе динамической колебательной характеристики рассчитывается коэффициент усиления на резонансной частоте (формула (5.6)), а также коэффициент полезного действия (формулы (5.7)...(5.9)), где постоянная составляющая выходного тока активного элемента определяется как

$$I_{0\text{ВЫХ}} = S \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot \gamma_0(90^\circ), \quad (5.15)$$

где коэффициент Берга

$$\gamma_0(\Theta) = (\sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta) / \pi \quad (5.16)$$

при $\Theta = 90^\circ$ составляет величину $1/\pi \approx 0.318$.

Результатами выполнения данного раздела должны стать:

- новое положение рабочей точки, обеспечивающее в нелинейном режиме работы применительно к заданному значению $A'_{\text{С1}}$ минимальные нелинейные искажения усищаемого радиосигнала;

- график динамической колебательной характеристики применительно к выбранному напряжению смещения;

- конкретные значения резонансного коэффициента усиления и коэффициента полезного действия усилителя при подаче на вход колебания амплитуды $A'_{\text{С1}}$.

2.7. Проверка результатов расчета методом имитационного моделирования

В настоящее время для анализа различных радиотехнических аналоговых и цифровых цепей широко используется схемотехническое моделирование на ЭВМ. Именно для этих целей создано множество программных пакетов-симуляторов (Electronics Workbench, MicroCap, OrCad, PSpice (DesignLab), System View, Microwave Office, CircuitMaker и др.). Имитаци-

онное моделирование позволяет значительно сэкономить средства и время проектирования устройства, поскольку использование симулятора позволяет учесть влияние мелких факторов, которыми пренебрегли на этапе расчетов, скорректировать номиналы элементов, режимы работы активных элементов и многое другое.

Перечень возможностей современных моделирующих программ включает в себя практически все необходимые виды анализа: по постоянному току, переходных процессов, частотных характеристик, учет условий окружающей среды (температуры, влажности и т.д.), оценка уровня внутренних шумов и чувствительности, статистический анализ по методу Monte Carlo и т.д. Вывод результатов моделирования осуществляется как в виде различных графиков, двумерных поверхностей, так и в виде файлов, содержащих численные массивы результатов.

В курсовой работе акцент сделан на использовании хорошо известных в студенческой среде симуляторов MicroCap [9] и Electronics Workbench [12-14] (однако, при желании может быть использован и любой другой пакет моделирования). Основные моменты работы с MicroCap описаны в прил. 6, с Electronics Workbench – в учебных пособиях [13,14].

Первоочередной задачей имитационного моделирования является проверка теоретически рассчитанных параметров усилителя и корректировка параметров элементов схемы с учетом различного рода паразитных явлений (реактивностей вспомогательных элементов, обратной связи и др.). Особое внимание необходимо обратить на соответствие расчетным значениям положения рабочей точки и частоты настройки контура в модели резонансного усилителя.

Проводя анализ цепи по постоянному току (Dynamic DC), необходимо изменять в некоторых пределах сопротивления резисторов в цепи смещения, тем самым, добиваясь максимально близких расчетным значениям постоянных токов и напряжений, задающих положение рабочей точки.

Также необходимо проверить и при необходимости скорректировать частоту настройки резонансного усилителя, поскольку она будет отличаться от расчетной частоты настройки контура, так как разделительная емкость, емкость переходов транзистора и другие паразитные реактивности оказывают влияние на величину частоты настройки усилителя.

Для грубой корректировки частоты настройки можно воспользоваться возможностью частотного анализа моделируемой цепи (AC Analysis). Частота, на которой расположен максимум АЧХ, будет соответствовать резонансной частоте усилителя и, если она не равна несущей частоте, необходимо изменением значения одного из реактивных элементов контура (например, емкости) добиться того, чтобы максимум АЧХ соответствовал частоте несущей.

Более точную корректировку можно провести, подавая на вход усилителя гармоническое колебание с несущей частотой. Варьируя значением одного из реактивных элементов, и добиваясь максимальной амплитуды выходного сигнала в установленном режиме, а также минимальной длительности переходных процессов (Transient Analysis), можно максимально точно настроить резонансный усилитель.

Изменение реактивностей контура может привести к некоторому изменению значения характеристического сопротивления контура, а, следовательно, и резонансного сопротивления контура (добротность считать неизменной). Пересчитав эти параметры, необходимо также скорректировать сопротивление резистора R_k .

Моделирование прохождения сигнала через резонансный усилитель (источник входного сигнала, задаваемый аналитическим выражением, получение выходного напряжения) достаточно подробно описано в прил. 6 применительно к использованию схемотехнического симулятора MicroCap.

2.8. Дополнительное исследование

Цель, содержание и методика проведения дополнительного исследования формулируются студентом самостоятельно и согласуются с преподавателем.

Если по каким-либо причинам самостоятельный выбор тематики дополнительного исследования затруднен, студент вправе в качестве такого исследования выполнить один из пунктов, предлагаемых ниже.

1) Исследование критического и перенапряженного режима работы усилителя. Предлагается рассчитать элементы каскада (цепь смещения) и амплитуду входного сигнала таким образом, чтобы перевести усилитель сначала в критический, а затем в глубоко перенапряженный режим работы. Определить предполагаемые углы отсечки тока, форму импульсов выходного тока напряжения, КПД и коэффициент усиления усилителя. Провести имитационное моделирование. Сравнить результаты расчета и моделирования.

2) Исследование избирательных свойств резонансного усилителя. Используя симулятор провести качественный анализ избирательности и фильтрующих свойств усилителя. При исследовании избирательности на вход каскада кроме «полезного» (заданного) сигнала подается некоторый другой имитирующий преднамеренную помеху узкополосный импульс (прямоугольный, пилообразный или др.) с частотой несущей f_{Π} отличной от f_0 . Выявить зависимость формы выходного сигнала (его огибающей) от разницы $f_0 - f_{\Pi}$. Исследуя фильтрующие свойства каскада, к входному сигналу подмешать шумовой процесс. Например, в симуляторе MicroCap для этого достаточно в окне параметров источника усиливаемого сигнала указать $s(t) + 2 * D * (0.5 - RND)$, где $s(t)$ – заданный сигнал; RND – функция, возвращающая случайное значение от 0 до 1; D – параметр шума, ограничивающий пиковые выбросы. Предста-

вить осциллограммы выходного сигнала при различном уровне шума (параметра D). Сделать выводы.

3) Коррекция схемы резонансного усилителя с целью улучшения его технических и эксплуатационных характеристик. Краткий расчет и моделирование резонансного усилителя при внесении в него элементов обратной связи по переменной составляющей (например, эмиттерной или коллекторной стабилизации), моделирование двухкаскадного усилителя, использование связанных контуров, П- или Т-контур с нагрузкой 50 Ом и другое.

4) Исследование выходного сигнала при $f_0 \neq f_p$ в линейном и нелинейном режимах работы усилителя. Представить осциллограммы выходного сигнала при различных значениях несущей частоты, полагая резонансную частоту контура неизменной. Подавая на вход гармоническое колебание различной частоты (близкой и удаленной от частоты настройки контура), определить зависимости длительности переходных процессов, частоты побочных колебаний, амплитуды выходного сигнала в установившемся режиме от модуля разности $f_0 - f_p$, а также временные зависимости частоты заполнения сигнала на выходе усилителя.

5) Детектирование выходного сигнала. Предлагается, используя диодный амплитудный детектор, выделить из выходного сигнала усилителя низкочастотную составляющую (оглабляющую сигнала). Подобрать оптимальные значения параметров фильтра детектора и его входное сопротивление. При этом резонансный усилитель можно реализовать на основе операционного усилителя, охваченного обратной связью по напряжению, и подключенного к его выходу параллельного резонансного контура.

Каждый из пунктов исследования должен содержать данные, достаточные для вынесения аргументированного заключения.

3. РЕКОМЕНДАЦИИ К НАПИСАНИЮ И ОФОРМЛЕНИЮ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

Пояснительная записка к курсовой работе должна содержать:

- титульный лист, оформленный в соответствии с требованиями СТП ВГТУ [15] (прил. 7);

- задание на курсовую работу, выдаваемое студенту в начале семестра и содержащее код индивидуального варианта, сроки выполнения этапов и защиты курсовой работы и т.д. (прил. 2);

- лист «Замечания руководителя» (незаполненный лист, содержащий лишь название, размещаемое вверху по центру);

- содержание (включает введение, наименование всех разделов, подразделов, пунктов (если они имеют наименование), заключение, список литературы, наименование приложений с указанием номеров страниц, с которых начинаются эти элементы пояснительной записки);

- введение (во введении должна быть дана оценка современного состояния решаемой задачи, обоснована необходимость проведения работы, здесь же должны быть указаны цели и задачи работы).

- основную часть, разбитую на разделы (подразделы) и содержащую необходимые аналитические выражения и расчетные формулы, численные результаты и графики с их физическим толкованием и выводами;

- заключение, содержащее в сжатом виде основные результаты работы и практические выводы, а также оценку полноты решения поставленных в курсовой работе задач;

- список литературы, в котором отражены те источники, на которые есть ссылки в пояснительной записке, приведенные в порядке их упоминания;

- приложения, в которые включают промежуточные математические выводы, например, сопутствующие аналитиче-

скому расчету спектральных характеристик усиливаемого радиосигнала, расчетно-моделирующие программы и их описание, таблицы полученных данных.

Содержательная (основная) часть пояснительной записки может содержать от 20 до 40 страниц (полный объем записки – от 30 до 50 страниц). Введение и заключение должны составлять не более одной страницы. Частные выводы по полученным численным данным или графикам должны быть краткими и размещаться следом за упомянутыми результатами.

Текст в целом должен быть написан кратким и ясным языком. Не следует переписывать в пояснительную записку рассуждения общетеоретического характера, не имеющие прямого отношения к поставленной задаче и ее решению. Вместе с тем, основные результаты работы необходимо прокомментировать, обратив особое внимание на расхождения между теоретическими положениями и результатами исследований и указывая, по возможности, причины выявленных отличий.

Пояснительная записка оформляется на листах белой бумаги формата А4 в книжной ориентации. Текст выполняется *только с использованием компьютера* (при дальнейшей распечатке на принтере в режиме качественной печати) – в редакторе Microsoft Word: шрифт Times New Roman 14 кегль, цвет шрифта – черный, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 1.25 см, выравнивание текста – по ширине. Размеры полей: левое – 20 мм, правое – 10 мм, верхнее – 20 мм, нижнее – 20 мм.

Текст основной содержательной части разделяют на разделы, подразделы, которые, в свою очередь, могут состоять из пунктов и подпунктов. Разделы нумеруют арабскими цифрами без точки; их названия записывают с абзацного отступа с прописной буквы (и далее строчными) без точки в конце, не подчеркивая. Переносы слов в заголовках не допускаются. Если название раздела состоит из двух предложений, их разделяют точкой, например:

9 Дополнительное исследование. Исследование перенапряженного режима работы усилителя

9.1 Условие перехода усилителя в перенапряженный режим. Исследование искажений усиливаемого сигнала

.....

Расстояние между заголовком раздела и текстом должно соответствовать одной строке. Каждый раздел следует начинать с новой страницы, при этом предыдущая должна быть заполнена текстом не менее чем на $\frac{1}{3}$ часть.

Страницы записки следует нумеровать арабскими цифрами; номер проставляется в центре нижней части листа без точки с отступом в одну строчку от текста; титульный лист включают в общую нумерацию страниц, но номер на нем не проставляют.

В пределах всей пояснительной записки следует использовать одну и ту же производную или основную единицу измерения физической величины (например, если в первом разделе напряжения указаны в мВ, то в следующем разделе приводить мкВ уже нельзя). В тексте записки не допускается: сокращать обозначения единиц физических величин, если они употребляются без цифр (за исключением таблиц, формул и рисунков); применять сокращения слов (кроме установленных правилами орфографии); использовать в тексте математический знак "минус" (–) перед отрицательными значениями величин (вместо знака (–) следует писать слово "минус"); применять обороты разговорной речи, профессионализмы.

Графики зависимостей могут быть выполнены от руки (на отдельных листах миллиметровой бумаги) или в текстовом (графическом) редакторе с обязательным указанием масштаба, обозначения и размерности каждой оси. Иллюстрации (графики, схемы), а также таблицы размещают в тексте непосредственно после первого их упоминания (например, в виде "на ри-

сунке 1 показана схема ...) на текущей странице, а если это невозможно, то на следующей. Нумерация рисунков, таблиц и формул – сквозная по всему отчету только арабскими цифрами. Расстояние между текстом и рисунком, таблицей, формулой (и наоборот) соответствует одной строке.

Ниже на рис. 14 приведен пример оформления рисунка.

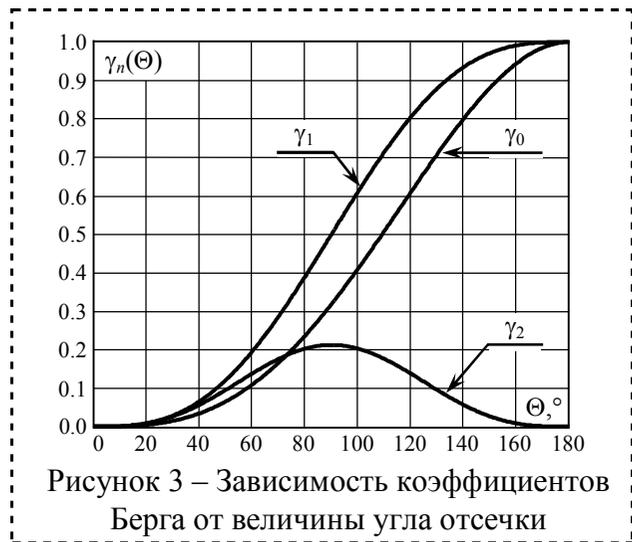


Рисунок 3 – Зависимость коэффициентов Берга от величины угла отсечки

Рис. 14. Пример оформления иллюстрации, содержащей графическую зависимость, в курсовой работе

Название следует помещать над таблицей слева, без абзацного отступа в одну строку с ее номером через тире. Графу "Номер по порядку" в таблицу включать не допускается. Горизонтальные линии, разграничивающие строки таблицы, допускается не приводить.

Пример записи формулы: "... определим угол отсечки тока в усилителе

$$\Theta = \arccos \frac{U_H - U'_{CM}}{U_{BX}}, \quad (5)$$

тогда с учетом (3) получим ...".

Ссылки на использованные литературные источники (а они обязательно должны быть числом не менее трех-пяти) следует приводить в квадратных скобках внутри предложения, либо в конце – перед точкой. Сведения об источниках при оформлении списка литературы следует располагать в порядке появления ссылок на источники в тексте, нумеровать арабскими цифрами без точки и печатать с абзацного отступа. Описание источников осуществляется по правилам, определяемым стандартом [15].

Оформленная в соответствии с указанными правилами пояснительная записка по курсовой работе сдается преподавателю на проверку. В случае если предварительные замечания по пояснительной записке оказываются несущественными, защита проводится в форме беседы со студентом по существу полученных им результатов с выставлением соответствующей оценки. Если же работа требует серьезной доработки, в частности, содержит ошибочные или неточные результаты, то записка возвращается студенту на доработку и все повторяется вновь; оценка в этом случае соответственно снижается.

Непосредственно перед защитой работы внутрь пояснительной записки вкладывается (в бумажном конверте) *оптический носитель* информации (CD- или DVD-ROM). Диск должен содержать: 1) текст пояснительной записки в формате текстового редактора Microsoft Word; 2) программные средства, сопровождающие основное и индивидуальное дополнительное исследование, в том числе файл для демонстрации имитационного моделирования и его результатов. Указанные электронные материалы могут быть востребованы при защите работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В свете перспектив развития современной радиотехники ведущую роль приобретают теоретический анализ сигналов и качество их обработки с помощью линейных и нелинейных цепей, умение находить оптимальные структуры, параметры цепей и алгоритмы обработки сигналов.

В этих условиях особое внимание должно отводиться методам анализа и синтеза с применением компьютерной техники. Следует практиковать широкое использование компьютеров в учебном процессе и самостоятельной работе студентов. При этом важно, чтобы использование вычислительной техники касалось не только выполнения расчетов, но и в значительной мере затрагивало реализацию алгоритмов анализа и синтеза сигналов, а также функционирования устройств, осуществляющих обработку радиотехнических сигналов.

С этой целью следует широко рекомендовать успевающим студентам в рамках выполнения рассмотренной курсовой работы дополнительные исследования на основе имитационного моделирования.

Проектирование цепей в современных условиях производится с использованием разнообразных САПР, поэтому студенту полезно овладеть основами работы в простейших симуляторах. И если в будущем придется работать с другой системой, приобретенные навыки позволят освоить ее с меньшими временными затратами.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ АМПЛИТУД УСИЛИВАЕМОГО РАДИОСИГНАЛА

В табл. П1.1 представлены аналитические выражения для огибающей амплитуд усиленного узкополосного радиосигнала. Следует иметь в виду, что вне интервала $[0, T_{S1}]$ мгновенные значения приведенных в табл. П1.1 сигналов тождественно равны нулю.

Таблица П1.1

Аналитические выражения огибающей амплитуд усиленного радиосигнала

N_s	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
01	$\begin{cases} A_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1}/2, & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
02	$\alpha \cdot A_{S1} \cdot t \cdot \exp(1 - \alpha \cdot t), 0 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 7/T_{S1}$
03	$\begin{cases} 2A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1}, & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
04	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], & 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 9/T_{S1}, \\ A_{S1}, & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
05	$\begin{cases} A_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 2A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}, & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
06	$\begin{cases} (29/25) \cdot A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], & 0 \leq t < 2T_{S1}/3, \alpha = 3/T_{S1}, \\ A_{S1}, & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
07	$2A_{S1} \cdot [1 - t/T_{S1} - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 6/T_{S1}$
08	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [(T_{S1}/2) + t]/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot [(3T_{S1}/2) - t]/T_{S1}, & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$

Продолжение табл. П1.1

N_S	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
09	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 10/T_{S1}, \\ A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
10	$0.73 A_{S1} \cdot [t/T_{S1} + \sin(1.4\pi \cdot t/T_{S1})], 0 \leq t \leq T_{S1}$
11	$\begin{cases} A_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/4, \\ 1.29 A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/4 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 2/T_{S1} \end{cases}$
12	$\begin{cases} 0.86 A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 6/T_{S1}, \\ A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
13	$\begin{cases} 4 A_{S1} \cdot t/T_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/4, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/4 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 10/T_{S1} \end{cases}$
14	$\begin{cases} 2 A_{S1} \cdot t/T_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
15	$A_{S1} \cdot [1 - (t/T_{S1})^2], 0 \leq t \leq T_{S1}$
16	$\begin{cases} 2 A_{S1} \cdot t/T_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 8/T_{S1} \end{cases}$
17	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 8/T_{S1}, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
18	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [(T_{S1}/2) + t]/T_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 2 A_{S1} \cdot [T_{S1} - t]/T_{S1}, T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
19	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 10/T_{S1}, \\ 2 A_{S1} \cdot [T_{S1} - t]/T_{S1}, T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
20	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin[3\pi \cdot t/(4T_{S1})], 0 \leq t \leq 2T_{S1}/3, \\ A_{S1}, 2T_{S1}/3 < t \leq T_{S1} \end{cases}$
21	$\begin{cases} 4 A_{S1} \cdot (t/T_{S1})^2, 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 13/T_{S1} \end{cases}$
22	$(9/4) \cdot A_{S1} \cdot \sin(2\pi \cdot t/T_{S1}) \cdot \exp(-4t/T_{S1}), 0 \leq t \leq T_{S1}$

Продолжение табл. П1.1

N_S	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
23	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t \leq T_{S1}/2, \alpha = 15/T_{S1}, \\ A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
24	$\begin{cases} A_{S1}, 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot [(3T_{S1}/2) - t]/T_{S1}, T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
25	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 13/T_{S1} \end{cases}$
26	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)/4], T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 12/T_{S1} \end{cases}$
27	$\begin{cases} (1/28) \cdot A_{S1} \cdot \exp(\alpha \cdot t), 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 10/T_{S1} \end{cases}$
28	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 18/T_{S1}, \\ A_{S1} \cdot (1 - [(3t - T_{S1})/(2T_{S1})]^2), T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
29	$1.63 A_{S1} \cdot (t/T_{S1} - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), 0 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 8/T_{S1}$
30	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 12/T_{S1}, \\ 3 A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/(2T_{S1})], T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
31	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin(2\pi \cdot t/T_{S1}), 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ (1/3) \cdot A_{S1} \cdot \sin^2(2\pi \cdot t/T_{S1}), T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
32	$\begin{cases} A_{S1} \cdot (1 - \{1 - [3t/(2T_{S1})]\}^2), 0 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ A_{S1}, 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
33	$4 A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], 0 \leq t \leq T_{S1}$
34	$\begin{cases} 4 A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 2 A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}, T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
35	$\begin{cases} 4 A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 6/T_{S1} \end{cases}$

Продолжение табл. П1.1

N_S	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
36	$\begin{cases} (20/3) \cdot A_{S1} \cdot \{[4t/(5T_{S1})] - (t/T_{S1})^2\}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
37	$\begin{cases} 2A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
38	$\begin{cases} 4A_{S1} \cdot (t/T_{S1})^2, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
39	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], & 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 4/T_{S1}, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
40	$\begin{cases} -A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)] \cdot \sin(3\pi \cdot t/T_{S1}), & 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 6/T_{S1}, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
41	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [t + (T_{S1}/2)]/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
42	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin[3\pi \cdot t/(2T_{S1})], & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ (\sqrt{2}/2) \cdot A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 4/T_{S1} \end{cases}$
43	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin[3\pi \cdot t/(2T_{S1})], & 0 \leq t < T_{S1}/2, \\ A_{S1} \cdot \sin[3\pi \cdot (T_{S1} - t)/(2T_{S1})], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
44	$(A_{S1}/2) \cdot \{1 + \sin[4\pi \cdot (t - T_{S1}/8)/T_{S1}]\}, 0 \leq t \leq T_{S1}$
45	$A_{S1} \cdot \sin^3(\pi \cdot t/T_{S1}), 0 \leq t \leq T_{S1}$
46	$9A_{S1} \cdot \sin^2(\pi \cdot t/T_{S1}) \cdot \exp(-\alpha \cdot t), 0 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 6/T_{S1}$
47	$1.62A_{S1} \cdot \cos^2[2\pi \cdot (t - T_{S1}/4)/T_{S1}] \cdot \exp[2 \cdot (t/T_{S1}) - 2], 0 \leq t \leq T_{S1}$
48	$\begin{cases} -A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/2)] \cdot \sin(3\pi \cdot t/T_{S1}), & 0 \leq t < T_{S1}/2, \alpha = 7/T_{S1}, \\ 2A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}], & T_{S1}/2 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
49	$\begin{cases} 3A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 5/T_{S1}, \\ 1.17A_{S1} \cdot \sin(2\pi \cdot t/T_{S1}) \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], & T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$

Продолжение табл. П1.1

N_S	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
50	$\begin{cases} 3A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ 3A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/(2T_{S1}), & T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
51	$\begin{cases} (3/4) \cdot A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ -A_{S1} \cdot \sin[5\pi \cdot (t - T_{S1})/(2T_{S1})], & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
52	$\begin{cases} (4/3) \cdot A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < 3T_{S1}/4, \\ 4A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}, & 3T_{S1}/4 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
53	$1.73A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}] \cdot \sin[\pi \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}], 0 \leq t \leq T_{S1}$
54	$\begin{cases} 3A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ 1.95A_{S1} \cdot \exp(-\alpha \cdot t), & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \alpha = 2/T_{S1}, \\ 0.52A_{S1} \cdot (1 - \exp[6\alpha \cdot (t - T_{S1})]), & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
55	$\begin{cases} 2.6A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ 2.6A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}, & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
56	$\begin{cases} 1.16A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 6/T_{S1}, \\ A_{S1}, & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ 1.16A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
57	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 9/T_{S1}, \\ A_{S1}, & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - 2T_{S1}/3)], & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
58	$\begin{cases} (1/2) \cdot A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 15/T_{S1}, \\ (3/2) \cdot A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
59	$\begin{cases} (1/2) \cdot A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 12/T_{S1}, \\ (3/2) \cdot A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ 3A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}], & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
60	$\begin{cases} A_{S1} \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot t)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 15/T_{S1}, \\ (3/2) \cdot A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}], & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ (1/2) \cdot A_{S1} \cdot \exp[-\alpha \cdot (t - 2T_{S1}/3)], & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$

N_S	Аналитическое выражение огибающей $A_1(t)$
61	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1}/3)], & 0 \leq t < T_{S1}/3, \alpha = 12/T_{S1}, \\ A_{S1}, & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ 3A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}], & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
62	$\begin{cases} A_{S1} \cdot \sin(2\pi \cdot t/T_{S1}), & 0 \leq t < 3T_{S1}/8, \\ A_{S1}/\sqrt{2}, & 3T_{S1}/8 \leq t < 5T_{S1}/8, \\ -A_{S1} \cdot \sin(2\pi \cdot t/T_{S1}), & 5T_{S1}/8 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
63	$\begin{cases} 3.3A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/6, \\ A_{S1} \cdot \sin[2\pi \cdot (t + T_{S1}/9)/(3T_{S1})], & T_{S1}/6 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot (1 - \exp[\alpha \cdot (t - T_{S1})]), & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1}, \alpha = 18/T_{S1} \end{cases}$
64	$\begin{cases} (2/\sqrt{3}) \cdot A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), & 0 \leq t < T_{S1}/3, \\ A_{S1} \cdot [(7/4) - \sin^2(\pi \cdot t/T_{S1})], & T_{S1}/3 \leq t < 2T_{S1}/3, \\ (2/\sqrt{3}) \cdot A_{S1} \cdot \sin(\pi \cdot t/T_{S1}), & 2T_{S1}/3 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
65	$\begin{cases} 3A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/4, \\ 4A_{S1} \cdot [(t/T_{S1}) - (t/T_{S1})^2], & T_{S1}/4 \leq t < 3T_{S1}/4, \\ 3A_{S1} \cdot [(T_{S1} - t)/T_{S1}], & 3T_{S1}/4 \leq t \leq T_{S1} \end{cases}$
<p>Вне интервала $[0, T_{S1}]$ мгновенные значения приведенных в таблице сигналов равны нулю</p>	

ПРИМЕРНЫЙ ОБРАЗЕЦ БЛАНКА ЗАДАНИЯ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный технический университет"
 Радиотехнический факультет
 Кафедра радиотехники

ЗАДАНИЕ
на курсовую работу
 по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы»

Тема работы: «Усиление узкополосных сигналов».

Студент группы *РТ-021* Ф.И.О. *Иванов Иван Иванович*

Общая формулировка задания. Выполнить анализ однокаскадного резонансного усилителя на транзисторе, предназначенного для усиления узкополосных амплитудно-модулированных сигналов.

Индивидуальный вариант задания:

Б	1.0	15	20	0.3	10	3.0	0.4
---	-----	----	----	-----	----	-----	-----

тип транзистора – биполярный;
 усиливаемый радиосигнал – $S_1(t) = A_1(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$, где $f_0 = \dots$ МГц;
 аналитическое выражение для огибающей амплитуд $A_1(t) - \left\{ \dots \leq t < \dots; \dots \leq t \leq \dots; \dots \right\}$;
 радиосигнала
 параметры огибающей – $A_{S1} = \dots$ мВ, $T_{S1} = \dots$ мс;
 в качестве границ ширины спектра взять частоты, на которых амплитуды спектральных составляющих, по крайней мере, в \dots раз меньше амплитуды несущего колебания;
 минимальное значение пиковой амплитуды выходного напряжения в линейном режиме работы усилителя – $A_{S2} = \dots$ В;
 пиковое значение огибающей в режиме нелинейного усиления – $A'_{S1} = \dots$ В.

Объем работы и вопросы, подлежащие разработке:

- 1) Спектральный анализ усиливаемого радиосигнала (расчет амплитудного и фазового спектров радиосигнала). Расчет эквивалентной полосы пропускания усилителя.
- 2) Выбор схемы усилителя и транзистора. Расчет режима работы транзистора по постоянной составляющей для обеспечения линейного режима работы.
- 3) Расчет параметров элементов схемы усилителя, в том числе резонансной нагрузки. АЧХ и ФЧХ линейного усилителя.
- 4) Определение формы напряжения на выходе усилителя: аналитически (интеграл Дюамеля применительно к прохождению комплексной огибающей радиосигнала через низкочастотный эквивалент усилителя); численно (спектральный метод анализа).
- 5) Применительно к сигналу той же формы, но с амплитудой A'_{S1} , предложить новую рабочую точку, обеспечивающую в нелинейном режиме максимально возможную пиковую амплитуду выходного сигнала при максимальном КПД усилителя.
- 6) Экспериментальная проверка основных результатов расчета методом имитационного моделирования в пакете Micro-Cap или Electronics Workbench.
- 7) Дополнительное исследование.

Содержание и сроки выполнения этапов:

Содержание этапа	П.1 объёма работ	П.2-3 объёма работ	П.4 объёма работ	П.5 объёма работ	П.6 объёма работ	П.7 объёма работ	Оформление РПЗ
Срок выполнения этапа	28 неделя	30 неделя	32 неделя	34 неделя	36 неделя	38 неделя	40 неделя

Срок защиты курсовой работы – 40 неделя.

Руководитель _____

Задание принял студент _____

дата _____ подпись _____ И.О.Ф _____

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПРИМЕР РАСЧЕТА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ТЕОРЕМ О СПЕКТРАХ

Пусть в соответствии с заданием на курсовую работу огибающая амплитуд радиосигнала $A_1(t)$ описывается аналитическим выражением

$$A_1(t) = \begin{cases} 4A_{S1} \cdot t/T_{S1}, & 0 \leq t < T_{S1}/4, \\ A_{S1}, & T_{S1}/4 \leq t < 3T_{S1}/4, \\ 4A_{S1} \cdot (T_{S1} - t)/T_{S1}, & 3T_{S1}/4 \leq t \leq T_{S1}, \\ 0, & t \notin [0, T_{S1}], \end{cases} \quad (\text{ПЗ.1})$$

где A_{S1} , T_{S1} – пиковая амплитуда и длительность огибающей, которые в соответствии с заданием равны $A_{S1} = 1$ В, $T_{S1} = 1$ мс. Огибающая амплитуд радиосигнала $A_1(t)$, определяемая выражением (ПЗ.1), изображена на рис. ПЗ.1.

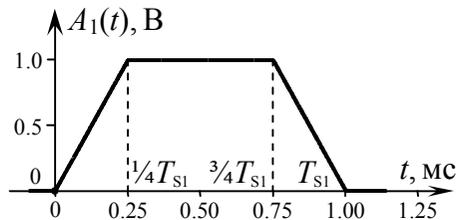


Рис. ПЗ.1. Огибающая амплитуд радиосигнала $A_1(t)$

Для определения комплексной спектральной плотности такого трапецеидального сигнала вместо вычисления прямого преобразования Фурье от функции $A_1(t)$ целесообразно воспользоваться теоремами о спектрах.

Действительно, сигнал $A_1(t)$ может быть рассмотрен как результат интегрирования (с коэффициентом $4/T_{S1}$) показанной на рис. ПЗ.2 совокупности $s(t)$ двух прямоугольных импульсов

разной полярности. Тогда в соответствии с теоремой об интегрировании сигнала [1] искомая комплексная спектральная плотность $\dot{G}_{A1}(\omega)$ определяется как

$$\dot{G}_{A1}(\omega) = \frac{4\dot{G}_S(\omega)}{j\omega T_{S1}} + \frac{4\pi}{T_{S1}} \cdot \dot{G}_S(0) \cdot \delta(\omega), \quad (\text{ПЗ.2})$$

где $G_S(0)$ – площадь интегрируемого сигнала $s(t)$. Из рис. ПЗ.2 видно, что площадь сигнала $s(t)$ равна нулю: $G_S(0) = 0$.

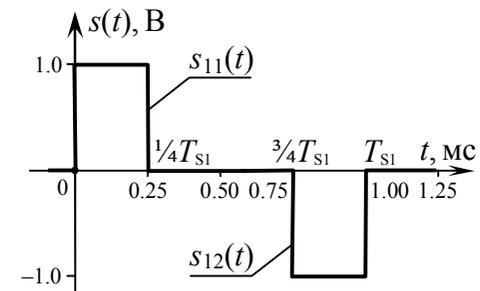


Рис. ПЗ.2. Производная огибающей амплитуд

Известно, что комплексная спектральная плотность прямоугольного импульса $\text{rect}(t/\tau)$ (рис. ПЗ.3) описывается простым выражением, содержащим функцию sinc: $\tau \cdot \text{sinc}(\omega \cdot \tau/2)$ [1].

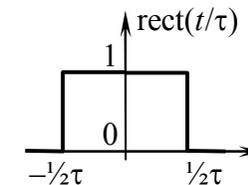


Рис. ПЗ.3. Импульс типа rect

Тогда спектральная плотность импульса $s_{11}(t)$ положительной полярности (см. рис. ПЗ.2) амплитудой A_{S1} длительности $1/4 T_{S1}$, запаздывающего на время $1/8 T_{S1}$ относительно на-

чала координат, согласно теоремам запаздывания и подобия [1] может быть определена как

$$\dot{G}_{S11}(\omega) = A_{S1} \cdot \frac{T_{S1}}{4} \cdot \text{sinc}\left(\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) \cdot \exp\left(-j\omega \frac{T_{S1}}{8}\right).$$

Спектральная плотность импульса отрицательной полярности $s_{12}(t)$ (см. рис. ПЗ.2), смещенного относительно $t=0$ на величину $7/8 T_{S1}$, записывается по аналогии как

$$\dot{G}_{S12}(\omega) = -A_S \cdot \frac{T_S}{4} \cdot \text{sinc}\left(\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) \cdot \exp\left(-j\omega \cdot 7 \frac{T_{S1}}{8}\right).$$

Спектральная плотность сигнала $s(t)$ есть сумма спектральных плотностей составляющих его импульсов:

$$\dot{G}_S(\omega) = A_S \cdot \frac{T_S}{4} \cdot \text{sinc}\left(\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) \cdot \left[\exp\left(-j\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) - \exp\left(-j\omega \cdot 7 \frac{T_{S1}}{8}\right) \right],$$

которая после несложных преобразований принимает вид

$$\dot{G}_S(\omega) = j\omega \cdot 3A_{S1} \cdot \left(\frac{T_{S1}}{4}\right)^2 \cdot \text{sinc}\left(\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) \cdot \text{sinc}\left(3\omega \frac{T_{S1}}{8}\right) \times \exp\left(-j\omega \frac{T_{S1}}{2}\right). \quad (\text{ПЗ.3})$$

На основе полученного выражения с учетом формулы (ПЗ.2) искомая комплексная спектральная плотность сигнала $A_1(t)$ как функция циклической частоты определяется следующим выражением

$$\dot{G}_{A1}(f) = \frac{3A_{S1} \cdot T_{S1}}{4} \times \text{sinc}\left(\pi f \frac{T_{S1}}{4}\right) \cdot \text{sinc}\left(3\pi f \frac{T_{S1}}{4}\right) \cdot \exp(-j\pi f T_{S1}). \quad (\text{ПЗ.4})$$

Спектральная плотность амплитуд рассматриваемого сигнала как модуль его комплексной спектральной плотности

$$G_{A1}(f) = \frac{3A_S \cdot T_S}{4} \cdot \left| \text{sinc}\left(\pi f \frac{T_S}{4}\right) \cdot \text{sinc}\left(3\pi f \frac{T_S}{4}\right) \right| \quad (\text{ПЗ.5})$$

изображена графически на рис. ПЗ.4. Наиболее важные значения спектральной плотности амплитуд огибающей амплитуд радиосигнала приведены в табл. ПЗ.1.

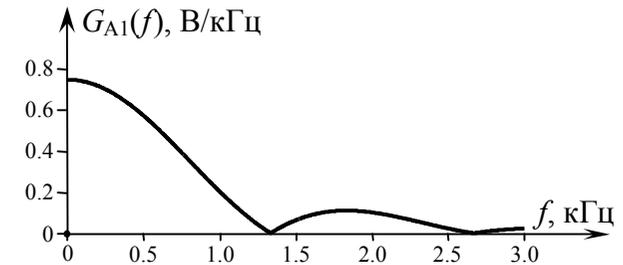


Рис. ПЗ.4. Спектральная плотность амплитуд огибающей амплитуд радиосигнала $A_1(t)$

Таблица ПЗ.1 – Значения спектральной плотности амплитуд огибающей амплитуд радиосигнала $A_1(t)$

f , кГц	0.00	0.50	1.00	1.33	1.84	2.67	3.09
$G_{A1}(f)$, В/кГц	0.750	0.573	0.203	0.00	0.110	0.00	0.023

Спектр фаз огибающей амплитуд радиосигнала $A_1(t)$ как аргумент комплексной спектральной плотности описывается выражением:

$$\Psi_{A1}(f) = -\pi f T_{S1} + \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \text{sign} \left[\text{sinc}\left(\pi f \frac{T_{S1}}{4}\right) \cdot \text{sinc}\left(3\pi f \frac{T_{S1}}{4}\right) \right] \right), \quad (\text{ПЗ.6})$$

где $\text{sign}(n) = \begin{cases} +1, & n > 0 \\ -1, & n < 0. \end{cases}$

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

АППРОКСИМАЦИЯ ВАХ НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИЕЙ

При теоретическом анализе нелинейных радиотехнических цепей (усилителей, модуляторов, детекторов и др.), работающих в режиме большого сигнала (с отсечкой тока), возникает необходимость в аппроксимации ВАХ нелинейного сопротивления (диода, транзистора), на основе которого реализована цепь, кусочно-линейной функцией.

Рассмотрим численную реализацию методики аппроксимации ВАХ нелинейного сопротивления кусочно-линейной функцией с одним изломом:

$$i = \begin{cases} 0, & u < U_H \\ S \cdot (u - U_H), & u \geq U_H, \end{cases}$$

где U_H – напряжение, соответствующее точке излома, S – крутизна характеристики на возрастающем участке. Задача аппроксимации будет решена, если удастся найти пару значений S, U_H , обеспечивающую наилучшее совпадение истинной ВАХ элемента и аппроксимирующей функции. Критерием приближения является минимум среднеквадратической ошибки.

Для численного решения задачи требуется располагать значениями ВАХ нелинейного элемента: множеством значений воздействующего напряжения и соответствующих им значений токов. Такой массив данных может быть получен (в статическом режиме) экспериментальным путем или на основе имитационного моделирования в схемотехническом симуляторе, библиотека компонентов которого содержит модель рассматриваемого элемента.

Итак, пусть имеется массив данных о ВАХ нелинейного элемента: u_m и i_m , где $m = 0 \dots N$, N – объем данных (число выбранных точек ВАХ). Тогда алгоритм решения задачи аппрок-

симации, описанный в [10], может быть математически формализован следующим образом:

1) полагая, что напряжение излома U_H последовательно принадлежит интервалу от u_{M-1} до u_M ($M = 1, 2 \dots$), выполнить в каждом таком случае линейную аппроксимацию характеристики для всех контрольных точек, удовлетворяющих неравенству $u_m \geq u_M$; оптимальные параметры такой линейной аппроксимации могут быть рассчитаны по приведенным ниже формулам:

$$S = \frac{\sum_{m \geq M} u_m \cdot i_m - (1/K) \cdot \sum_{m \geq M} u_m \cdot \sum_{m \geq M} i_m}{\sum_{m \geq M} u_m^2 - (1/K) \cdot \left(\sum_{m \geq M} u_m \right)^2}, \quad U_H = \frac{1}{K} \cdot \left(\sum_{m \geq M} u_m - \frac{1}{S} \cdot \sum_{m \geq M} i_m \right),$$

где K – число учитываемых контрольных точек (удовлетворяющих условию $u_m \geq u_M$);

2) оставить для дальнейшего рассмотрения лишь те варианты, для которых расчетное значение U_H оказалось соответствующим сделанному предположению, и рассчитать для каждого из них величину среднеквадратической ошибки приближения по формуле:

$$\Delta_{\Sigma} = \sum_{u_m \geq u_H} [i_m - S \cdot (u_m - U_H)]^2 + \sum_{u_m < u_H} i_m^2.$$

3) из всех рассмотренных в предыдущем пункте вариантов выбрать один – с наименьшим значением итоговой погрешности Δ_{Σ} .

Решим задачу аппроксимации статической проходной ВАХ транзистора 2N3904, включенного по схеме с общим эмиттером. Пусть дополнительно в цепь эмиттера транзистора включено сопротивление обратной связи. На рис. П4.1 показана схема измерения проходной ВАХ рассматриваемого транзистора, реализованная в симуляторе Electronics Workbench. Источник V1 обеспечивает подачу на базу входного постоянного напряжения, источник V2 – питание коллекторной цепи. В цепи

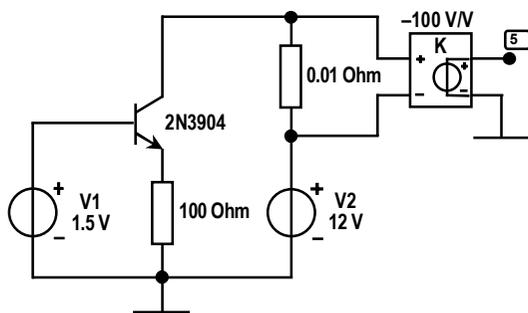


Рис. П.4.1. Схема измерения проходной ВАХ транзистора в симуляторе Electronics Workbench

коллектора имеется малое по величине сопротивление, напряжение с которого снимается и подается на вход усилителя "К". Коэффициент усиления последнего подобран так, чтобы значение напряжения на его выходе с точностью до размерности совпало со значением тока коллектора. В ноде 5, таким образом, величина напряжения численно равна величине постоянного коллекторного тока.

В целях автоматизации процесса снятия проходной ВАХ достаточно активировать команду "Parameter Sweep..." меню "Analysis". При ее выполнении в соответствии с параметрами, указанными на рис. П4.2,а напряжение источника V1 автоматически изменяется от 0.3 до 1.2 В с шагом 0.001 В; при этом каждый раз производится измерение постоянного напряжения в ноде 5. Результат выполнения команды выводится в окне, показанном на рис. П4.2,б. Для сохранения результатов моделирования достаточно нажать кнопку "Save As" панели окна "Analysis Graphs". Симулятор автоматически формирует файл (в ASCII-кодах) с расширением "txt", содержащий текстовый комментарий и числовые данные в двух столбцах. В первом столбце приводятся значения варьируемой величины (входного напряжения), во втором указываются значения напряжения (в данном случае – выходного тока) в заданной ноде. Создан-

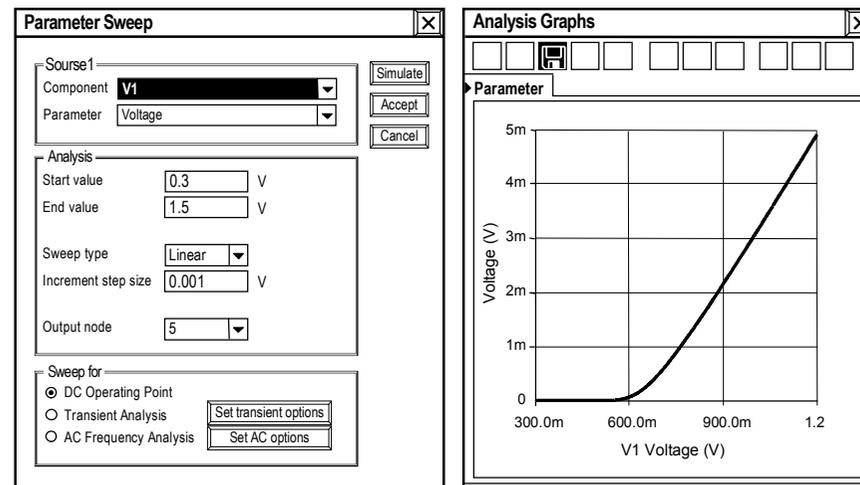


Рис. П4.2. Иллюстрация к автоматизации процесса снятия проходной ВАХ транзистора в симуляторе Workbench

ный симулятором файл следует открыть, удалить текстовый комментарий (первые пять и последние три строки файла) и сохранить вновь как текстовый файл с расширением "prn".

На основе представленных выше аналитических соотношений разработана программа в системе компьютерной математики MathCAD (рис. П4.3). Для проведения численной аппроксимации достаточно создать файл с указанной программой, сохранить его в ту же папку, что и текстовый файл с результатами моделирования ВАХ и произвести расчет.

Искомые значения напряжения излома ВАХ (U_H) и крутизны наклонного луча (S) выводятся программой на экран как " U_{Hn} " и " S_n ". Из рис. П4.3 видно, что значения U_H, S , обеспечивающие наилучшее совпадение ВАХ транзистора, показанной на рис. П4.2,б, и аппроксимирующей функции, составляют 644 мВ и 8.69 мА/В соответственно. Если постоянное напряжение смещения, обеспечивающее положение рабочей точки на проходной ВАХ транзистора, равно $U_{B0} = 0.5$ В, а на базу транзис-

**ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ СПЕКТРА ОТКЛИКА
НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ**

Как известно, при воздействии напряжения негармонической формы на нелинейное сопротивление спектр отклика (тока) чрезвычайно богат и содержит помимо гармоник с частотами, кратными частотам воздействия, бесконечное число комбинационных составляющих. Аналитический расчет спектра тока крайне усложняется при обогащении спектрального состава воздействующего напряжения и учетом истинной формы ВАХ сопротивления, которая в пределах рабочего участка не может быть точно описана простыми аппроксимациями (полиномиальной или полигональной). В большинстве практически важных случаев численный расчет является единственно возможным способом изучения спектра тока.

На рис. П5.1 приведена программа для численного расчета спектра тока нелинейного сопротивления, реализованная в системе компьютерной математики MathCAD. Программа позволяет производить расчет при сколь угодно сложном воздействии и ВАХ любой (произвольной) формы. Исходными данными для расчета являются:

1) значения напряжений u_m и соответствующих им токов i_m в конечной совокупности точек ($m = 0 \dots N$) ВАХ нелинейного сопротивления; данные считываются из текстового файла, имеющего структуру, подобную описанной в прил. 4; методика получения массива данных о ВАХ имитационным моделированием в симуляторе Electronics Workbench (на примере транзистора) изложена в прил. 4;

2) аналитическое выражение воздействующего на нелинейное сопротивление напряжения $u_{\Sigma}(t)$, представляющего собой сумму постоянного напряжения смещения и меняющегося

```

Matrix:=READPRN("Res.prn")
u:=Matrix<0>    i:=Matrix<1>
N:=rows(u)    j:=0, 2..N-3

Sj:=
$$\frac{\sum_{m=j}^{N-1} u_m \cdot i_m - \frac{1}{N-j} \cdot \sum_{m=j}^{N-1} u_m \cdot \sum_{m=j}^{N-1} i_m}{\sum_{m=j}^{N-1} (u_m)^2 - \frac{1}{N-j} \cdot \left( \sum_{m=j}^{N-1} u_m \right)^2}$$


Unj:=
$$\frac{1}{N-j} \cdot \left( \sum_{m=j}^{N-1} u_m - \frac{1}{S_j} \cdot \sum_{m=j}^{N-1} i_m \right)$$


Δj:=
$$\sum_{m=j}^{N-1} [i_m - S_j \cdot (u_m - Un_j)]^2 + \sum_{m=0}^j (i_m)^2$$


n:=
$$\begin{cases} \Delta \Delta \leftarrow \max(\Delta) \\ \text{for } j \in 0, 2 \dots N-3 \\ \quad | n \leftarrow j \text{ if } \Delta_j \leq \Delta \Delta \\ \quad | \Delta \Delta \leftarrow \Delta_j \text{ if } \Delta_j \leq \Delta \Delta \\ \quad n \end{cases}$$


Un_n=0.644    Sn=8.69·10-3
    
```

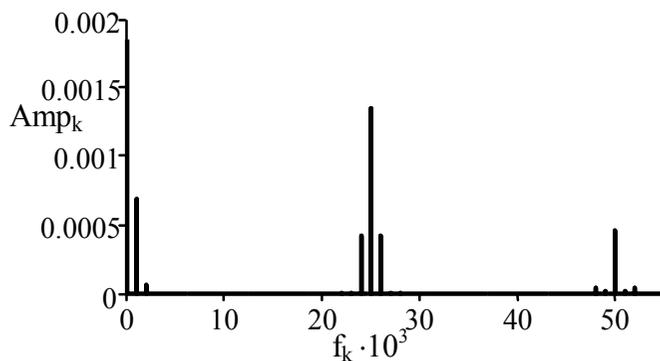
Рис. П4.3. Программа поиска оптимальных параметров аппроксимации ВАХ

тора подано гармоническое колебание амплитудой $U_B = 0.25$ В, то угол отсечки тока будет равен $\Theta \approx 55^\circ$. При таких условиях амплитуда первой гармоники I_{K1} коллекторного тока составит $8.69 \cdot 0.25 \cdot \gamma_1(55^\circ) \approx 340$ мкА. Данный результат на 18% лучше результата 450 мкА, полученного непосредственно по ВАХ графическим методом трех ординат.

```

Matrix:=READPRN("Res.prn")
u:=Matrix<0>      i:=Matrix<1>      N:=rows(u)
Spline:=cspline(u,i)
Vach(x):=interp(Spline,u,i,x)
U0:=0.64      Uω:=0.32      UΩ:=0.16
f0:=25·103      F:=103
uΣ(t):=U0+Uω·cos(2·π·f0·t)+UΩ·cos(2·π·F·t)
K:=217      j:=0..K-1      N:=200      T:=1/F
tj:=j·N/K·T      Ij:=Vach(uΣ(tj))      A:=FFT(I)
k:=0.05·K      fk:=k/N·T      Ampk:=2·|Ak|

```



```

n:=
| for k ∈ 0..0.5·K
|   | n ← -k if Δj ≤ ΔΔ
|   | break if fj = f0 + F
| n
      Ampn · 103 = 0.423

```

Рис. П5.1. Программа численного расчета спектра

во времени колебания; в качестве примера переменного воздействия рассмотрено бигармоническое напряжение; обратите внимание на то, чтобы мгновенные значения воздействующего напряжения не выходили за пределы рабочего участка ВАХ.

Для аналитического описания ВАХ в пределах рабочего участка использована интерполяция кубическим сплайном, что позволяет рассчитывать значения тока нелинейного элемента не только в контрольных точках ВАХ, но и при любых промежуточных значениях текущего напряжения. После расчета на большом интервале времени значений тока, вызванного заданным воздействием, оцениваются амплитуды спектральных составляющих тока на разных частотах с использованием стандартной процедуры БПФ. Учтите, что интервал времени T (см. рис. П5.1) должен определяться наименьшей частотой составляющей воздействия (при его периодическом характере) или его длительностью (при непериодической форме).

Из рис. П5.1 видно, что при воздействии на вход транзистора, проходная ВАХ которого показана на рис. П4.2,б, напряжения $u_{\Sigma}(t) = 0.64 + 0.32 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot t) + 0.16 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot t)$, В спектр коллекторного тока в полосе частот 24...26 кГц содержит составляющие практически неискаженного АМС с несущей частотой 25 кГц и частотой модуляции 1 кГц. Амплитуда несущего колебания составляет 1.35 мА, амплитуда боковых – 0.423 мА, коэффициент модуляции – 0.63.

Данную методику спектрального анализа легко адаптировать для исследования воздействия строго гармонического напряжения на нелинейное сопротивление. Так, если приложенное к транзистору (ВАХ на рис. П4.2,б) напряжение имеет вид $u_{\Sigma}(t) = 0.5 + 0.25 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot t)$, В, то амплитуда первой гармоники тока по итогам численного расчета составляет 362 мкА, тогда как метод угла отсечки, опирающийся на описание ВАХ кусочно-линейной функцией, дает несколько другой и, очевидно, менее точный результат – 340 мкА (см. прил. 4).

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

ОСНОВЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ В MICROCAP

П6.1. Общие указания по составлению схем

Большая часть моделей элементов электрических схем и устройств, необходимых для создания и проведения имитационного моделирования транзисторного усилителя содержится в инструментальной панели Component. Полный перечень всех моделей, с которыми позволяет работать MicroCap, можно найти в меню Component (рис. П6.1), где нас будут интересовать лишь подменю Analog Primitives и Analog Library. Остальные компоненты могут быть рассмотрены самостоятельно.

После того, как нужный элемент выбран, его необходимо мышкой переместить в нужное место на рабочем схемном поле. В автоматически появившемся окне (может быть вызвано двойным левым нажатием мышки) в графе Value следует указать номинальное значение выбранного элемента, либо, активировав строку Model, выбрать необходимую модель, к примеру, транзистора, из предложенного справа перечня.

Для ввода значений номиналов элементов, определяемых величиной $10^{\pm k}$, где $k=3, 6, 9$ и т.д. (кОм, пФ, МГц и др.) в MicroCap предусмотрены стандартные обозначения физических величин, производных от основных единиц системы СИ (см. табл. П6.1). В соответствии с этим, к примеру, значение сопротивления 0.5 кОм может задаваться в строке Value окна параметров резистора как 0.5K. Внимание! В качестве знака, отделяющего целую и дробную части числа используется только точка! Пробела между числовым значением номинала и буквой, определяющей соотношение с системной единицей измерения быть не должно!

В графе Part следует указать позиционное обозначение элемента, используемое при моделировании как идентифика-

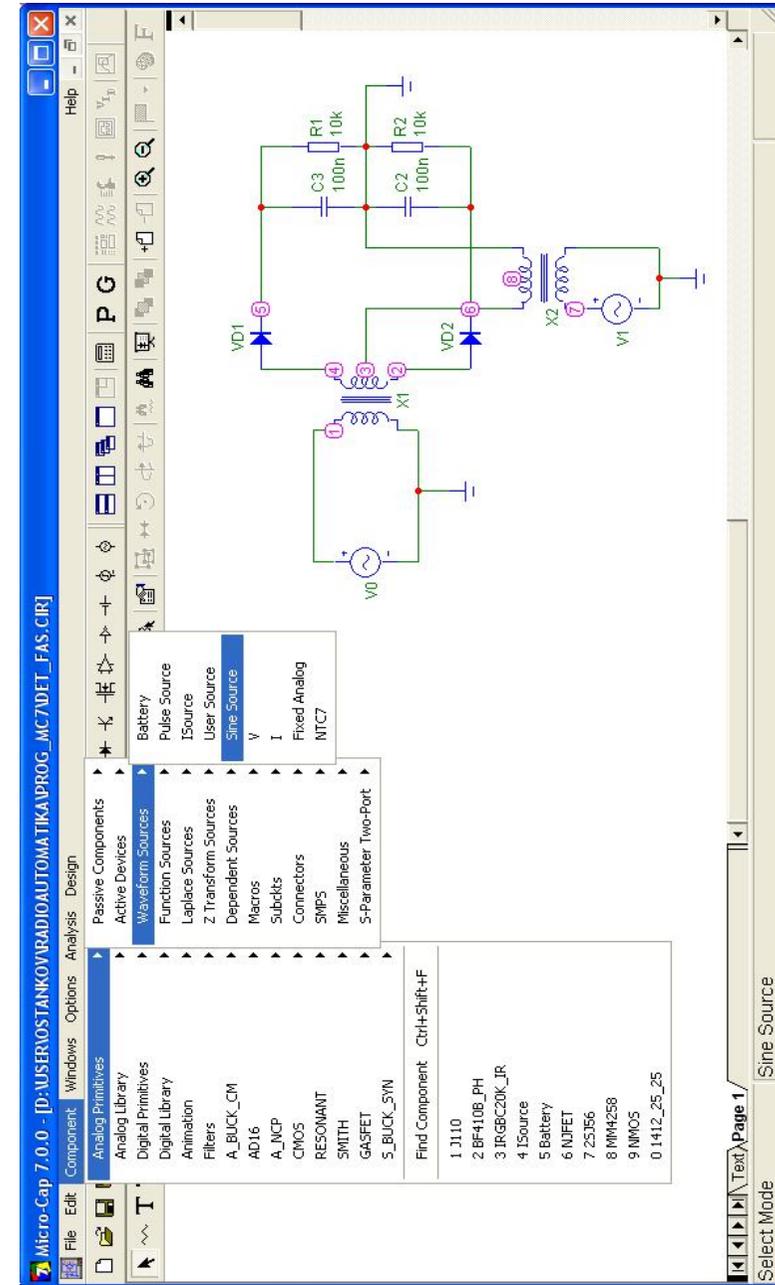


Рис. П6.1. Внешний вид рабочего окна симулятора MicroCap

Таблица П6.1

Обозначения производных единиц измерения в MicroCap

Приставка к единице измерения в СИ	Соотношение с основной единицей	Обозначение в симуляторе MicroCap
пико	10^{-12}	P
нано	10^{-9}	N
микро	10^{-6}	U
мили	10^{-3}	M
кило	10^{+3}	K
мега	10^{+6}	MEG

тор элемента, располагаемый на поле схемы. Чтобы повернуть графическое обозначение элемента, необходимо выделить элемент указателем мышки (его графическое обозначение при этом изменит цвет), и нажатием кнопок Rotate, Flip Vertical или Flip Horizontal на панели инструментов установить элемент в требуемое положение.

Элементы соединяются линиями (проводниками), режим изображения которых включается кнопками  (Wire Mode) или  (Diagonal Wire Mode). Для проверки соединений в узловых точках нажмите кнопку , и на экране появятся точки узлов с их номерами.

После формирования схемы цепи необходимо задать точку нулевого потенциала с помощью символа «земля», который можно отыскать в инструментальной панели или в меню Component / Analog primitives / Connectors / Ground.

В любом случае перед работой в симуляторе полезно запустить и просмотреть демонстрацию возможностей пакета MicroCap: Help / General Demo.

П6.2. Построение вольтамперных характеристик активного элемента

Так как в проектируемом усилителе предусматривается, как правило, включение биполярного (полевого) транзистора по схеме с общим эмиттером (с общим истоком), то соответственно и все его вольтамперные характеристики должны быть получены именно для такой схемы включения.

Семейство выходных характеристик биполярного транзистора получают при различных значениях тока базы, для чего к базе транзистора необходимо подключить источник тока, модель которого находится в меню Component \ Analog Primitives \ Waveform Sources \ ISource. К коллектору транзистора при этом необходимо подключить источник напряжения – Component \ Analog Primitives \ Waveform Sources \ Battery (рис. П6.2,а). Чтобы снять семейства входных и проходную характеристику к базе биполярного транзистора подключается источник напряжения (рис. П6.2,б).

У полевых транзисторов ток затвора пренебрежимо мал, поэтому для описания полевых транзисторов используют только проходную и выходную характеристики. Для их получения к затвору и стоку транзистора подключаются источники напряжения (рис. П6.2,в). Семейство выходных характеристик получают при различных значениях напряжения на затворе.

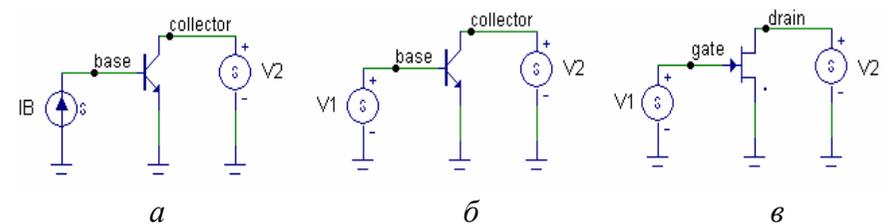


Рис. П6.2. Схемы измерения ВАХ: а – выходной (БТ); б – входной и проходной (БТ); в – выходной и проходной (ПТ)

При реализации схемы измерения ВАХ необходимо по мере появления элементов на поле схем указывать их модели (для транзисторов), номинальные значения основных параметров (для источников тока и напряжения), а также позиционные обозначения (графа Part окна параметров). К примеру, биполярный транзистор по умолчанию может быть позиционирован как Q1, а полевой – J1.

В табл. П6.2 приведены названия выводов, токов и напряжений транзисторов и соответствующие им обозначения в MicroCap, которые необходимо знать при изучении свойств используемого активного элемента.

Таблица П6.2

Термины MicroCap, имеющие отношения к транзисторам

Биполярный транзистор		Полевой транзистор	
БТ	BJT	ПТ	JFET
база	base	затвор	gate
эмиттер	emitter	исток	source
коллектор	collector	сток	drain
$u_{БЭ}$	Vbe	$u_{зи}$	Vgs
$u_{КЭ}$	Vce	$u_{си}$	Vds
$u_{БК}$	Vbc	$u_{зс}$	Vgd
$i_{Б}$	Ib	$i_{с}$	Id
$i_{К}$	Ic	$i_{и}$	Is
$i_{Э}$	Ie		

Далее следует указать позиционные обозначения (Part) и номинальные значения (Value) источников: тока – например, IВ и 1мА, напряжения, подключенного к базе (затвору) – V1 и 1 В, коллектору (стоку) – V2 и 15 В, см. рис. П6.2).

После того, как схема измерения соответствующей ВАХ собрана, для осуществления моделирования необходимо активировать меню Analysis, позволяющее осуществить целый ряд исследований:

Transient – анализ переходных процессов;

AC – анализ частотных характеристик;

DC – анализ по постоянному току;

Dynamic DC – расчет режима по постоянному току и его динамическое отображение на схеме;

Transfer Function – расчет передаточных функций по постоянному току;

Sensitivity – расчет чувствительности схемы по постоянному току;

Probe Transient – анализ переходных процессов и отображение в режиме Probe;

Probe AC – анализ частотных характеристик и отображение в режиме Probe;

Probe DC – анализ по постоянному току и отображение в режиме Probe.

В нашем случае следует выбрать подменю DC, после чего появится окно параметров анализа. Ниже на рис. П6.3 приведен типовой вид окна с внесенными туда параметрами для построения выходных ВАХ биполярного транзистора.

В блок Sweep окна на рис. П6.3 вносятся параметры изменения 2-х переменных:

1) Variable1 – первая независимая переменная, значения которой собственно будут откладываться по оси абсцисс получаемой ВАХ, в данном случае это напряжение между коллектором и общим эмиттером; в графе Method определяется способ изменения этой переменной, в графе Name – позиционное обозначение источника, обеспечивающего существование указанного напряжения (V2); в графе Range задаются параметры изменения переменной в формате max,min,step – соответст-

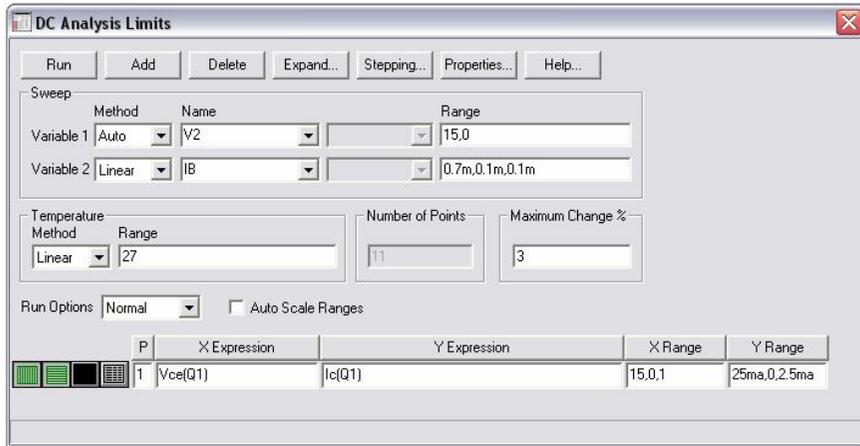


Рис. Пб.3. Окно параметров анализа по постоянному току

венно максимальное, минимальное значение и шаг, который в нашем случае определяется автоматически; параметр max в данном случае рекомендуется задавать, равным не более U_{Kmax} – максимально допустимого напряжения на коллекторном переходе;

2) Variable2 – вторая переменная, вариация которой обеспечивает получение нескольких ветвей ВАХ; при снятии выходных ВАХ БТ такой переменной является ток базы; в поле Name соответственно указано обозначением источника тока (IB); графа Range заполняется в том же формате, но для этой переменной значение step будет определять то, с каким интервалом будут построены ветви семейства ВАХ (рекомендуется выбирать по формуле $step = (max - min)/10$).

В поле X Expression вводится обозначение первой независимой переменной в формате V(Q) или I(Q), где V – напряжение (см. табл. Пб.2) между соответствующими выводами активного элемента Q, а I – ток одного из выводов. В графу Y Expression в таком же формате вносится зависимая переменная. X Range и Y Range заполняются также, как и графа Range в блоке Sweep. Значения max и min имеют смысл границ по-

строения координатных осей X и Y, а step определяет период сетки. С нажатием кнопки Run происходит анализ моделируемой цепи и построение требуемых графиков. Ниже (табл. Пб.3) представлены некоторые полезные сведения, облегчающие заполнение полей окна параметров анализа.

Таблица Пб.4

Сведения, необходимые при заполнении окна на рис. Пб.3

Параметры	Выходные ВАХ		Проходные ВАХ		Входная ВАХ
	БТ	ПТ	БТ	ПТ	
тип транзистора	БТ	ПТ	БТ	ПТ	БТ
Variable1 Name	V2	V2	V1	V1	V1
Variable2 Name	IB	V1	V2	V2	V2
Y Expression	Vce(Q1)	Vds(J1)	Vbe(Q1)	Vgs(J1)	Vbe(Q1)
X Expression	Ic(Q1)	Is(J1)	Ic(Q1)	Is(J1)	Ib(Q1)
Примечание: в поле Method блока Sweep для Variable1 целесообразно указывать Auto, а для Variable2 – Line.					

Приведенные в табл. Пб.3 сведения соответствуют биполярному *n-p-n* транзистору и полевому транзистору с каналом *n*-типа. Для других типов транзисторов (*p-n-p* биполярный транзистор или полевой с каналом *p*-типа) в графах Y Expression и X Expression указываются те же обозначения напряжений и токов, но со знаком минус. Схемы для получения ВАХ остаются те же, но источники токов и напряжений подключаются к транзистору отрицательными выводами.

Остальные параметры DC в данной курсовой работе практически не задействованы и при необходимости могут быть изучены и освоены самостоятельно.

П6.3. Анализ схемы усилителя по постоянной составляющей

Собрав схему усилителя и задав значения всех элементов, которые были рассчитаны ранее, необходимо скорректировать положение рабочей точки, которое в большинстве случаев может отличаться от ожидаемого (расчетного). При корректировке необязательно подавать на вход каскада какой-либо радиосигнал, так как нас интересуют значения только постоянных токов и напряжений.

Для анализа схемы по постоянному току выбрать в меню Analysis подпункт Dynamic DC. После нажатия кнопки Node Numbers, которая находится на функциональной панели, появятся номера соответствующие отдельным узлам, которые MicroCap определяет автоматически, выделяя точки схемы с разными потенциалами. Значения этих потенциалов отображаются на схеме после нажатия кнопки Node Voltages на той же панели. Стоит помнить, что эти значения соответствуют именно потенциалам узлов! Чтобы определить напряжение между двумя узлами с разными значениями потенциалов, необходимо вычесть одно значение из другого. Для отображения направления протекания и значения постоянных токов в разных ветвях схемы необходимо нажать кнопку Currents.

Положение рабочей точки на ВАХ активного элемента определяется четырьмя параметрами: например, для биполярного транзистора – это постоянные ток базы (I_b) и ток коллектора (I_c), постоянное напряжение база-эмиттер ($U_{бэ}$) и напряжение коллектор-эмиттер ($U_{кэ}$). Подстраивая сопротивления резисторов в цепи смещения ($R_{д1}$ и $R_{д2}$), следует добиться того, чтобы указанные выше токи и напряжения были максимально близки по значению к расчетным.

В дальнейшем при моделировании могут понадобиться следующие функциональные кнопки:

Powers – отображаются значения мощностей, рассеиваемых в ветвях и элементах (особое внимание обратить на мощность, рассеиваемую транзистором – недопустимо превышение максимально возможной, значение которой является справочной величиной транзистора P_{Kmax});

Conditions – на схеме отображаются состояния $p-n$ -переходов (LIN – линейный режим, ON – переход открыт, OFF – переход закрыт, SAT – режим насыщения, HOT – превышение допустимой мощности рассеивания).

П6.4. Источники сигналов

Чтобы скорректировать номиналы элементов контура на вход усилителя необходимо подать гармоническое колебание с частотой, равной резонансной частоте усилителя. Модель источника синусоидального напряжения находится в меню MicroCap Analog Primitives\Waveform Sources\Sine Source. В появившемся окне в графе Part указать название источника, например Vrez, а в графе Model – наименование модели. Название источника и модели можно сделать одинаковым. Далее, необходимо заполнить графы параметров источника:

F – частота колебания (задается несущая частота),

A – амплитуда колебания (задается пиковое значение радиоимпульса),

DC – постоянная составляющая сигнала (задается равным 0),

PH – сдвиг фазы (задается равным 0),

RS – сопротивление источника (0.001 Ом или менее),

TAU – время, за которое амплитуда уменьшится в e раз (задается равным 0),

RP – период повторения затуханий (задается равным 0).

В моделирующей программе MicroCap имеется возможность задавать форму и тип сигнала посредством его аналити-

ческого выражения. Для этого, выбрать модель источника сигнала в меню Analog Primitives\Function Sources\NFV. В появившемся окне внести название источника сигнала в графу Part, а в графу Value занести аналитическое выражение сигнала. Для наглядности, можно двойным левым кликом мышки на этой графе вызвать текстовое окно. Если математическое выражение, задающее сигнал, состоит из нескольких выражений, каждое из которых определяет сигнал лишь на определенном промежутке времени, то формат заполнения графы будет следующим:

$$(t \leq t_1) * f_1(t) + (t_1 < t \text{ and } t \leq t_2) * f_2(t) + (t_2 < t \text{ and } t \leq t_3) * f_3(t) + \dots$$

где t_1, t_2, t_3, \dots – метки времени, определяющие границы интервалов на которых сигнал задается функциями f_1, f_2, f_3, \dots соответственно. Ниже приведен пример.

Пусть огибающая модулированного по амплитуде сигнала задается выражением:

$$U_1(t) = \begin{cases} U_{11}(t), & 0 \leq t \leq \tau/2, \\ U_{12}(t), & \tau/2 \leq t \leq \tau \end{cases} = \begin{cases} 1 - \exp[-2 \cdot t/\tau], & 0 \leq t \leq \tau/2, \\ \exp(-8 \cdot t/\tau), & \tau/2 \leq t \leq \tau. \end{cases}$$

Несущая частота радиосигнала равна 2 МГц, а длительность сигнала $\tau = 0.4$ мс. Тогда в MicroCap такой радиоимпульс может быть задан следующим образом:

$$((t \leq 0.2M) * (1 - \exp(-2 * t / 0.4M))) + (0.2M < t \text{ and } t \leq 0.4M) * \exp(-8 * t / 0.4M) * \cos(2 * \text{PI} * 2\text{MEG} * t)$$

В этом же окне нажатием кнопки Plot вызывается отдельное графическое окно с осциллограммой заданного сигнала. Чтобы изменить настройки отображения временной диаграммы, необходимо два раза нажать левой кнопкой мыши в поле графика. В новом появившемся окне параметров в закладке Scales and Formats заполняются основные графы двух блоков – X и Y. Range Low и Range High – соответственно

нижние и верхние границы построения осей, Grid Spacing – период сетки по осям X и Y. Эти параметры определяют лишь координатную плоскость. Каким образом задать временной интервал анализа и построения самого сигнала, описано в следующем пункте.

П6.5. Получение осциллограмм сигналов

Чтобы вывести на экран осциллограмму напряжения или тока в какой-либо точке схемы, предварительно необходимо, нажав кнопку Node Numbers, определить номера необходимых узлов. Далее, выбрать меню Analysis\Transient, после чего появится окно параметров, примерный вид которого представлен ниже на рис. П6.4.

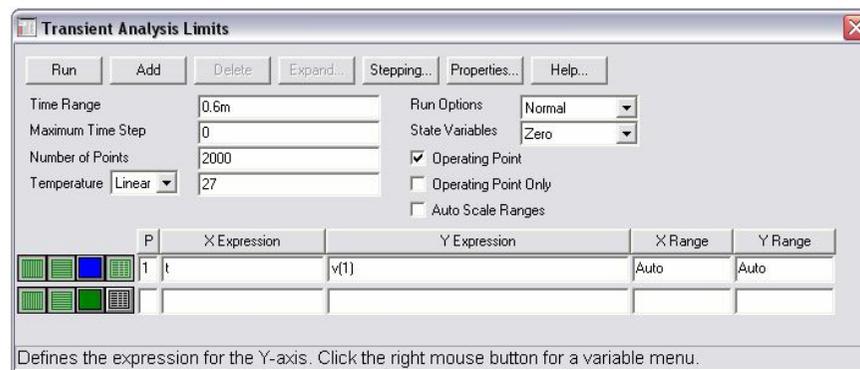


Рис. П6.4. Типовой вид окна параметров меню Transient

В графе Time Range необходимо указать промежутки времени, в течение которого будет проводиться анализ. Заполняется в формате Tmin, Tmax – начальный и конечный моменты времени расчета. По умолчанию Tmin = 0 и его можно не указывать. Отрицательные значения Tmin и Tmax недопустимы. Последний параметр целесообразно задать равным примерно 1.2...1.7 длительности импульса.

Внимание! Именно этот параметр определяет временной интервал анализа при построении осциллограммы сигнала (см. предыдущий пункт) и при анализе переходных процессов в режиме Probe Transient.

В поле Number of Points указывается количество точек анализа, которое определяют его точность, а также время расчета, поэтому выбирать его слишком большим (более 10000) нецелесообразно.

В нижней части окна, в поле X Expression задается независимая переменная, то есть время – T . В графе Y Expression указывается математическое выражение для переменной, откладываемой по оси Y . Если необходимо пронаблюдать за изменением напряжения в некотором узле, то в данное поле вводится выражение $V(N)$, где V – символ, обозначающий напряжение, N – номер узла.

Графы X Range и Y Range определяют максимальные и минимальные значения переменных X и Y соответственно, а также определяют период сетки. Формат заполнения имеет вид max,min,step либо Auto, что означает соответствие указанным выше значениям.

Если необходимо построить несколько осциллограмм, то необходимо нажать кнопку Add в верхней части окна, после чего появится новая строка параметров. Кнопка Delete удаляет строку параметров, на которой установлен курсор. В поле с названием P указывают номер системы координат, в которой будет отображена соответствующая осциллограмма. Если эти номера во всех графах P одинаковые, то все осциллограммы будут построены в одной плоскости.

В некоторых случаях целесообразно пользоваться режимом Probe, для чего в меню Analysis выбрать пункт Probe Transient. Экран будет разделен на два окна: правое будет отображать схему со всеми узлами, а левое будет представлять собой графическое окно. Нажимая правой кнопкой мыши на некото-

рый узел схемы в правом окне, соответствующая этому узлу осциллограмма напряжения будет изображена в левом окне. При повторном нажатии на этот узел осциллограмма пропадет. Возможно отображение нескольких разверток соответствующих разным узлам в одном окне.

Вывод результатов анализа переходных процессов (Analysis\Transient и Probe Transient) может быть осуществлен как графически (см. выше), так и в виде файла, содержащего массивы мгновенных отсчетов времени и соответствующих им отсчетов напряжения или тока. Нажав кнопку Properties (F10) в окне, где построен график, необходимо в появившемся окне настроек выбрать закладку Save Curves. В поле In File указать путь и название сохраняемого файла данных. Расширение файла оставить по умолчанию – *.usr. В этой же папке создать документ математического пакета MathCAD, содержащий следующее:

```
A:=READPRN("name.usr") T:=A<1> U:=A<2>
```

где name – название файла данных[▼];

A – некоторая вспомогательная переменная;

T и U – массивы одинаковой размерности, соответствующие отсчетам времени (T) и напряжения или тока (U), которые в дальнейшем могут использоваться в MathCAD для построения графиков и математической обработки.

Пб.6. Анализ частотных характеристик цепи

Пакет MicroCap позволяет проводить частотный анализ моделируемых схем с получением графиков ненормированных амплитудно-частотной или фазочастотной характеристик любого узла схемы (относительно «земли») либо нормированных характеристики (модуля и аргумента комплексного коэффици-

[▼] Файл данных предварительного редактирования не требует.

ента передачи). При этом на вход должно подаваться гармоническое колебание любой частоты и амплитуды.

Для построения амплитудно-частотной характеристики всего каскада, необходимо определить номера узлов соответствующих входу и выходу схемы. Во всплывающем меню Analysis необходимо выбрать подменю AC. Появившееся окно будет иметь вид, как представленное ниже на рис. П6.5.

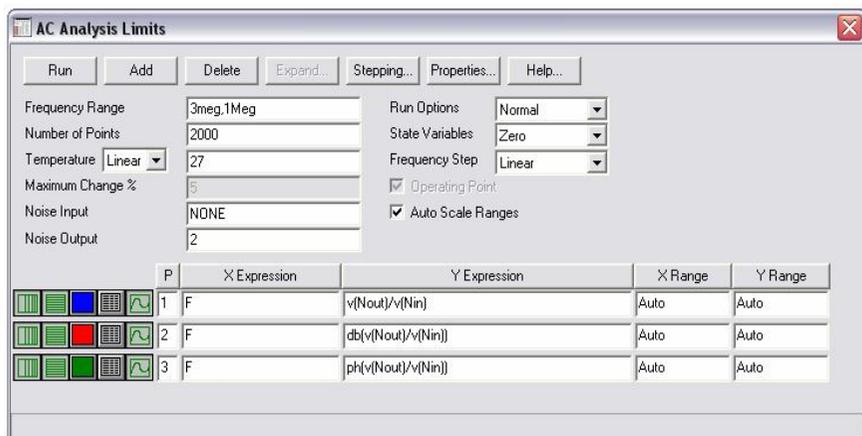


Рис. П6.5 Типовой вид окна настроек меню анализа AC

В строке Frequency Range через запятую вводятся верхняя и нижняя граница интервала частот, в пределах которого будет проведен анализ. Чтобы задать необходимое количество точек анализа, необходимо в графе Frequency Step выбрать из предложенных вариантов пункт Linear, после чего станет активным строка Number of Points, где и следует ввести требуемое значение количества точек. В общем случае нет необходимости выбирать его более 2...3 тысяч. Далее, в графы X Expression вносится символ F, означающее, что переменной, относительно которой будут строиться графики, является частота. Графы Y Expression могут быть заполнены в соответствии с одним из следующих вариантов:

1) $v(Nout)/v(Nin)$ – построение модуля комплексного коэффициента передачи (нормированной амплитудно-частотной характеристики) в относительных величинах;

2) $db(v(Nout)/v(Nin))$ – построение модуля комплексного коэффициента передачи в логарифмических величинах (дБ);

3) $ph(v(Nout)/v(Nin))$ – построение аргумента комплексного коэффициента передачи (фазочастотной характеристики);

Вместо Nout и Nin следует, конечно же, подставить номера соответственно выходного и входного узлов.

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

ФОРМА ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА КУРСОВОЙ РАБОТЫ

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
"ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ" (ФГБОУ ВПО "ВГТУ")

Радиотехнический факультет
Кафедра радиотехники

КУРСОВАЯ РАБОТА

по дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы"

УСИЛЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Расчетно-пояснительная записка

Разработал студент группы

Руководитель	_____	_____
	Подпись, дата	Инициалы, фамилия
Члены комиссии	_____	_____
	Подпись, дата	Инициалы, фамилия
Нормоконтролер	_____	_____
	Подпись, дата	Инициалы, фамилия
Защищена _____	Оценка _____	
дата		

Воронеж 201...

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. "Радиотехника" / С.И. Баскаков. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2000. – 462 с.
3. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / Д.В. Васильев, М.Р. Витоль, Ю.Н. Горшенков и др.; под ред. К.А. Самойло. – М.: Радио и связь, 1982. – 528 с.
4. Зернов Н.В. Теория радиотехнических цепей / Н.В. Зернов, В.Г. Карпов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1972. – 816 с.
5. Останков А.В. Задачник по курсу "Радиотехнические цепи и сигналы": учеб. пособие / А.В. Останков. – 2-е изд., перераб. и доп. – Воронеж: ВГТУ, 2006. Ч. 1. – 165 с.
6. Попов В.П. Основы теории цепей: учеб. для вузов / В.П. Попов. – 4-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2003. – 575 с.
7. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: учебник для вузов / Г.В. Войшвилло. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
8. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: учеб. пособие / Г.С. Остапенко. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
9. MathCAD 6.0 Plus. Финансовые, инженерные и научные расчеты в среде Windows 95. – М.: Филин, 1997. – 712 с.
10. Токарев А.Б. Нелинейные радиотехнические цепи и цепи с переменными параметрами: учеб. пособие / А.Б. Токарев. – Воронеж: ВГТУ, 1999. – 100 с.
11. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap 7 / В.Д. Разевиг. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 368 с.

12. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлащук. – М.: Солон-Р, 2001. – 726 с.

13. 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.

14. Останков А.В. Дискретизация сигналов с заданной погрешностью восстановления: учеб. пособие / А.В. Останков, А.Б. Токарев. – Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2008. – 129 с.

15. СТП ВГТУ 62-2007. Текстовые документы (курсовые работы (проекты), рефераты, отчеты по лабораторным работам, контрольные работы). Правила оформления. – Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2007. – 44 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Задание на курсовую работу.....	4
2. Рекомендуемая последовательность и объем расчетов, выполняемых в рамках курсовой работы	8
2.1. Спектральный анализ радиосигнала на входе усилителя. Расчет эквивалентной полосы пропускания усилителя	8
2.2. Выбор транзистора и схемы усилителя. Расчет режима работы транзистора по постоянной составляющей	11
2.3. Расчет резонансной нагрузки усилителя. Частотные характеристики линейного резонансного усилителя	21
2.4. Аналитический расчет напряжения на выходе усилителя при воздействии на входе заданного сигнала	31
2.5. Численный анализ прохождения радиосигнала через линейный усилитель. Исследование линейных искажений, вносимых при усилении	36
2.6. Характеристики усилителя в нелинейном режиме работы	41
2.7. Проверка результатов расчета методом имитационного моделирования.....	50
2.8. Дополнительное исследование	53
3. Рекомендации к написанию и оформлению пояснительной записки	55
Заключение	60
Приложение 1. Аналитические выражения огибающей амплитуд усиленного радиосигнала	61
Приложение 2. Примерный образец бланка задания на курсовую работу	67

Приложение 3. Пример расчета спектральной плотности сигнала на основе теорем о спектрах	68
Приложение 4. Аппроксимация ВАХ нелинейного сопротивления кусочно-линейной функцией	72
Приложение 5. Численный расчет спектра отклика нелинейного сопротивления	77
Приложение 6. Основы моделирования в MicroCap	80
П6.1. Общие указания по составлению схем.....	80
П6.2. Построение вольтамперных характеристик активного элемента.....	83
П6.3. Анализ схемы усилителя по постоянной составляющей	88
П6.4. Источники сигналов	89
П6.5. Получение осциллограмм сигналов	91
П6.6. Анализ частотных характеристик цепи	93
Приложение 7. Форма титульного листа курсовой работы .	96
Библиографический список	97

Учебное издание

Останков Александр Витальевич

УСИЛЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В авторской редакции

Компьютерный набор А.В. Останкова

Подписано к изданию 05.09.2012.

Объем данных 1,91 Mb

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический
университет»
394026 Воронеж, Московский просп., 14