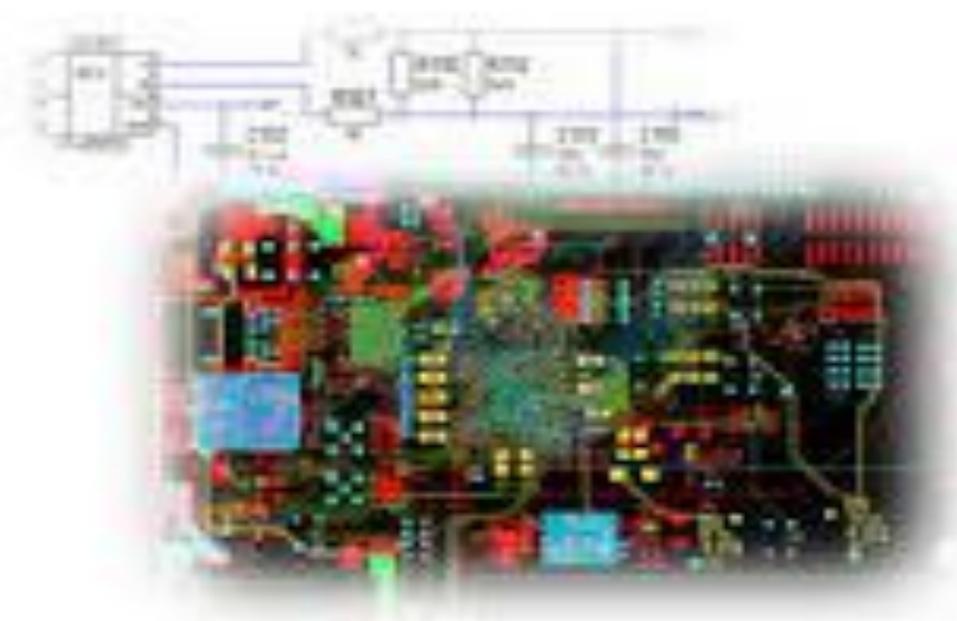


**МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ХАБАРОВСКИЙ ИНСТИТУТ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ (ФИЛИАЛ)
(ХИИК СибГУТИ)
ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ»
(СибГУТИ)**

**Р.М. Данилов
Н.С. Данилова
Н.В. Шульженко**



**ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ
СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**
Учебное пособие
Часть 2

Хабаровск 2024



Данилов Р.М. Программное обеспечение схемотехнических устройств: Учебное пособие. В 2-х частях. Часть 2 / Р.М. Данилов, Н.С. Данилова, Н.В. Шульженко; Под общ. ред. Р.М. Данилова.– Хабаровск: Изд-во ХИИК «СибГУТИ». 2024. – 73 с.

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

Кудряшов А.Б. – доцент, кандидат педагогических наук, доцент кафедры ФГКОУ ВО «ДВЮИ МВД России имени И.Ф. Шилова» (г. Хабаровск)

Прокопцев В.О. – доцент, кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные технологии» ХИИК (филиал) ФГБОУ ВО «СибГУТИ» (г. Хабаровск)

Соломонов К.Н. – профессор, доктор технических наук, Почетный работник сферы образования РФ, профессор кафедры Воронежского филиала ФГБОУ ВО «РГУПС» (г. Воронеж)

Учебное пособие соответствует требованиям федеральных государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования для студентов очной, формы обучения по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

В работе изложены основные понятия программного обеспечения, содержит материалы, соответствующие дисциплине «Программное обеспечение схемотехнических устройств». Рассмотрены полупроводниковые электронные приборы, операционные усилители, автогенераторы, цифровые микросхемы, аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, источники питания, микропроцессорные устройства и т.д.

Помимо аналитических и графических методов расчета в учебном пособии применяется современная программа компьютерного моделирования электронных схем TINA-TI. Эта бесплатная студенческая версия, разработанная компаниями «DesignSoft» и «Texas Instruments», использует Spice модели электронных компонентов и позволяет проводить анализ и проектирование разнообразных аналоговых, цифровых, микропроцессорных и смешанных устройств на современном уровне компьютерных технологий.

Учебное пособие предназначено в первую очередь для студентов и слушателей образовательных учреждений. Оно может быть полезно также практическим работникам, интересующимся вопросами программного обеспечения схемотехнических устройств.

*Издается согласно Плана редакционно-издательской деятельности
ХИИК (филиал) ФГБОУ ВО «СибГУТИ» на 2024 год.*

ISBN 5-86091-117-7

© Данилов Р.М., Данилова Н.С., Шульженко Н.В., 2024.

© ХИИК (филиал) ФГБОУ ВО «СибГУТИ», 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
Тема 12. Основы использования системы «DESIGNLAB» для моделирования радиоэлектронных устройств.....	6
Тема 13. Биполярные транзисторы.....	9
Тема 14. Расчеты на биполярных транзисторах.....	16
Тема 15. Расчет транзисторных усилителей в режиме малого сигнала.....	29
Тема 16. Полевые транзисторы.....	40
Тема 17. Операционные усилители.....	47
Тема 18. Схемотехника нелинейных устройств на операционных усилителях.....	69
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	70
ПЕРЕЧЕНЬ РЕКОМЕНДОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ К ЗАНЯТИЯМ.....	71

ВВЕДЕНИЕ

Всевозможные системы обработки данных состоят из большого количества электронных устройств различного назначения. Эти устройства выполнялись в свое время на отдельных транзисторах, затем на микросхемах малой и средней степени интеграции. В настоящее время практически любую систему можно реализовать в виде большой интегральной схемы (БИС). Но разрабатывать для каждой из великого множества систем свою БИС экономически нецелесообразно. Дело в том, что себестоимость производства микросхем определяет их тираж, который в свою очередь зависит от степени универсальности изделия. Поэтому в настоящее время стараются по возможности унифицировать элементную базу, используя два пути реализации универсального схмотехнического устройства.

Электроника – это наука о взаимодействии заряженных частиц (электронов, ионов) с электромагнитными полями и о методах создания электронных приборов и устройств (вакуумных, газоразрядных, полупроводниковых), используемых в основном для передачи, обработки и хранения информации.

Историю развития электроники можно условно разделить на четыре этапа.

Первый этап относится к концу 19 века и связан с открытием электрона и развитием электровакуумной техники и электронных вакуумных ламп. Началом развития ламповой техники принято считать изобретение русским ученым электротехником Александром Николаевичем Лодыгиным (1847-1923) в 1873 году электрической лампы накаливания с угольным стержнем.

На базе этого изобретения уже в 1883 г. американский инженер Томас А. Эдисон (1847-1931) открыл и описал явление термоэлектронной эмиссии и прохождения электрического тока через вакуум. Русский физик, заслуженный профессор Императорского Московского университета А.Г. Столетов (1839-1896) в 1888 г. открыл основные законы фотоэффекта. Важнейшую роль в развитии электроники сыграло открытие русским ученым, профессором в 1895 г. Александром Сергеевичем Поповым (1859-1906) возможности передачи радиоволн на расстояние. Это открытие дало огромный импульс для развития и внедрения различных электронных приборов в практику. Появился спрос на устройства для генерации, усиления и детектирования электрических сигналов.

Второй этап истории развития электроники охватывает первую половину 20-го века. Этот период характеризуется разработкой и совершенствованием электровакуумных приборов (ЭВП) и систематизированным изучением их физических свойств. В 1904 г. была сделана простейшая двухэлектродная электронная лампа – диод для детектирования электрических колебаний в радиотехнике.

Третий этап относится к концу 40-х и началу 50-х годов и характеризуется бурным развитием дискретных полупроводниковых приборов. Развитию полупроводниковой электроники предшествовали работы в области физики твердого тела. Большие заслуги изучения физики полупроводников принадлежат школе советских физиков, длительное время возглавляемой академиком А.Ф. Иоффе (1880-1960). Теоретические и экспериментальные исследования электрических свойств полупроводников, выполненные советскими учеными: И.В. Курчатовым (1903-1960), В.П. Жузе (1904-1993), В.Г. Лошкаревым (1903-

1973) и другими, позволили создать стройную теорию полупроводников и определить пути их применения.

Одновременно с разработкой новых типов приборов велись работы по совершенствованию технологических методов их изготовления. 50-е годы знаменуются открытиями в области физики твердого тела и переходом к квантовой электронике, приведшей к развитию лазерной техники. Большой вклад в развитие этой отрасли науки и техники внесли советские ученые Н.Г. Басов (1922-2001) и А.М. Прохоров (1916-2002), удостоенные Ленинской (в 1959 г.) и Нобелевской (в 1964 г.) премий.

Четвертый этап развития электроники берет начало в 60-е годы прошлого века. Он характеризуется разработкой и практическим освоением интегральных микросхем, совместивших в едином технологическом цикле производство активных и пассивных элементов функциональных устройств. Уровень интеграции больших интегральных схем (БИС) достигает тысяч элементов в одном кристалле. Освоение выпуска больших и сверхбольших интегральных схем позволило перейти к созданию функционально законченных цифровых устройств – микропроцессоров, рассчитанных на совместную работу с устройствами памяти и обеспечивающих обработку информации и управление по заданной программе.

Схемотехника – научно-техническое направление, охватывающее проблемы анализа и синтеза электронных устройств радиотехники, связи, автоматики, вычислительной техники в целях обеспечения оптимального выполнения ими заданных функций и расчета параметров, входящих в них элементов.

Разработку современных радиоэлектронных устройств и систем управления инженеры выполняют, используя компьютерные программы сквозного проектирования электронных устройств (OrCAD, Proteus, TINA и др.). Эти программы позволяют выполнить разработку схемы устройств, провести анализ работоспособности устройства в различных температурных условиях, выполнить синтез оптимальных параметров, программирование микроконтроллеров, разработать печатные платы и т.д.).

В учебном пособии мы будем использовать моделирование в программной среде TINA, разработанной компанией «DesignSoft» с участием «Texas Instruments». Это позволит наглядно иллюстрировать изучаемые темы и даст студентам эффективный инструмент для экспериментальной проверки расчетов схем и самостоятельных разработок электронных устройств.

Тема 12.

ОСНОВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ «DESIGNLAB» ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Вопросы:

1. Состав и возможности системы схемотехнического моделирования РЭУ DesignLab.
2. Состав системы, назначение и порядок использования программ.
3. Графический редактор многослойных печатных плат MicroSim

Проектирование электронной аппаратуры представляет собой итерационный процесс, состоящий из этапов функционального проектирования, разработки принципиальной схемы, разработки печатной платы, ее изготовления, проведения испытаний, доработки по их результатам принципиальной или функциональной схемы, внесения изменений в печатную плату и т.д., и осуществляемый до тех пор, пока не будут удовлетворены все требования технического задания.

С повышением сложности аппаратуры, переходом к более высоким диапазонам частот, применением смешанных аналого-цифровых устройств число итераций моделирования схем увеличивается.

Связано это с тем, что аналитически трудно учесть паразитные эффекты, присущие как электронным компонентам, так и проводникам печатных плат, и их взаимное влияние. Единственный выход из положения заключается в организации сквозного цикла автоматизированного проектирования аппаратуры, включающего в себя моделирование как идеальной схемы, так и реальной конструкции и ее испытаний при действии различных дестабилизирующих факторов с учетом разброса параметров.

На платформе персональных компьютеров в настоящее время имеется достаточно много систем, обеспечивающих сквозное проектирование радиоэлектронной аппаратуры. Наибольшее распространение среди разработчиков радиоэлектронной аппаратуры получила система DesignLab корпорации MicroSim.

Основу системы DesignLab составляет программа PSpice, которая является наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), разработанной в начале 70-х годов в Калифорнийском университете г. Беркли. Она оказалась очень удачной, с тех пор интенсивно развивается и де-факто стала эталонной программой моделирования аналоговых устройств.

Принятые в ней математические модели полупроводниковых приборов используются во многих аналогичных программах, а списки соединений схемы в формате SPICE поддерживаются большинством систем моделирования РЭУ (Micro-Cap, Dr. Spice, OrCAD, P-CAD, ACCEL EDA, Viewlogic, COM PASS, Design Architect и др.).

Первая версия программы PSpice для IBM PC создана в 1984 г. корпорацией MicroSim. С 2003 г. система DesignLab включена в состав пакета OrCAD. Системы DesignLab, DesignCenter и программа PSpice достаточно известны в России и используются на многих предприятиях промышленности и в технических университетах.

Состав системы, назначение и порядок использования программ

В состав системы DesignLab входят следующие основные программы:

- графический редактор принципиальных схем Schematics;
- программа моделирования аналоговых и цифровых устройств PSpice;
- программа графической обработки результатов моделирования Probe;
- программа создания и редактирования входных сигналов Stimulus Editor;
- графический редактор многослойных печатных плат MicroSim PCBboards.

На рисунке приведена упрощенная структурная схема системы, отражающая взаимосвязь входящих в нее программ. Редактор Schematics позволяет создавать чертежи принципиальных схем в среде Windows и осуществлять запуск других программ (PSpice, PLogic, Probe, StmEd, Parts, Polaris, PSpice Optimizer, PLSyn, XACTstep и PCBboards).

Моделируемая схема может включать следующие типовые компоненты: резисторы, конденсаторы, индуктивности, трансформаторы (в том числе с магнитными сердечниками), диоды (включая стабилитроны и варикапы), биполярные, арсенид-галлиевые, полевые, МОП- и биполярные статически индуцированные транзисторы, ключи, управляемые током и напряжением, линии передачи с потерями, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, цифровые элементы (вентили, триггеры, устройства контроля, запоминающие устройства и программируемые логические матрицы).

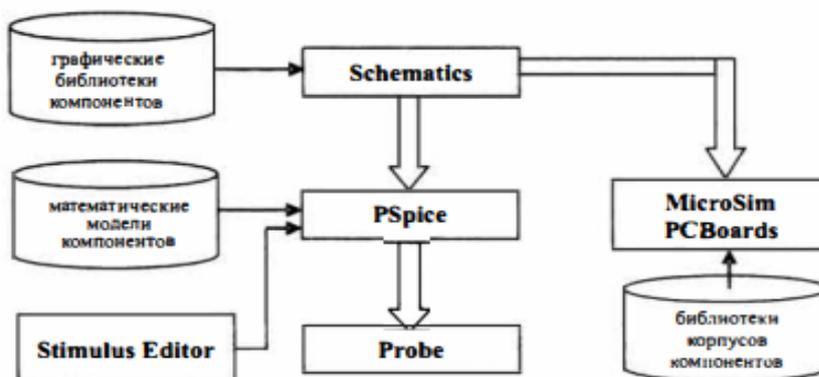


Рисунок 42 – Состав системы «DesignLab»

Кроме того, из этих компонентов можно создать макромодели или иерархические структуры более сложных компонентов и устройств, например, операционных усилителей, компараторов напряжения, регуляторов напряжения и др. Программа PSpice обеспечивает расчет характеристик схемы на основе задания, составленного программой Schematics, и с использованием математических моделей компонентов схем.

Программа Probe выводит на экран результаты моделирования, производит их математическую обработку и отображает в табличной форме их важнейшие характеристики, наносит на графики поясняющие надписи и позволяет получать жесткие копии результатов моделирования в графической форме.

Математические преобразования над графиками заключаются в выполнении арифметических операций, вычислении различных функций, взятии интегралов, расчете спектров, гистограмм, измерении параметров формы графиков, построении зависимостей любой характеристики графика от любого варьируемого параметра схемы.

Редактор входных сигналов Stimulus Editor позволяет просмотреть форму аналоговых и цифровых сигналов, используемых в качестве входных, отредактировать их или создать вновь. С помощью мыши задаются форма аналогового кусочно-линейного сигнала и временные диаграммы логических сигналов.

Графический редактор многослойных печатных плат MicroSim

Графический редактор многослойных печатных плат MicroSim PCBoards позволяет исследовать взаимное влияние компонентов на плате спроектированного устройства и на основе этого оптимизировать их расположение, произвести трассировку схемы (прорисовку электрических соединений компонентов).

При создании принципиальных схем и печатных плат, проведении моделирования, синтеза программируемых логических матриц и выполнении других проектных операций используются разнообразные библиотеки, размещаемые в файлах со следующими расширениями имени:

lib – математические модели компонентов, создаются программой Parts;

slb – символы графических изображений компонентов на схеме, создаются программой Schematics;

plb – информация об упаковке корпусов компонентов, создается программой Schematics;

fib – конструктивы типовых корпусов компонентов, создаются программой PCBoards.

Все эти библиотеки поставляются вместе с системой DesignLab и могут расширяться и дополняться пользователями. Многие фирмы-производители электронных компонентов, например, Analog Devices, Philips, Precision Monolithics, Siemens и др., публикуют сведения о параметрах моделей компонентов в формате SPICE и свободно их распространяют, в частности через Интернет.

Работа с системой DesignLab обычно начинается с создания принципиальной схемы с помощью редактора схем Schematics. Из управляющей оболочки Schematics возможен вызов других модулей системы (их перечень указывается в файле Msim.ini), что не исключает и их автономного запуска.

Выбрав соответствующий режим моделирования, проектировщик запускает программу моделирования PSpice, которая выдает результаты моделирования в графический процессор Probe. Используя различные возможности этой программы, пользователь производит анализ полученных характеристик и корректирует номиналы компонентов схемы, после чего вновь выполняет моделирование для контроля внесенных изменений. По завершении моделирования устройства имеется возможность спроектировать печатную плату. Для этого в программе Schematics сначала выполняется ковка схемы, затем создается список соединений схемы в формате выбранного редактора печатных плат.

Перенос информации о схеме на печатную плату производится в программе MicroSim PCBoards, после задания имени файла соединений (имеет расширение имени .nlf) на поле печатной платы переносятся изображения корпусов компонентов, линии электрических связей. Изготовив печатную плату устройства, проектировщик приступает к физическому моделированию, при этом работа с системой DesignLab заканчивается.

Тема 13. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Вопросы:

1. Конструкция биполярного транзистора, обозначения и схемы включения
2. Схема с общим эмиттером
3. Эквивалентные схемы биполярных транзисторов

Биполярным плоскостным транзистором (bipolar junction transistor – ВJT) называют полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих между собой p-n -перехода.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают n-p-n транзисторы и p-n-p транзисторы. **Транзистор** называется биполярным потому, что физические процессы в нем связаны с движением носителей обоих знаков (свободных дырок и электронов). В транзисторе n-p-n основная проводимость обусловлена электронами. В транзисторе p-n -p основная проводимость обусловлена дырками. Трехслойная структура n-p-n транзистора показана. На рисунке показано условное обозначение n-p-n транзистора, на рисунке – условное обозначение p-n-p – транзистора.

Отметим, что стрелка в изображении транзистора показывает направление тока через него. Биполярный транзистор можно представить в виде двух полупроводниковых диодов, включенных встречно. Средний слой биполярного транзистора называют базой **Б**, один крайний слой называют коллектором **К**, другой крайний слой называют эмиттером **Э**. Толщина слоя базы значительно меньше (примерно в 150 раз), чем толщина слоя коллектора или эмиттера. Легирование базы примесями также значительно меньше (в 10 раз) наружных слоев.

Это уменьшает проводимость материала базы в связи с ограничением числа свободных носителей. Работа транзистора основана на управлении токами электродов в зависимости от приложенных к его переходам напряжений. В линейном режиме приложенное к базе напряжение $U_{БЭ}$ (для n-p-n транзистора $U_{БЭ} > 0$) открывает переход база-эмиттер. Свободные электроны инжектируются из эмиттера в базу, образуя ток эмиттера $I_{Э}$ в цепи эмиттера. Большая часть электронов, инжектированных из эмиттера в базу, втягивается сильным электрическим полем p-n -перехода между базой и коллектором, образуя ток коллектора K_1 в цепи коллектора. Незначительная часть свободных электронов, инжектированных из эмиттера в базу, образует ток $I_{Б}$.

Переменная составляющая входного сигнала $U_{с\sim}$ будет создавать усиленную переменную составляющую тока коллектора $I_{к\sim}$, что обеспечивает усилительные свойства транзистора. В схеме база является общим электродом входной и выходной цепи. Такая схема включения биполярного транзистора называется схемой с общей базой ($O_{Б}$). Для усиления сигналов применяют также схемы включения биполярных транзисторов с общим эмиттером ($O_{Э}$) и общим коллектором ($O_{К}$). В зависимости от полярности напряжений, приложенных к электродам транзистора, различают следующие режимы его работы:

1. линейный (усилительный)
2. насыщения

3. отсечки

4. инверсный

В линейном режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. На схемах n-p-n транзисторов полярности напряжений соответствуют линейному режиму.

В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении.

В режиме отсечки оба перехода смещены в обратном направлении.

В инверсном режиме коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный в обратном.

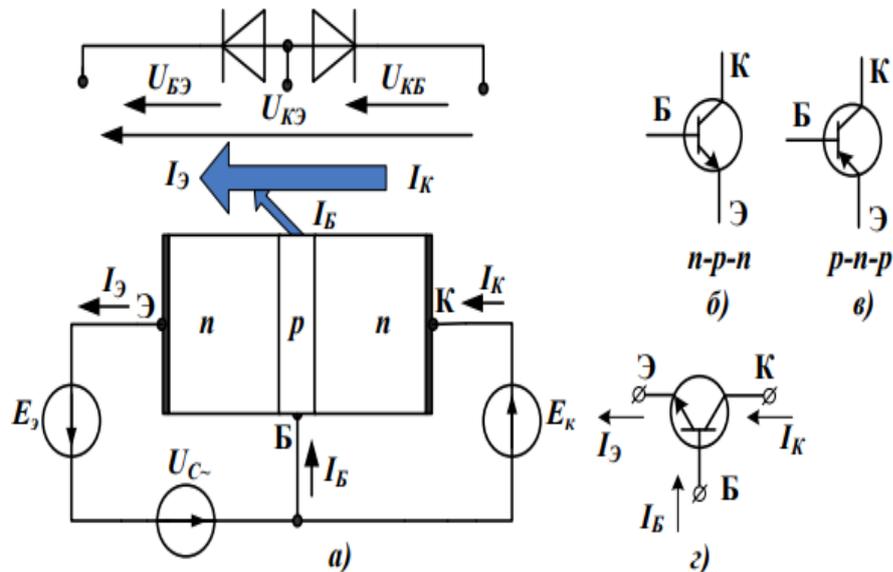


Рисунок 43 – Структура n-p-n транзистора (а), условные обозначения n-p-n транзистора (б) и p-n-p – транзистора, схема включения n-p-n транзистора с общей базой

Для всех схем включения по первому закону Кирхгофа выполняется условие:

$$I_{Э} = I_{К} + I_{Б}.$$

Выразим ток коллектора так:

$$I_{К} = \alpha I_{Э},$$

где, $\alpha = 0,95 - 0,99$. – коэффициент передачи тока эмиттера.

Выразим ток базы:

$$I_{Б} = I_{Э} - I_{К} = \frac{I_{К}}{\alpha} - I_{К} = I_{К} \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) = I_{К} \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right)$$

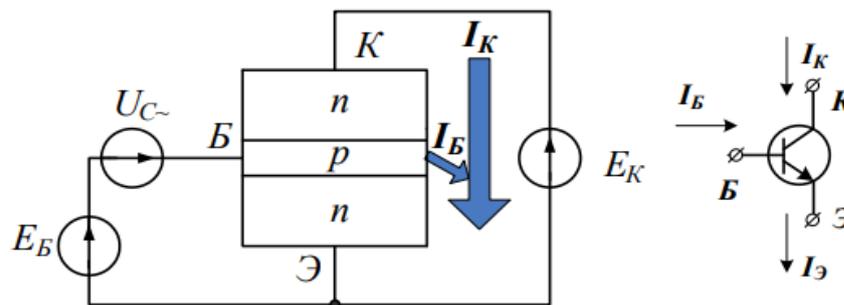


Рисунок 44 – Схема включения n-p-n транзистора с общим эмиттером

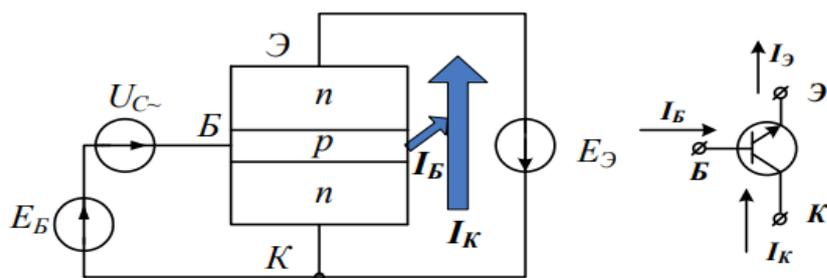


Рисунок 45 – Схема включения n-p-n транзистора с общим коллектором

Найдем отношение тока коллектора к току базы:

$$\frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$$

Коэффициент передачи тока эмиттера $\beta=20 - 200$ – определяет усиление транзистора.

Ток эмиттера связан с током базы соотношением:

$$I_{\text{Э}} = I_K + I_B = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B.$$

В транзисторах p-n-p типа полярности питающих напряжений противоположны тем, которые мы показали для n-p-n транзисторов. Например, в схеме с общим эмиттером на коллектор и базу p-n-p транзистора надо подавать отрицательное напряжение. Биполярные транзисторы применяются в схемах усилителей, генераторов и преобразователей электрических сигналов, изготавливаются из кремния, германия или арсенида галлия и делятся на низкочастотные (до 3 МГц), среднечастотные (до 30 МГц), высокочастотные (до 300 МГц) и сверхвысокочастотные (более 300 МГц). По мощности транзисторы бывают маломощные (до 300 мВт), средней мощности (до 1,5 Вт) и большой мощности (более 1,5 Вт).

Схема с общим эмиттером

Схему с общим эмиттером (ОЭ) наиболее часто применяют в усилительных каскадах. Работу транзистора в схеме ОЭ рассчитывают по входным и выходным вольтамперным характеристикам (ВАХ), снятым для этой схемы. Входной вольтамперной характеристикой называют **зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер** при постоянном напряжении на коллекторе

$$I_B(U_{\text{БЭ}}) U_{\text{КЭ}} = \text{const}$$

На рисунке показана схема для измерения входной характеристики транзистора BC140 и результаты измерений.

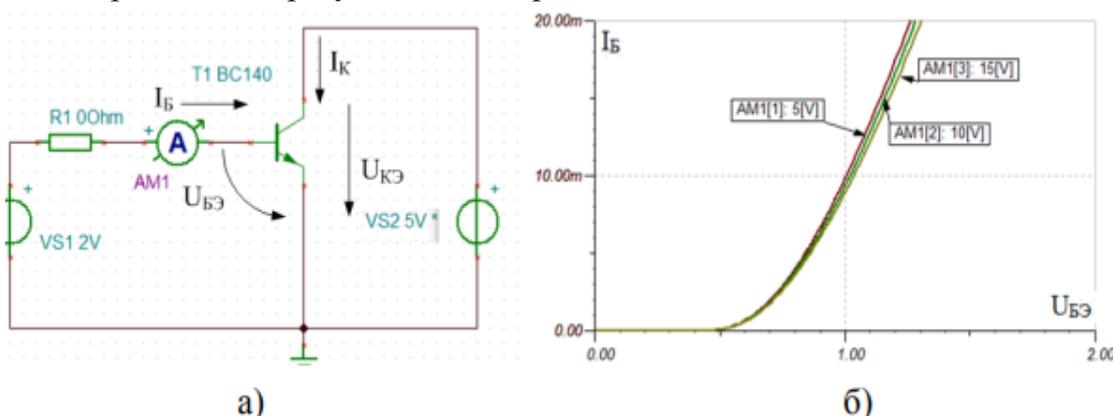


Рисунок 46 – Схема измерений входных ВАХ и графики входных ВАХ

В схеме измерений сопротивление R_1 источника напряжения $U_{БЭ}$ (VS1) установлено равным нулю. Источник напряжения $U_{КЭ}$ (VS2) сделан управляемым объектом и принимает значения 5, 10 и 15 В. Чтобы получить графики входных ВАХ, выполняем Analysis-DC Analysis-DC Transfer Characteristic для входного воздействия VS1. На графиках видим, что пороговое напряжение составляет 0,5-0,7В и увеличение напряжения $U_{КЭ}$ немного снижает крутизну графика.

Выходной вольтамперной характеристикой транзистора в схеме ОЭ называют **зависимость тока коллектора** от напряжения коллектор-эмиттер при

$$I_K(U_{КЭ})_{I_B = const}$$

постоянном значении тока базы

На рисунке показана схема измерений выходных ВАХ транзистора BC140. Источник тока базы I_B (IS1) сделан управляемым объектом и меняется от 250мкА до 2 мА.

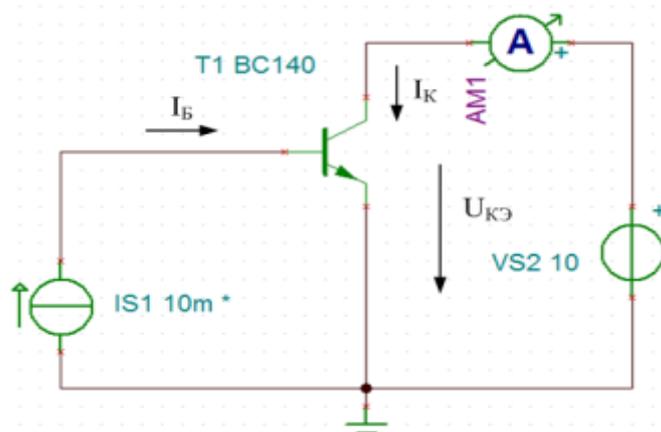


Рисунок 47 – Схема измерения и графики выходных ВАХ

Семейство графиков выходных ВАХ

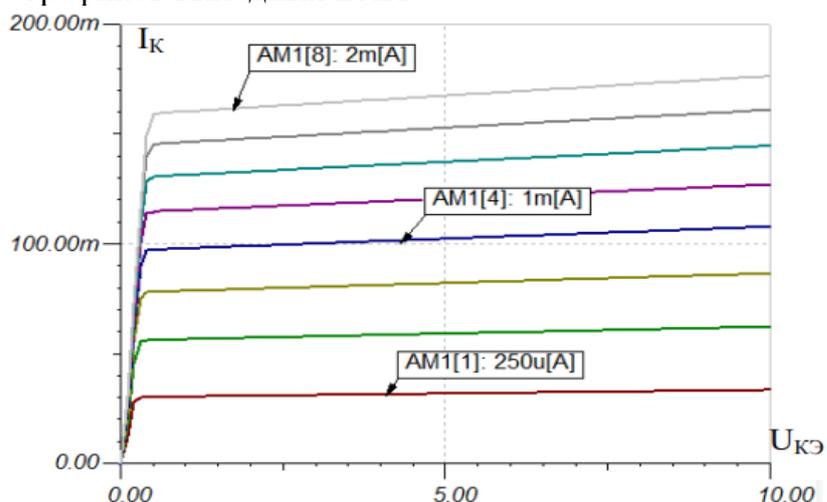


Рисунок 48 – Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером

В схеме простейшего усилителя с общим эмиттером источник питания коллектора E_K , источник питания базы E_B и резисторы R_K и R_B определяют режим покоя транзистора или статический режим. Источник сигнала $e_c(t)$ создает переменную составляющую, которую должна усилить схема.

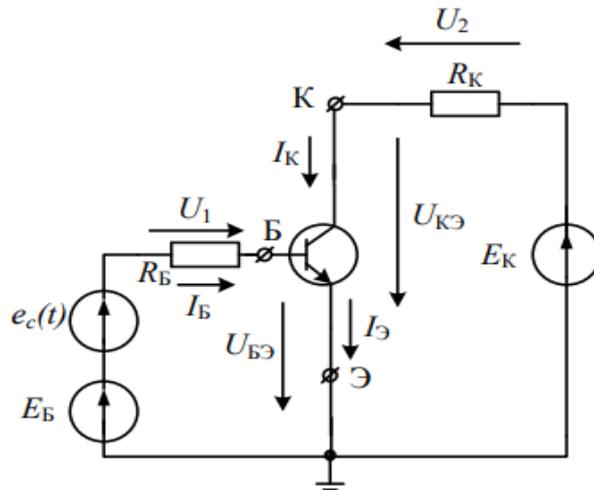


Рисунок 49 – Схема усилителя с общим эмиттером

В выходной цепи коллектора по второму закону Кирхгофа:

$$E_K = U_{КЭ} + I_K R_K$$

Из этого уравнения получим уравнение нагрузочной линии:

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} - \frac{U_{КЭ}}{R_K}$$

Аналогичное уравнение нагрузочной линии получим для входной цепи усилителя:

$$I_B = \frac{E_B}{R_B} - \frac{U_{БЭ}}{R_B}$$

Расчет статического режима транзистора для усиления малого сигнала можно выполнить графически. Сначала на выходных характеристиках проводят нагрузочную линию для заданных E_K, R_K и находят номинальный ток базы I_B^* , при котором получается требуемое напряжение $U_{КЭ}$.

Затем по входной характеристике для заданного E_B и I_B^* находят R_B

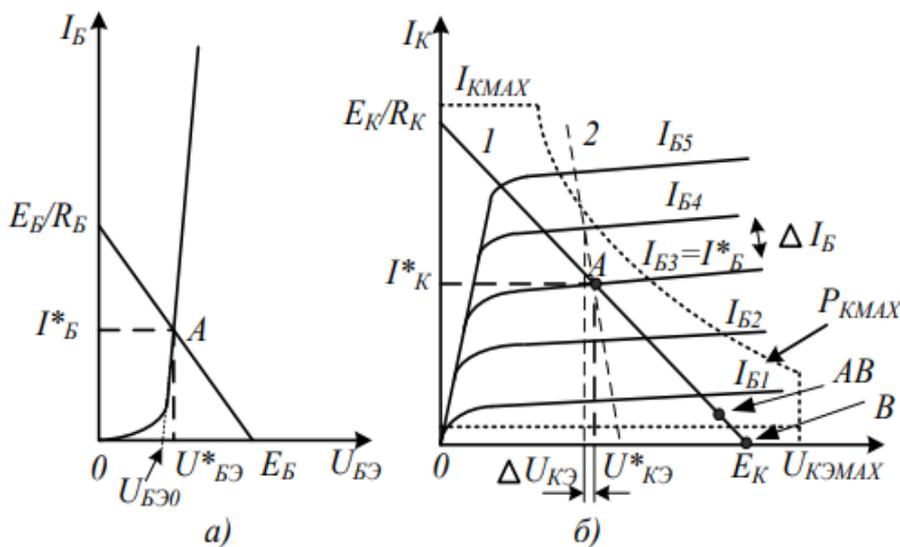


Рисунок 49 – Графический расчет статического режима транзистора

Область рабочих режимов транзистора отмечена пунктирными линиями и ограничивается максимальными допустимыми значениями тока коллектора

I_{KMAX} , напряжения U_{KMAX} , мощности рассеяния $P_{KMAX} \approx U_{KЭ} I_{KЭ}$ и нелинейными искажениями при малых значениях тока коллектора.

Для работы в линейном режиме на выходных характеристиках транзистора в режиме покоя выбирают рабочую точку А в центре нагрузочной линии нагрузки 1 цепи коллектора. В этой точке напряжение

$$U_{KЭ} \approx \frac{E_K}{2}$$

В рабочей точке по выходным характеристикам находят ток коллектора I_K^* и ток базы I_B^* .

Эквивалентные схемы биполярных транзисторов

В линейном режиме усиления малого сигнала биполярный транзистор описывают системой уравнений четырехполюсника в Н- параметрах:

$$u_{БЭ} = h_{11} \cdot i_B + h_{12} \cdot u_{КЭ}$$

$$i_K = h_{21} \cdot i_B + h_{22} \cdot u_{КЭ}$$

$$\text{где } h_{11} = \left. \frac{\Delta u_{БЭ}}{\Delta i_B} \right|_{u_{КЭ} = const}, \quad h_{12} = \left. \frac{\Delta u_{БЭ}}{\Delta u_{КЭ}} \right|_{i_B = const},$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta i_B} \right|_{u_{КЭ} = const}, \quad h_{22} = \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta u_{КЭ}} \right|_{i_B = const}$$

Н – параметры биполярного транзистора можно рассчитать по вольтамперным характеристикам и определить экспериментально. Их типовые значения находятся в пределах:

$$h_{11} = 10^3 - 10^4 \text{ Ом}, \quad h_{12} = 2 \cdot 10^{-4} - 2 \cdot 10^{-3},$$

$$h_{21} = 20 - 200, \quad h_{22} = 10^{-5} - 10^{-6} \text{ См}.$$

Пренебрегая малым значением параметра h_{12} , получим схему замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в режиме малого сигнала.

В этой схеме $h_{11} = R_{вх}$, $1/h_{22} = R_{вых}$ – входное и выходное сопротивления;

$h_{21} \cdot i_B$ – источник тока, управляемый током базы i_B .

Таким образом, биполярный транзистор представляет собой источник тока, управляемый током.

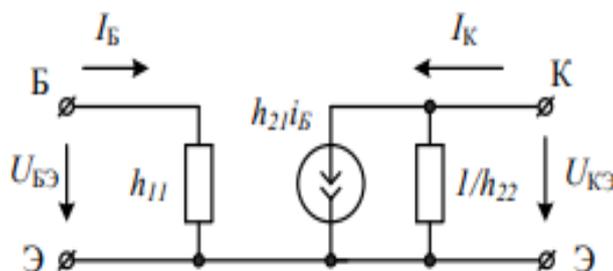


Рисунок 50 – Схема замещения биполярного транзистора на постоянном токе и низких частотах

Эта схема замещения используется на постоянном токе и низких частотах, когда инерционность транзистора можно не учитывать. В более общем случае h-параметры транзистора являются комплексными величинами, в схему

замещения добавляются емкости между базой и коллектором C_K и базой и эмиттером $C_Э$.

На высоких частотах применяют более точные модели транзисторов. Наиболее распространенными являются модели, основанные на схеме замещения Джаколетто, в которой сопротивление r_b – распределенное сопротивление базы, $g_э$ и $C_э$ – отражают полную проводимость эмиттерного перехода, к g и C_K – учитывают влияние коллекторного перехода, проводимость $g_{кэ}$ учитывает связь между эмиттером и коллектором. Усилительные свойства транзистора учтены крутизной S .

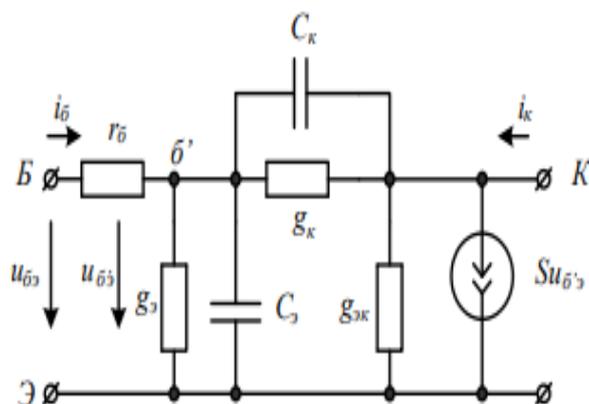


Рисунок 51 – Схема замещения транзистора на высокой частоте

Наиболее точно и всесторонне отражают свойства транзистора Spice-модели, которые применяются, в частности, в программе моделирования TINA. На рисунке показана схема Spice-модели транзистора BC140. В программе эту схему сопровождают более 25 уравнений, которые связывают работу модели с внешними напряжениями и токами, температурой окружающей среды и т.п.

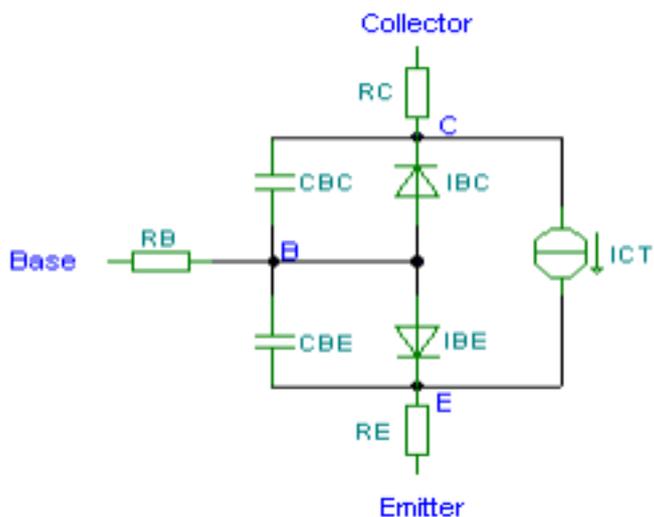


Рисунок 52 – Spice-модель биполярного транзистора BC140

Линейный режим работы усилителя для малого сигнала называют режимом класса А. Этот режим энергетически невыгоден для мощных усилителей, так как велика постоянная составляющая сигнала.

Для больших сигналов применяют двухтактные усилители, работающие в классе В с отсечкой полуволны сигнала или в классе АВ с небольшим базовым током для снижения нелинейных искажений малых амплитуд сигналов.

Тема 14.
РАСЧЕТЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Вопросы:

1. Расчет усилителя на биполярном транзисторе
2. Схема с общей базой
3. Схема с общим коллектором. Эмиттерный повторитель

Типовая схема простейшего усилительного транзисторного каскада показана на Исходные данные: транзистор BC140, $R_{Б1}=R_{Б2}=100\text{кОм}$, $R_{К}=400\text{ Ом}$, $R_{Э}=100\text{ Ом}$, $R_{Н}=2\text{ кОм}$, $E_{К}=10\text{ В}$.

Для стабилизации рабочей точки в линейных усилительных каскадах обычно применяют схему с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по току. Резистор $R_{Э}$ создает отрицательную обратную связь по постоянному току и служит для стабилизации режима транзистора. Емкость $C_{Э}$ называется блокировочной, устраняет отрицательную обратную связь по переменной составляющей и увеличивает усиление.

Входной переменный сигнал $e_c(t)$ через разделительную емкость C_1 поступает на базу транзистора и усиливается.

Усиленный выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ с резистора $R_{К}$ через разделительную емкость C_2 поступает на нагрузку $R_{Н}$, которой может быть следующий усилительный каскад.

Если напряжение входного сигнала $u_{\text{вх}}$ невелико, то работу усилительного транзисторного каскада можно представить в виде наложения режима покоя с постоянным источником ЭДС $E_{К}$ и с постоянными составляющими тока базы $I_{Б}^*$, тока коллектора $I_{К}^*$ и тока эмиттера $I_{Э}^*$, соответствующими точке А на рабочей характеристике, и режима малого сигнала с переменными составляющими $i_{Б}$, $i_{К}$, $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}$.

Резисторы $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ задают фиксированное напряжение на базе, которое определяет номинальный ток базы $I_{Б}^*$. Есть схемы, в которых отсутствует $R_{Б2}$ и тогда $R_{Б1}$ фиксирует ток базы $I_{Б}^*$.

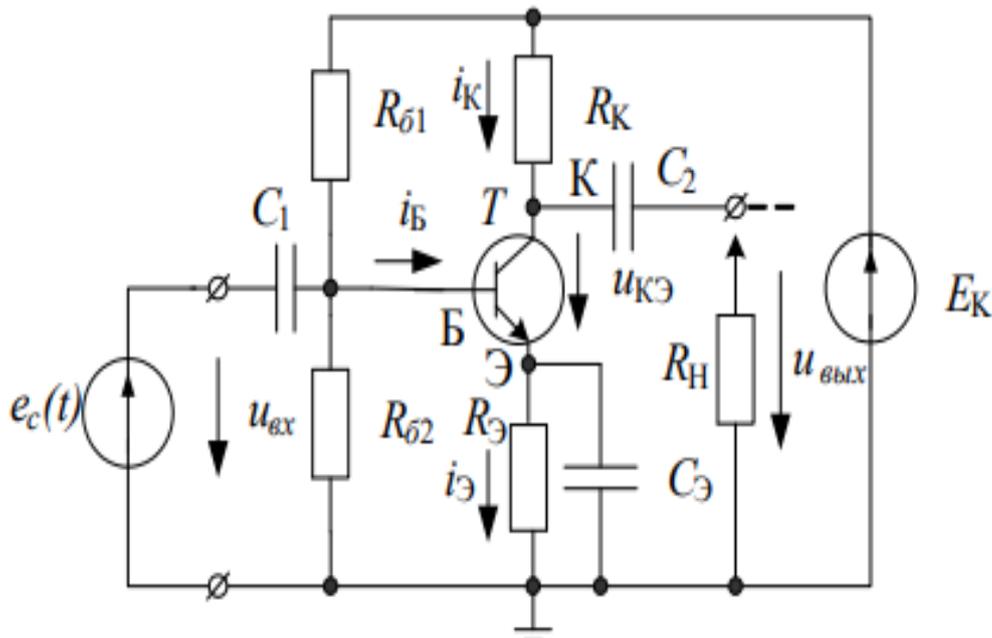


Рисунок 53 – Схема усилительного транзисторного каскада с общим эмиттером

Расчет режима покоя

1. Строим эквивалентную схему входной цепи

$$E_{ЭКВ} = \frac{U_{\Pi} \cdot R_{\delta 2}}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2}}, \quad R_B = \frac{R_{\delta 1} \cdot R_{\delta 2}}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2}}.$$

Получим: $E_{ЭКВ} = 5\text{В}$, $R_B = 50\text{кОм}$

Для входной цепи по второму закону Кирхгофа:

$$E_{ЭКВ} = I_{БП} R_B + U_{БЭ} + I_{ЭП} R_{Э}.$$

Но:

$$I_{ЭП} = I_{БП} + I_{КП} = I_{БП} + h_{21Э} I_{БП}.$$

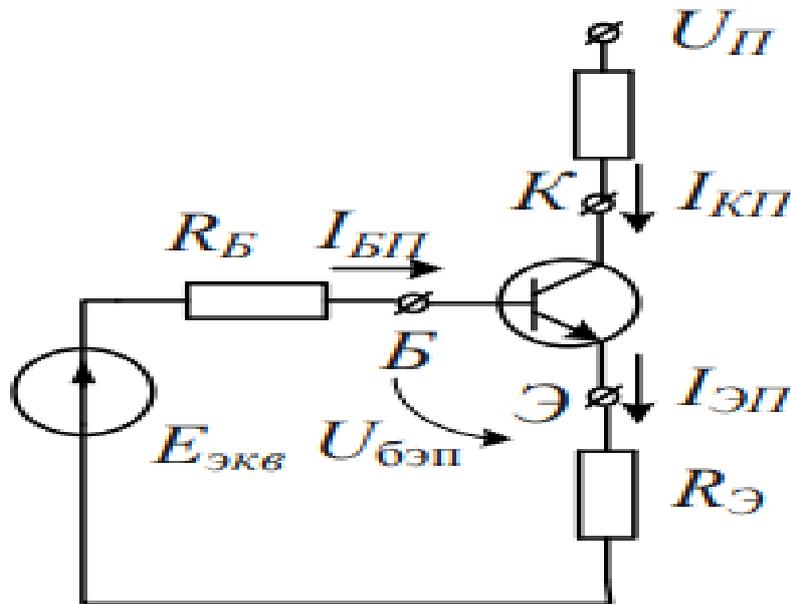


Рисунок 54 – Эквивалентная схема входной цепи

В этом уравнении $h_{21Э}$ измерен в схеме с общим эмиттером. Получим уравнение нагрузочной прямой для входной характеристики:

$$E_{ЭКВ} = I_{БП} R_B + U_{БЭ} + (1 + h_{21Э}) I_{БП} R_{Э}$$

Нагрузочная прямая входной цепи пересекает оси координат в точках

$$U_{xx} = E_{ЭКВ} = 5\text{В} \quad \text{и} \quad I_{КЗ} = \frac{E_{ЭКВ}}{(R_B + (1 + h_{21Э}) R_{Э})} = \frac{E_{ЭКВ}}{R_{вх}}.$$

3. Определяем h_{21} . В заданной схеме $R_{К} = 400\text{ Ом}$, $R_{Э} = 100\text{ Ом}$, $E_{К} = 10\text{ В}$. Чтобы напряжение $U_{КЭ} = E_{К}/2 \approx 5\text{В}$, ток коллектора должен составлять 10 мА . Повторим измерение выходных характеристик по схеме для токов базы от 20 мкА до 200 мкА . Размещаем два курсора на характеристиках, близких к коллекторному току 10 мА и находим, что приращение тока базы на 20 мкА приводит к приращению тока коллектора на $2,73\text{ мА}$. Следовательно:

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{2,73 \text{ мА}}{20 \text{ мкА}} = 136 = \beta;$$

$$I_{КЗ} = \frac{E_{ЭКВ}}{R_{ex}} = \frac{5}{(50 \cdot 10^3 + (1 + 136)100)} = \frac{5}{63600} = 79 \text{ мкА};$$

$$R_{ex} = 63600 \text{ Ом.}$$

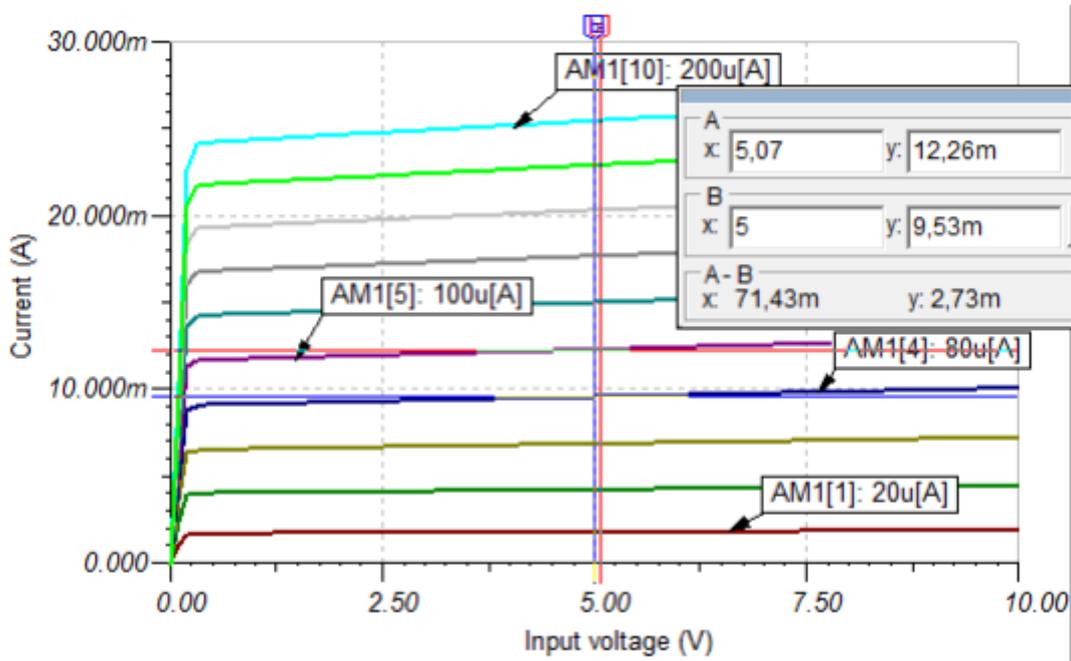


Рисунок 55 – Определение $h_{21э}$

4. На входной ВАХ находим рабочую точку. Для этого определяем сначала $I_{БКЗ}=15,8 \text{ мкА}$ для $U_{БЭ}=1\text{В}$, а затем строим параллельную нагрузочную прямую для $I_{БКЗ}=79 \text{ мкА}$. В рабочей точке входной цепи находим:

$$U_{БЭП} = 485 \text{ мВ}, I_{БП} = 72 \text{ мкА.}$$

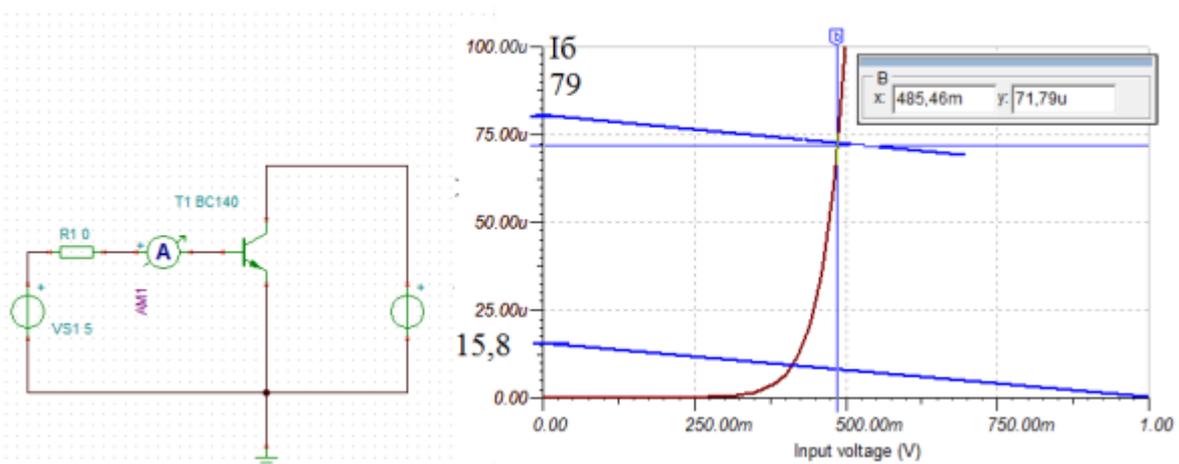


Рисунок 56 – Графическое определение рабочей точки входной цепи

5. Расчет выходной цепи

По второму закону Кирхгофа

$$U_{П} = I_{КП} R_K + U_{КЭП} + I_{ЭП} R_{Э}.$$

Уравнение нагрузочной прямой:

$$U_{КЭП} = U_{П} - I_{КП}R_K - (I_{КП} + \frac{I_{КП}}{h_{21э}})R_Э \approx \\ \approx U_{П} - I_{КП}(R_K + R_Э).$$

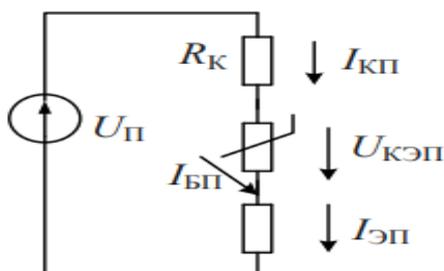


Рисунок 57 – Эквивалентная схема выходной цепи

Точки пересечения нагрузочной прямой с осями:

$$U_{ХХ} = U_{П} = 10В, I_{КЗ} = \frac{U_{П}}{R_K + R_Э} = \frac{10}{500} = 20мА.$$

6. Моделируем выходную ВАХ для тока базы 72мкА. Построим нагрузочную прямую и получим рабочую точку В выходной цепи: $U_{КЭ} = 5,79В$, $I_{КП} = 8,51мА$

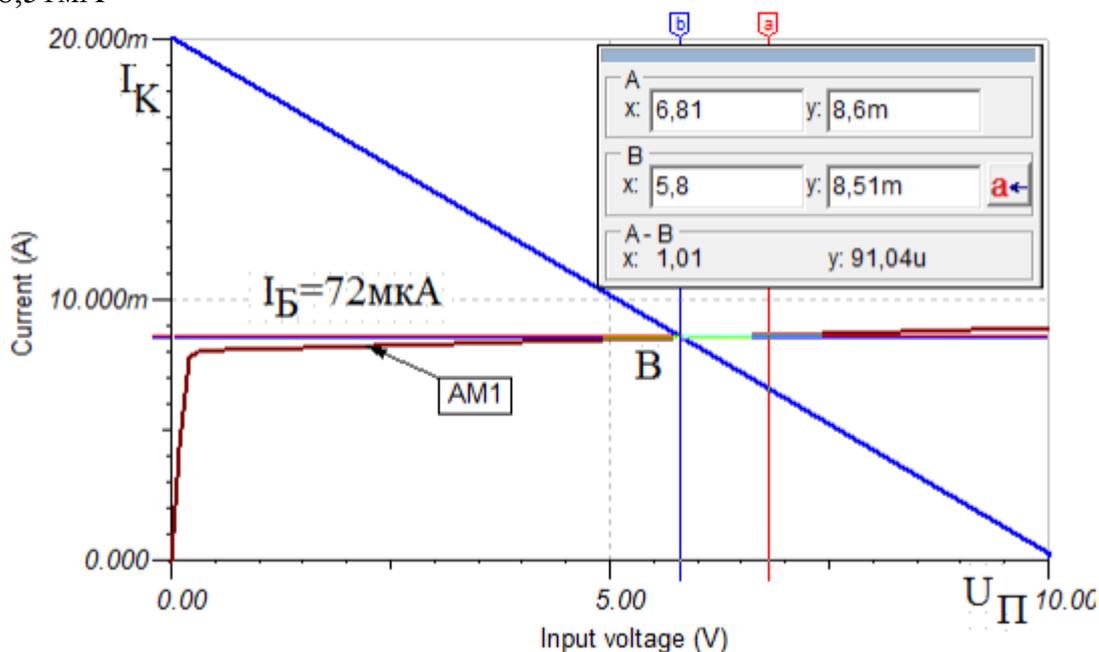


Рисунок 58 – Графический расчет рабочей точки коллекторной цепи

По выходной характеристике определим выходную проводимость транзистора:

$$h_{22} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_K} \Big|_{I_B = const} = \frac{91,04мкА}{1,01В} = 90,13 \cdot 10^{-6} С_{м}.$$

Выходное сопротивление транзистора:

$$R_{вых} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{10^6}{90,13} = 11,095кОм$$

7. Проводим моделирование схемы усилителя и проверку результатов. Схема моделирования с разомкнутыми ключами SW1, SW2, SW3 соответствует режиму покоя. Анализ на постоянном токе показывает, что ток коллектора $I_K=8,62\text{mA}$, напряжение $U_{КЭ}=5,68\text{В}$.

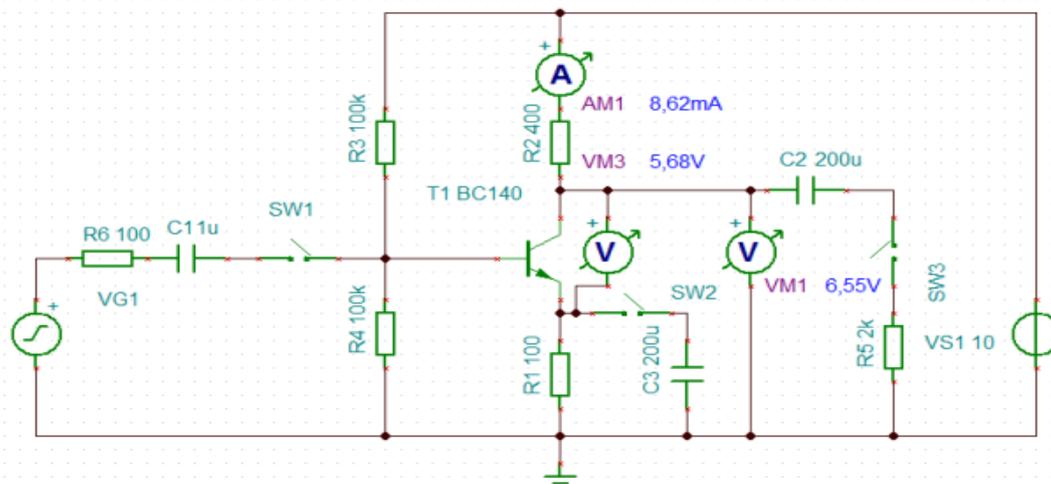


Рисунок 59 – Схема моделирования усилителя

Подберем резистор R3 в цепи смещения так, чтобы $U_{КЭ}$ более точно равнялось 5В. Для этого выполним: Analysis-DC Analysis-DC Transfer Characteristic.

Входной переменной сделаем R3 и будем менять его от 50 кОм до 200 кОм. Получим график напряжения на вольтметре VM3, который измеряет $U_{КЭ}$. По графику определяем, что напряжение $U_{КЭ}=5,03\text{В}$, если $R3=87\text{кОм}$

Расчет амплитуд переменных составляющих

Задан переменный входной сигнал $u(t) = E_m \sin 2\pi ft$,

$$E_m = 50 \text{ мВ}, f = 1 \text{ кГц}$$

Замкнем ключ SW1. Остальные ключи оставим разомкнутыми. Ко входу транзисторного усилителя мы подключили генератор, в котором надо установить синусоидальный сигнал с заданной амплитудой и частотой.

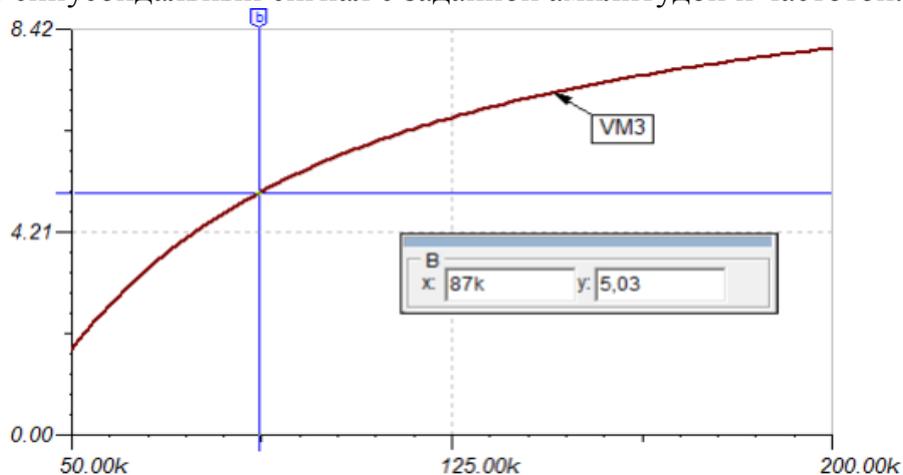


Рисунок 60 – Подбор резистора в цепи базы

Внутреннее сопротивление генератора смоделируем резистором $R6=100$ Ом. На рисунке показана эквивалентная схема входной цепи для малой переменной составляющей.

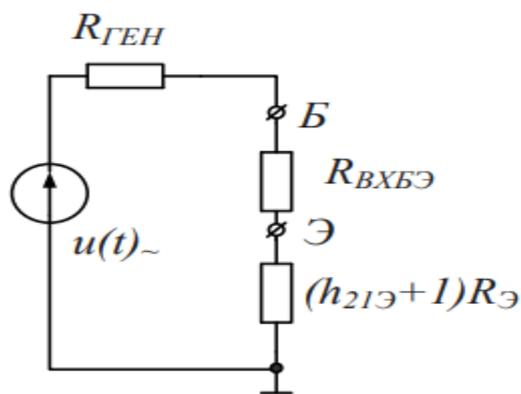


Рисунок 61 – Входная цепь для переменной составляющей

1. По входной ВАХ вблизи рабочей точки найдем:

$$R_{ВХБЭ} = h_{11} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{БЭ}} = \frac{(492 - 483)10^{-3}}{(85 - 68)10^{-6}} = 529 \text{ Ом}.$$

Эквивалентное сопротивление смещения $R_B = 50 \text{ кОм}$ включено параллельно сопротивлению $R_{ВХБЭ}$ и его можно не учитывать.

2. Полное сопротивление входной цепи:

$$R_{Б\Sigma} = R_{ГЕН} + R_{ВХБЭ} + (h_{21Э} + 1)R_Э = 100 + 529 + (130 + 1)100 = 13729 \text{ Ом}.$$

Причем сопротивление $(h_{21Э} + 1)R_Э = 13100 \text{ Ом}$ является сопротивлением отрицательной обратной связи, снижающей усиление каскада. Действие отрицательной обратной связи проявляется в том, что приращение напряжения на базе вызывает увеличение тока эмиттера и, соответственно, приращение напряжения на эмиттере транзистора. В результате управляющее током коллектора, напряжение база-эмиттер снижается и усиление падает.

3. Амплитуда тока базы:

$$I_{Бm} = \frac{E_m}{R_{Б\Sigma}} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{13729} = 3,64 \text{ мкА}.$$

4. Амплитуда тока коллектора:

$$I_{Кm} = I_{Бm} h_{21Э} = 3,64 \cdot 10^{-6} \cdot 130 = 473 \text{ мкА}.$$

5. Амплитуда напряжения на нагрузке:

$$U_{Кm} = I_{Кm} R_K = 473 \cdot 10^{-6} \cdot 400 = 189280 \cdot 10^{-6} = 189 \text{ мВ}.$$

6. Мгновенное значение напряжения на коллекторном сопротивлении:

$$u_{R_K}(t) = i_K(t) R_K = (8,6 + 0,473 \sin 2\pi ft) \cdot 10^{-3} \cdot 400 = 3,44 + 0,189 \sin 2\pi ft \text{ В}.$$

7. Напряжение на коллекторе относительно общей точки:

$$u_K(t) = E_K - u_{R_K}(t) = 6,56 - 0,189 \sin 2\pi ft \text{ В}.$$

Моделирование в режиме Analysis-Transient показывает, что амплитуда переменной составляющей напряжения на коллектор

$$U_{Km} = \frac{375 \text{ мВ}}{2} = 187,5 \text{ мВ}$$

и совпадает с расчетом. Постоянная составляющая 6,55 В. В схеме с отрицательной обратной связью на сопротивлении в эмиттере (без блокировочной емкости) усиление переменной составляющей по напряжению

$$K_U = \frac{U_{Km}}{E_m} = \frac{187,5 \text{ мВ}}{50 \text{ мВ}} = 3,75$$

Усиление в децибелах составит:

$$K_{U(\text{дб})} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg 3,75 = 11,48 \text{ дб}.$$

Влияние блокировочной емкости в цепи эмиттера

Блокировочная емкость в цепи эмиттера должна для полезного переменного сигнала устранять отрицательную обратную связь по току, вызванную сопротивлением $R_{\text{Э}}$. Для этого на нижней частоте полезного сигнала f_H должно быть:

$$X_{C_{\text{Э}}} = \frac{1}{2\pi f_H C_{\text{Э}}} \leq \frac{R_{\text{Э}}}{5 \sim 10} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Ом}.$$

$$\text{Для } f_H = 100 \text{ Гц получим: } C_{\text{Э}} > \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10} = 159 \text{ мкФ}.$$

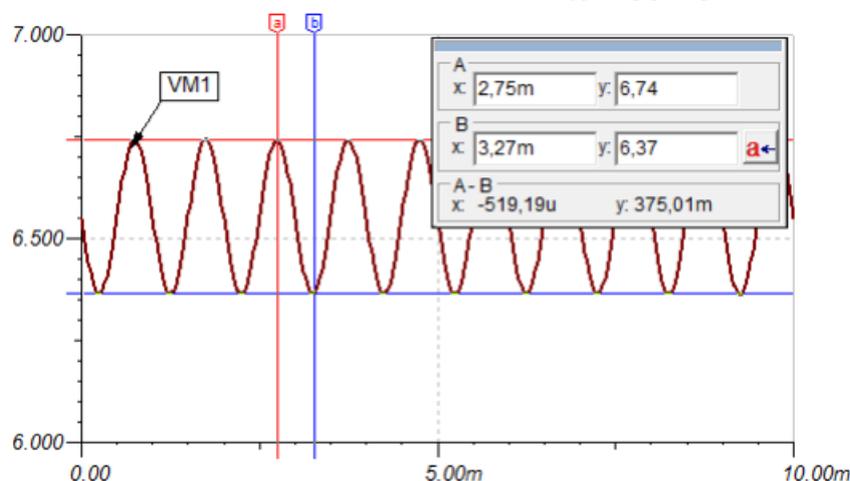


Рисунок 62 – Диаграмма напряжения на коллекторе

Проведем моделирование для построения амплитудно-частотных характеристик усилителя. В схеме замкнем ключ SW2, удалим вольтметр VM3. Емкость C3 сделаем управляемым объектом и будем изменять от 50 мкФ до 200 мкФ. Выполним Analysis-AC Analysis-AC Transfer Characteristic в диапазоне от 10Гц до 100МГц. Графики АЧХ показаны на рисунке.

Моделирование показывает, что для $C_{\text{Э}}=200\text{мкФ}$ на частоте сигнала 100Гц усиление составляет 25,7дб, а на частотах от 1,5 кГц 130кГц усиление практически постоянно и равно 38дб. Полосой пропускания усилителя считают область частот, в которой усиление уменьшается не более, чем на 3дб от

максимального. По этому критерию для нашего усилителя полоса пропускания составляет от 390Гц до 447кГц. Спад усиления на частотах более 1МГц обусловлен частотными свойствами транзистора.

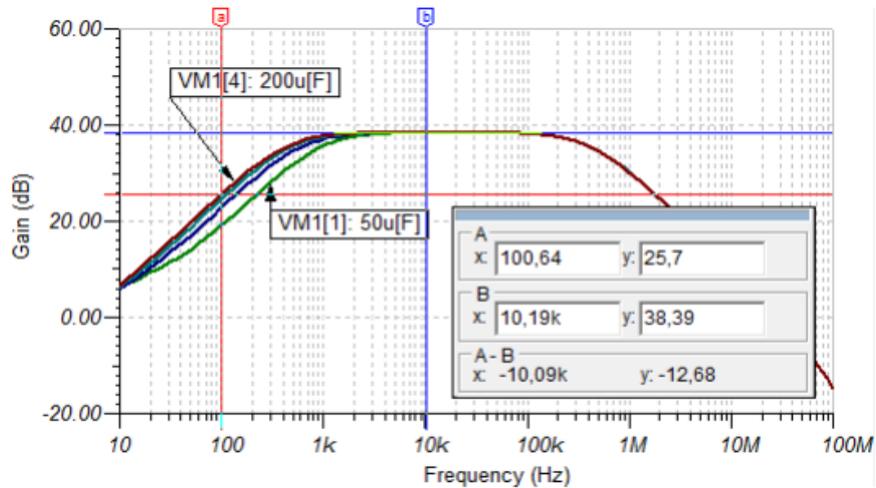


Рисунок 63 – Графики АЧХ усилителя для разных значений $C_Э$

Влияние нагрузки на свойства усилителя

В схеме ключом SW3 подключим резистор R5, который имитирует входное сопротивление следующего каскада или непосредственно нагрузку. Емкость C2 называют разделительной, через нее проходит только переменная составляющая сигнала. Повторное измерение АЧХ покажет, что максимальное усиление при включенной нагрузке составит 36,8 дБ.

Выполним для частоты сигнала 10кГц и амплитуды 50мВ Analysis-Transient и получим диаграммы выходного сигнала

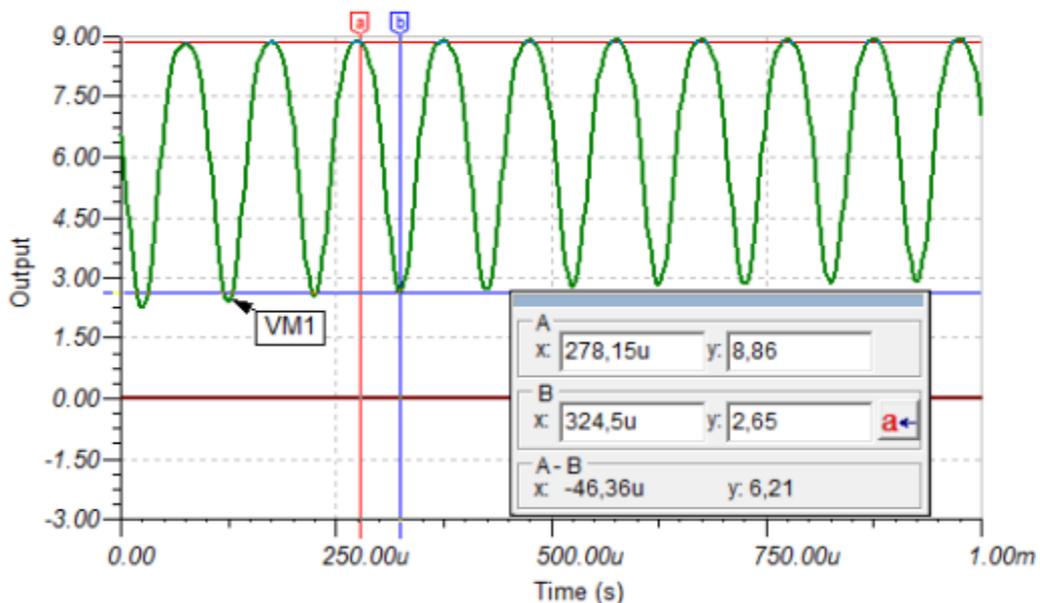


Рисунок 64 – Диаграммы выходного сигнала при включенной нагрузке

Размах сигнала (двойная амплитуда, peak-to-peak) равен 6,21. Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{Km}}{E_m} = \frac{3,105B}{50 мВ} = 62,$$

$$\text{или } K_{U(\text{дб})} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg 62 = 35,84 \text{ дб}.$$

Нагрузочная прямая для переменного сигнала

На мы построили нагрузочную прямую для режима покоя на постоянном токе. В режиме покоя мы не учитываем сопротивление нагрузки R_n , так как оно отделено от сопротивления коллектора R_K разделительной емкостью C_2).

Кроме того, в режиме покоя мы учитываем сопротивление в эмиттере $R_э$. При графическом расчете усилителя на малом переменном сигнале сопротивление $R_э$ будет закорочено блокировочной емкостью $C_э$, а R_K и R_n будут включены параллельно и эквивалентное сопротивление нагрузки для наших параметров составит:

$$R_{n \text{ экв}} = \frac{R_K R_n}{R_K + R_n} = \frac{400 \cdot 2000}{2400} = 333,3 \text{ Ом}.$$

Поэтому дополнительно строят нагрузочную линию для переменного сигнала (AC Load Line). Нагрузочная линия для переменного сигнала показана на рисунке 65.

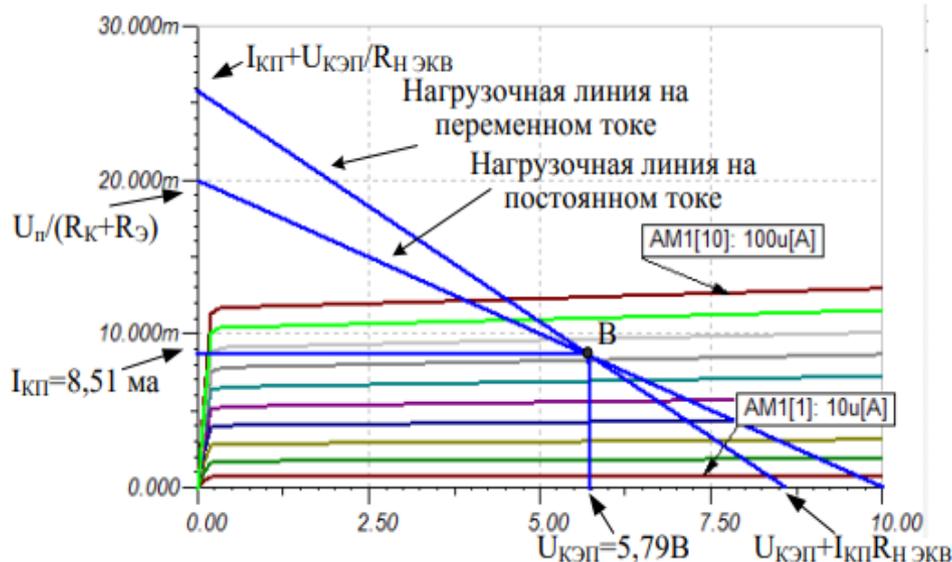


Рисунок 65 – Нагрузочные линии на переменном токе и постоянном токе

На оси коллекторного тока нагрузочная линия переменного тока имеет ординату

$$I_{KП} + \frac{U_{KЭП}}{R_{n \text{ экв}}}.$$

На оси напряжения абсцисса равна

$$U_{KЭП} + I_{KП} R_{n \text{ экв}}$$

На рисунке по нагрузочной линии переменного тока показано, как изменение переменного тока базы в пределах от 55мкА до 90 мкА вызывает изменение переменного напряжения на коллекторе в пределах от 5В до 6,5В

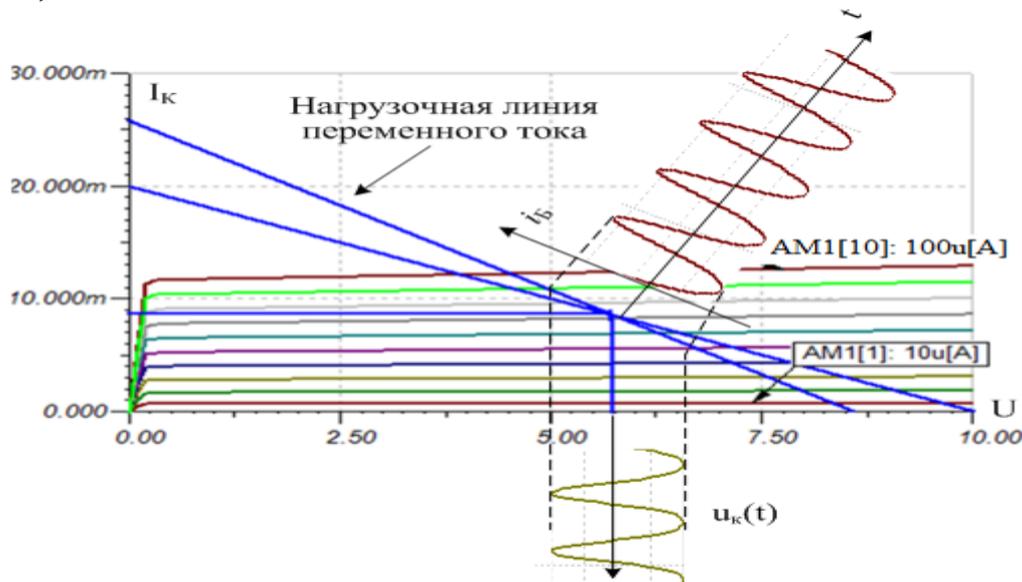


Рисунок 66 - Усиление переменного тока базы

Схема с общей базой

Чтобы полностью описать работу транзисторного устройства требуется сначала получить два набора характеристик: входные характеристики и выходные характеристики. Для схемы с общей базой входными характеристиками будут зависимости тока эмиттера $I_Э$ от напряжения эмиттер-база $U_{БЭ}$ при различных значениях напряжения коллектор- база $U_{КБ}$. Как и в случае с полупроводниковыми диодами, характеристики мы будем получать в программе TINA. На рисунке показана схема эксперимента и результаты моделирования. Источник напряжения $U_{КБ}$ установлен управляемым объектом и принимает значения 5В, 10В, 15В.

В режиме Analysis – DC Analysis- DC Transfer Characteristic входное напряжение $U_{БЭ}$ изменяем от 0 до 1В. Входные характеристики на начальном участке поднимаются плотным пучком. Причем при меньших напряжениях на коллекторе характеристика нарастает более круто. Выходными характеристиками схемы с общей базой называют зависимости тока коллектора от тока эмиттера. Измерение выходных характеристик в схеме ОБ показано на рисунке 64, а сами выходные характеристики показаны на рисунке 65. На выходных характеристиках есть три области: активный режим, режим насыщения и режим отключения транзистора.

В активном режиме переход коллектор-база находится в закрытом состоянии, в переход база-эмиттер в открытом. В нижней части активной области эмиттерный ток равен нулю, переход коллектор-база закрыт, ток коллектора равен обратному току насыщения p-n перехода и не превышает нескольких микроампер.

Надо помнить, что повышение температуры увеличивает обратный ток и это может быть негативным фактором в прецизионных устройствах.

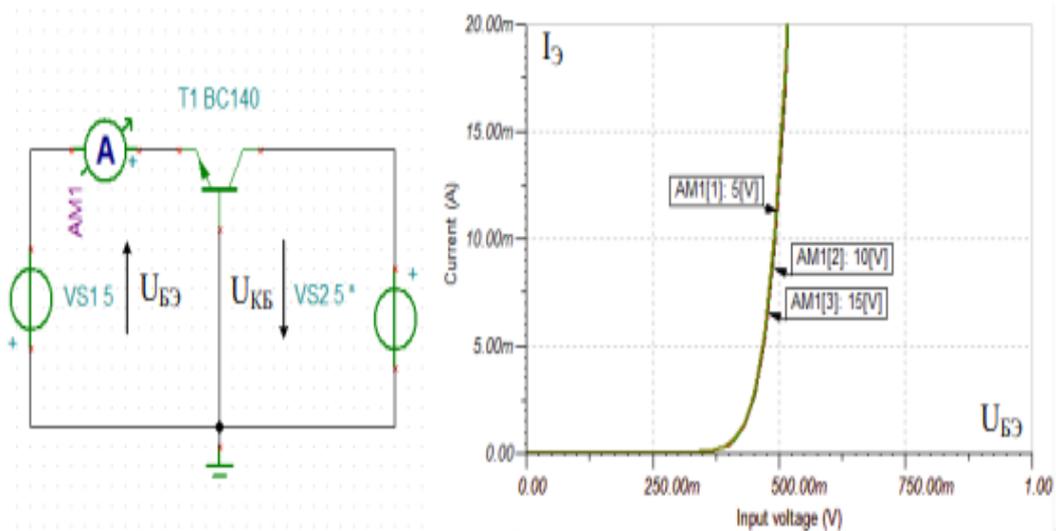


Рисунок 67 – Входные характеристики схемы ОБ

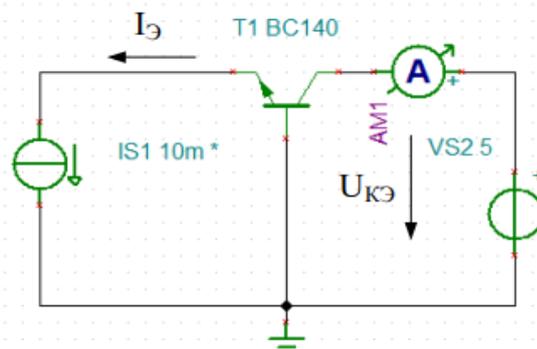


Рисунок 68 - Измерение выходных характеристик в схеме ОБ

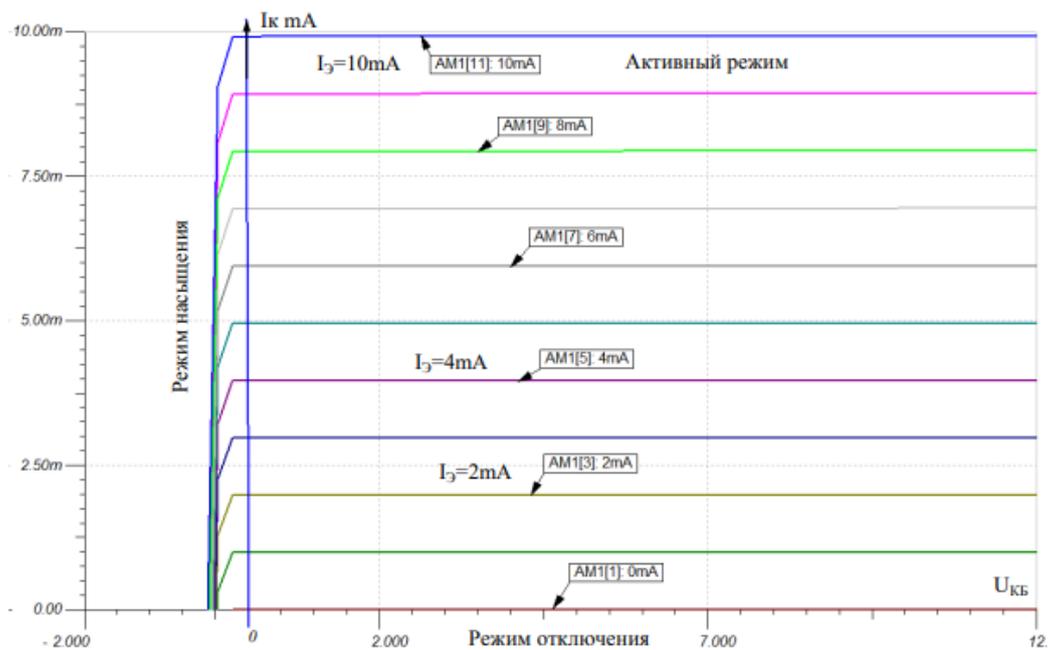


Рисунок 69 - Выходные характеристики схемы ОБ

Когда ток эмиттера становится больше нуля, появляется ток коллектора, причем выходные характеристики показывают, что в первом приближении ток коллектора равен току эмиттера:

$$I_K \cong I_E$$

Поэтому схему с общей базой называют повторителем тока. В режиме отключения два перехода коллектор-база и база-эмиттер находятся в закрытом состоянии.

Область насыщения – это область участка характеристик, где напряжение $U_{КБ} < 0$. На этом участке происходит экспоненциальное увеличение тока коллектора при увеличении $U_{КБ}$ в направлении нуля.

В режиме насыщения переходы коллектор -база и база-эмиттер открыты. Увеличение тока коллектора напоминает характеристики открытого диода и напряжение коллектор мало влияет на ход этих характеристик.

Приблизительно можно считать, что, если транзистор открыт, то напряжение $0,7, = U_{БЭ}$ В.

Важно отметить, что в активном режиме в первом приближении можно считать, что напряжение $0,7, = U_{БЭ}$ В . Это полезно помнить при расчетах схем.

На переменном токе в схеме ОБ, когда рабочая точка движется по характеристикам, коэффициент передачи тока

$$\alpha_{\sim} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\text{Э}}} \right|_{U_{КБ} = \text{const}}$$

определяется при постоянном напряжении $U_{КБ}$.

Схема с общим коллектором.

Эмиттерный повторитель

В схеме коллектор по переменной составляющей соединен с общей точкой сигнала и $u_{\text{вх}} \sim t$. Такую схему называют схемой с общим коллектором. Выходной сигнал $u_{\text{вых}} \sim t$ снимают с сопротивления в эмиттере и он практически точно повторяет входной сигнал. Поэтому схему с общим коллектором обычно называют эмиттерный повторитель (ЭП).

Свойства эмиттерного повторителя

Рассмотрим работу эмиттерного повторителя в схеме с параметрами:

$$E_{\text{П}} = E_{\text{К}} = 10\text{В}, R_1 = R_2 = 10 \text{кОм}, R_{\text{Н}} = 500\text{Ом},$$

$$R_{\text{ГЕН}} = 500\text{Ом}, u_c(t) = E_m \sin \omega t, E_m = 50\text{мВ}.$$

$$R_{\text{Б}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Цепь смещения базы преобразуем к эквивалентной с

$$u_{\text{вх}} \sim t \text{ и } E_0 = \frac{E_{\text{П}} R_2}{R_1 + R_2} = 5\text{В}$$

Получим эквивалентную схему (См. Рис. 70).

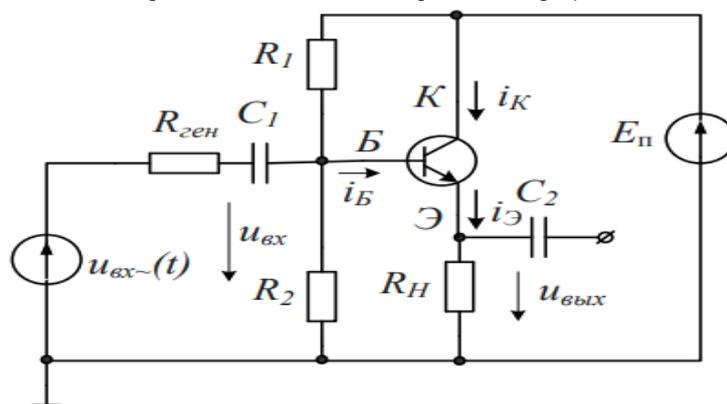


Рисунок 70 - Схема эмиттерного повторителя

Рабочую точку выбирают на крутом участке входной характеристики. Дифференциальное входное сопротивление для транзистора BC140 было определено

$$R_{BX.БЭ} = R_{диф.БЭ} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} = 529 \text{ Ом}$$

Сопротивление нагрузки в эмиттере R_H 500 Ом.

Рассмотрим приращение входного напряжения:

$$\begin{aligned} \Delta u_{вх} &= \Delta u_{БЭ} + \Delta u_{ВЫХ} = R_{диф.БЭ} \Delta i_B + R_H \Delta i_{Э} = \\ &= R_{диф.БЭ} \Delta i_B + R_H (\beta + 1) \Delta i_B; \\ \Delta u_{вых} &= R_H (\beta + 1) \Delta i_B \end{aligned}$$

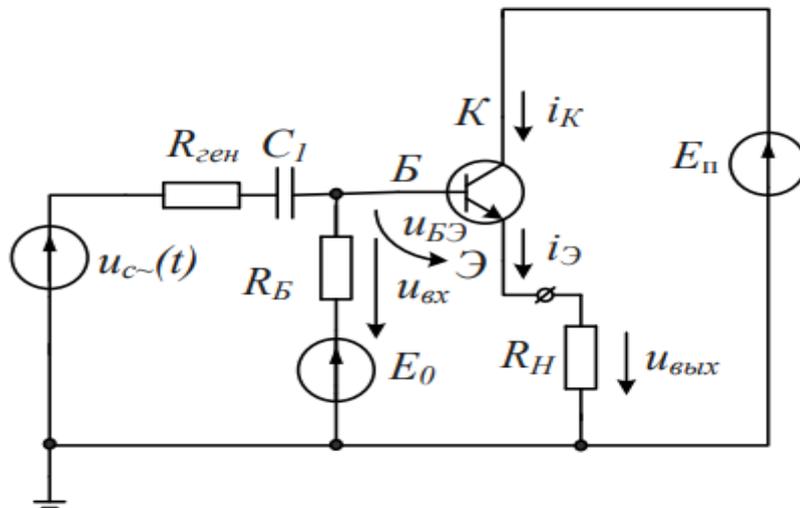


Рисунок 71 - Эквивалентная схема ЭП

Получим:

$$\Delta u_{вх} = R_{диф.БЭ} \Delta i_B + R_H (\beta + 1) \Delta i_B \approx R_H (\beta + 1) \Delta i_B = \Delta u_{вых},$$

Так как: $R_{диф.БЭ} = 529 \text{ Ом}$, $R_H (\beta + 1) = 500 \cdot 131 = 65,5 \text{ кОм}$.

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta u_{вх}} = \frac{R_H (\beta + 1)}{R_{диф.БЭ} + R_H (\beta + 1)} \approx 1.$$

Входное сопротивление:

$$R_{вх} = \frac{\Delta u_{вх}}{\Delta i_B} = R_{диф.БЭ} + R_H (\beta + 1) \approx 66 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление: $R_{вых} = \left| \frac{\Delta u_H}{\Delta i_H} \right|, e_c = const, E_0 = const.$

Для приращений напряжений: $\Delta i_B R_{ГЕН} + \Delta i_B R_{диф.БЭ} + \Delta u_H = 0,$

Так как $C_e = const$.

Далее:

$$|\Delta u_H| = \Delta i_B (R_{ГЕН} + R_{диф.БЭ}) = \frac{\Delta i_{Э}}{\beta + 1} (R_{ГЕН} + R_{диф.БЭ}).$$

В итоге получим:

$$R_{\text{вых}} = \left| \frac{\Delta u_H}{\Delta i_H} \right| = \frac{\Delta i_3 (R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{диф.БЭ}})}{\Delta i_3 (\beta + 1)} \approx \frac{R_{\text{ГЕН}}}{\beta},$$

так как обычно $R_{\text{ГЕН}} > R_{\text{диф.БЭ}}$.

Делаем важные выводы:

- коэффициент усиление эмиттерного повторителя близок к 1;
- эмиттерный повторитель имеет большое входное сопротивление;
- эмиттерный повторитель имеет малое выходное сопротивление.

Тема 15.

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В РЕЖИМЕ МАЛОГО СИГНАЛА

Вопросы

1. Определение, классификация, основные характеристики и параметры усилителей.
2. Расчет транзисторного каскада с общим эмиттером в режиме малого сигнала.
3. Расчет транзисторного каскада с общим коллектором в режиме малого сигнала.

Усилителем называется устройство, предназначенное для усиления входного электрического сигнала по напряжению, по току или по мощности за счёт преобразования энергии источника питания в энергию выходного сигнала. Мы рассмотрели ранее усилительные каскады на одном транзисторе. Как правило, усиление такого каскада бывает недостаточно и его характеристики не отвечают требованиям разработчика.

Поэтому применяют более сложные многокаскадные усилители, содержащие входной каскад, каскад предварительного усиления, каскад промежуточного усиления, окончательный мощный каскад. Обобщенная структурная схема многокаскадного усилителя показана на рисунке 72.

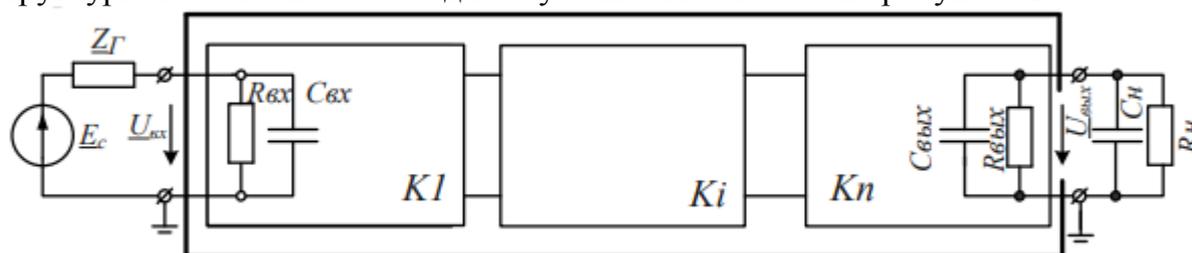


Рисунок 72 - Структурная схема многокаскадного усилителя

На входе усилителя действует генератор входного сигнала с комплексным действующим напряжением E_c и внутренним сопротивлением Z_G .

На выходе усилителя включена нагрузка R_H, C_H . Усилитель имеет n каскадов. Каждый каскад характеризуется входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$, выходным сопротивлением ($R_{\text{вых}}$, $C_{\text{вых}}$), коэффициентом усиления K_i , амплитудно-частотными и фазочастотными характеристиками и другими параметрами.

Классификация усилителей

Классификация усилителей идёт по нескольким признакам:

По роду усиливаемого сигнала:

- усилители гармонических сигналов (непрерывных колебаний);
- усилители импульсных сигналов.
- усилители постоянного тока (УПТ);

По функциональному назначению:

- усилители напряжения;
- усилители тока;
- усилители мощности.

По диапазону усиливаемых частот:

– усилители напряжения звуковой частоты – УЗЧ (прежнее название – усилители напряжения низкой частоты (УНЧ)). Диапазон частот таких усилителей – от десятков Гц до десятков или сотен кГц;

– усилители напряжения радиочастот УРЧ (прежнее название – усилители напряжения высокой частоты (УВЧ));

- избирательные (резонансные) усилители (узкополосные);
- широкополосные усилители (от сотен кГц до сотен МГц).

Мы будем считать, что в каждом отдельном каскаде для транзистора выбрана оптимальная рабочая точка и установлено нужное значение тока базы в режиме покоя.

Основные характеристики усилителя

Основными характеристиками усилителей являются следующие.

Амплитудночастотная характеристика усилителя (АЧХ) – зависимость коэффициента усиления от частоты;

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) – зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты.

Фазовые искажения важны для сигналов с частотной и фазовой модуляцией.

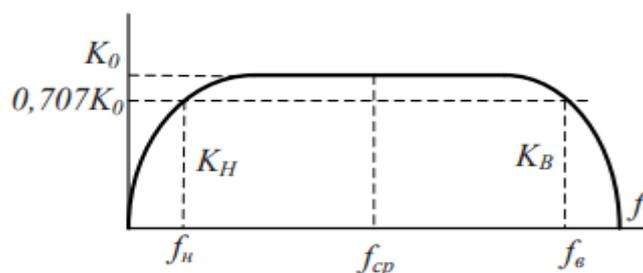


Рисунок 73 - АЧХ усилителя

Если усиливается сигнал небольшой амплитуды, то заметного искажения выходного полезного сигнала не происходит. Но если сигнал достаточно сложной формы, с «большим набором» гармоник, то на выходе могут возникнуть большие искажения, так как может быть АЧХ неравномерна в рабочем диапазоне частот.

Такие искажения в выходном сигнале получили название частотных и оцениваются они коэффициентом частотных искажений:

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} \text{ и } M_v = \frac{K_0}{K_v},$$

где M_n и M_v – коэффициенты частотных искажений на нижних и верхних граничных частотах соответственно;

K_n и K_v – коэффициенты усиления на нижних и верхних частотах соответственно; K_0 – коэффициент усиления на средних частотах.

Передаточная характеристика – это зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного.

Идеальная передаточная характеристика должна быть линейной в динамическом диапазоне входных сигналов (от $U_{вх\min}$ до $U_{вх\max}$).

Уровень нелинейных искажений оценивается при включении на вход гармонического сигнала коэффициентом нелинейных искажений:

$$K_{ни} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \dots + U_{mn}^2}}{U_{m1}},$$

где: U_{m1} – амплитуда первой гармоники выходного сигнала,

$U_{m2} \dots U_{mn}$ – амплитуды всех остальных гармоник выходного сигнала.

Переходные искажения в импульсных усилителях измеряют при подаче на вход идеального прямоугольного импульса. На выходе усилителя выходной импульс может иметь форму показанную на рисунке 74.

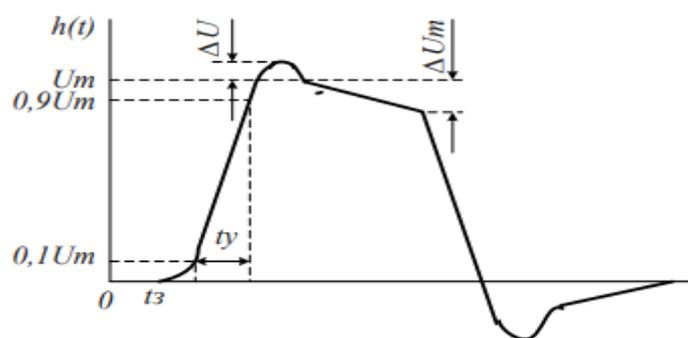


Рисунок 74 - Искажения импульса

Искажения фронта характеризуются:

– временем установления t_y , т.е. временем нарастания амплитуды импульса от $0,1 U_m$ до $0,9U_m$;

– выбросом фронта импульса δ , определяемым отношением амплитуды выброса ΔU к амплитуде установившегося режима U_m ;

– временем запаздывания t_z относительно входного сигнала по уровню $0,1U_m$.

Искажения плоской вершины импульса Δ характеризуется величиной спада напряжения ΔU_m за время длительности импульса:

$$\Delta, \% = \frac{\Delta U_m}{U_m} \cdot 100\%.$$

Переходные искажения импульсов и амплитудно-частотные характеристики усилителя взаимосвязаны. Искажения фронта обусловлены ограничением АЧХ в области высоких частот, а искажения плоской вершины обусловлены ограничением АЧХ на низких частотах.

Собственные помехи усилителя: фон, наводки и шумы. Тепловые внутренние шумы усилителя принципиально невозможно полностью устранить.

Любое резистивное сопротивление R (например, внутреннее сопротивление источника сигнала R_r) создает в полосе частот Δf тепловой шум, среднеквадратичная ЭДС которого определяется формулой Найквиста

$$\bar{E}_{ш}^2 = 4kTR\Delta f.$$

где k - постоянная Больцмана;

T - абсолютная температура сопротивления.

Шумовые свойства усилителей оценивают коэффициентом шума F , равным отношению мощностей сигнала и шума на входе усилителя к отношению мощностей сигнала и шума на выходе:

$$F = (P_c / P_{ш})_{вх} / (P_c / P_{ш})_{вых};$$

$$F, dB = 10 \lg F.$$

В диапазоне СВЧ находит применение оценка шумовых свойств посредством определения шумовой температуры системы T_c :

$$T_c = T_0(F - 1),$$

где T_0 - стандартная шумовая температура, $T_0 = 290K$ (рекомендация МЭК). Для многокаскадных усилителей (каскады включены последовательно):

$$F_{\Sigma} = F_1 + (F_2 - 1) / K_{p1} + (F_3 - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots;$$

$$T_{c\Sigma} = T_{c1} + (T_{c2} - 1) / K_{p1} + (T_{c3} - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots,$$

откуда видно, что каждый последующий каскад вносит меньший вклад, чем предыдущий.

Параметры усилителя

– коэффициент усиления по напряжению:

$$\underline{K}_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = |\underline{K}| \exp(j\varphi),$$

где φ - фазовый сдвиг между выходным и входным сигналом. Значение K на средних частотах рабочего диапазона, обозначаемого как K_0 , называют коэффициентом усиления.

В логарифмических единицах:

$$K_0, dB = 20 \lg K_0.$$

Для n -каскадных усилителей, когда каскады включены последовательно, коэффициенты усиления по напряжению перемножаются:

$$K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n,$$

а в логарифмических единицах складываются:

$$K_{\Sigma}, dB = K_1, dB + K_2, dB + \dots + K_n, dB.$$

– коэффициент передачи по току:

$$\underline{K}_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = |\underline{K}_I| \exp(j\varphi).$$

– коэффициент усиления по мощности K_P :

$$K_P = P_{вых} / P_{вх}.$$

Для n-каскадных усилителей $K_{p\Sigma}$ в относительных и логарифмических единицах определяются аналогично K_{Σ} , только

$$K_p, dB = 10 \lg K_p.$$

– сквозные коэффициенты, например, сквозной коэффициент передачи по напряжению K_E . :

$$\underline{K}_E = \underline{U}_{\text{вых}} / \underline{E}_c, \quad \text{где } E_c \text{ – ЭДС источника сигнала.}$$

– коэффициент полезного действия:

$$KПД = P_{\text{ном}} / P_0,$$

где $P_{\text{ном}}$ – максимальная выходная мощность усилителя;

P_0 – мощность, потребляемая от источника питания

Расчет транзисторного каскада с общим эмиттером в режиме малого сигнала

Для модели усилительного каскада с общим эмиттером мы выполнили расчет режима покоя и расчет h- параметров транзистора BC140 в рабочей точке. В схеме с общим эмиттером были получены следующие результаты:

$$h_{11} = 529 \text{ Ом} \quad h_{12} \approx 0$$

$$h_{21} = 136 \quad h_{22} = 90,13 \cdot 10^{-6} \text{ См}$$

В расчетах эти параметры часто обозначают с индексом «Э» ($h_{11Э}$, $h_{12Э}$, $h_{21Э}$, $h_{22Э}$), чтобы показать, что они относятся к схеме с общим эмиттером.

Расчет на низких и средних частотах

В области низких и средних частот можно не учитывать емкости переходов транзистора C_E и C_K . Кроме того, мы будем считать, что в схеме емкости C_1 , C_2 , C_3 достаточно велики и их влияние можно не учитывать.

В этом случае расчет в режиме малого сигнала проводят по схеме замещения с использованием h-параметров.

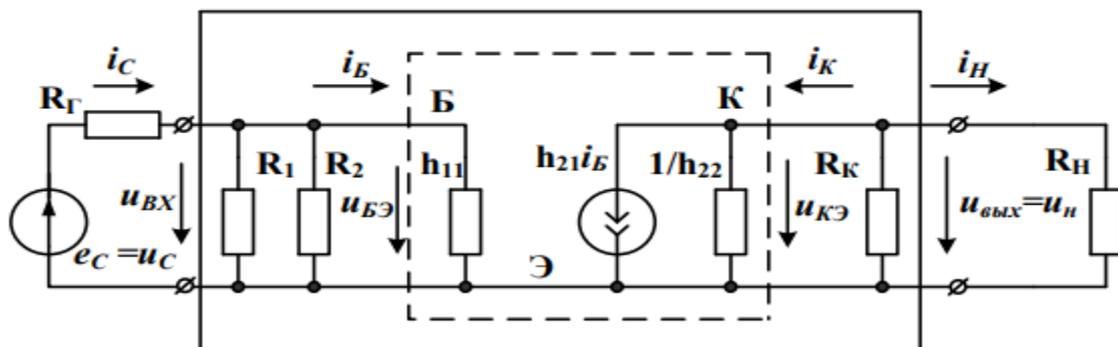


Рисунок 75 - Схема замещения усилителя с h-параметрами

Напомним, что $R_1=R_2=100\text{кОм} \gg h_{11} = 529\text{Ом}$, $R_К=400 \text{ Ом}$,

$$R_Н=2\text{кОм}, R_Г=100\text{Ом}, R_{\text{вых}} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{10^6}{90,13} = 11,095\text{кОм} \gg R_К.$$

Поэтому в приближенных расчетах в схеме замещения можно не учитывать R_1 , R_2 и $\frac{1}{h_{22}}$. Упрощенная схема показана на рисунке 76

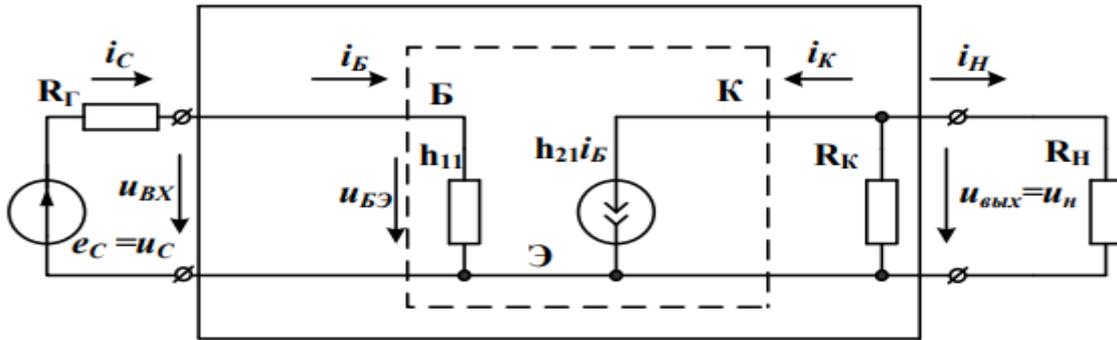


Рисунок 76 - Упрощенная схема с h-параметрами

Вычислим основные параметры усилителя. Коэффициент усиления по напряжению:

$$\underline{K}_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-h_{21} \cdot \chi_B \cdot R_K \cdot R_H}{\chi_B \cdot h_{11} (R_K + R_H)} = \frac{-136 \cdot 400 \cdot 2000}{529 \cdot 2400} = -85,69.$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$\underline{K}_E = \frac{U_{вых}}{E_c} = \frac{-h_{21} \cdot \chi_B \cdot R_K \cdot R_H}{\chi_B \cdot (h_{11} + R_G)(R_K + R_H)} = \frac{-136 \cdot 400 \cdot 2000}{629 \cdot 2400} = -72,07.$$

В результате моделирования схемы был получен сквозной коэффициент усиления $K_{\text{Емод}} = -62$, что говорит о допустимости приближенного расчета. Коэффициент усиления по току:

$$\underline{K}_I = \frac{I_H}{I_c} = \frac{-h_{21} \cdot \chi_B \cdot R_K}{\chi_B \cdot (R_K + R_H)} = \frac{-h_{21} \cdot R_K}{(R_K + R_H)} = \frac{-136 \cdot 400}{2400} = -22,66.$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$\underline{K}_P = \frac{P_H}{P_c} = \frac{-h_{21} \cdot \chi_B \cdot R_K}{\chi_B \cdot (R_K + R_H)} = \frac{-h_{21} \cdot R_K}{(R_K + R_H)} = \frac{-136 \cdot 400}{2400} = -22,66.$$

По упрощенной схеме определим:
входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_c} \approx h_{11\beta} = 529 \text{ Ом};$$

выходное сопротивление (без учета R_H):

$$R_{вых} = \left| \frac{U_{вых}}{I_K} \right| \approx R_K.$$

Расчет на высоких частотах

На высоких частотах расчет транзисторного усилителя ведут с использованием физической схемы замещения или схемы Джиаколетто, в которых учтены инерционные свойства транзисторов. Значения параметров эквивалентной схемы Джиаколетто рассчитывают, используя справочные данные транзистора, следующим образом.

В справочных данных приводят, как правило, параметры:

– коэффициента усиления тока базы β ;

– граничную частоту $f_T = \frac{1}{2\pi\tau_T}$, на которой модуль коэффициента;

- усиления тока базы $|\beta|=1$;
- постоянную времени обратной связи K_t ;
- полную емкость коллекторного перехода C_k ;
- полную емкость эмиттерного перехода $C_э$.

1. Находим проводимость и сопротивление базы:

$$g_{б} = \frac{C_k}{\tau_k}, r_{б} = \frac{\tau_k}{C_k}.$$

2. Рассчитываем сопротивление и проводимость эмиттера:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta},$$

$$I_{э0} = I_{б0} + I_{к0}.$$

Для планарных кремниевых транзисторов коэффициент, $a=3$:

$$r_э = \frac{26}{I_{э0} \text{ мА}} + \frac{3}{\sqrt{I_{э0} \text{ мА}}},$$

$$g_э = \frac{1}{r_э}.$$

3. Найдем проводимость перехода база – эмиттер:

$$g_{бэ} = \frac{1}{r_э(1 + \beta)}$$

4. Рассчитаем крутизну:

$$\alpha = \frac{\beta}{(1 + \beta)}; S = \frac{\alpha_0}{r_э}$$

5. Рассчитаем емкость эмиттерного перехода:

$$C_э = \frac{1}{2\pi f_T r_э(1 + \beta)}$$

6. Найдем выходную проводимость транзистора:

$$g_{эк} = \frac{I_{к0доп}}{U_{кэдоп}}.$$

7. Проводимость коллекторного перехода:

$$g_{бк} = \frac{1}{r_{кэ}(1 + \beta)}.$$

После вычисления всех параметров эквивалентной схемы Джаколлето, используя символический метод, рассчитывают параметры усилителя на высоких частотах.

Расчет транзисторного каскада с общим коллектором в режиме малого сигнала

Для схемы эмиттерного повторителя эквивалентная схема с h -параметрами показана на рисунке 76.

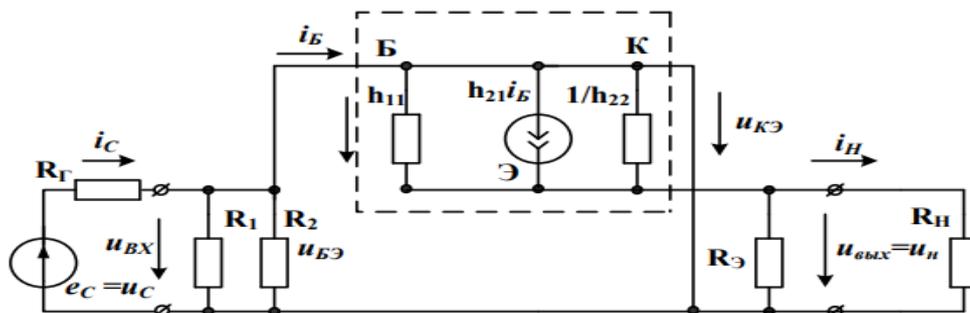


Рисунок 76 - Эквивалентная схема эмиттерного повторителя с h-параметрами

Упростим схему, исключив большие по сравнению с другими резисторами элементы: $\frac{1}{h_{22}}, R_1, R_2$

Получим упрощенную схему.

$$\underline{U}_{BK} = \underline{E}_c - \underline{I}_B R_\Gamma = h_{11} \underline{I}_B + \underline{U}_H;$$

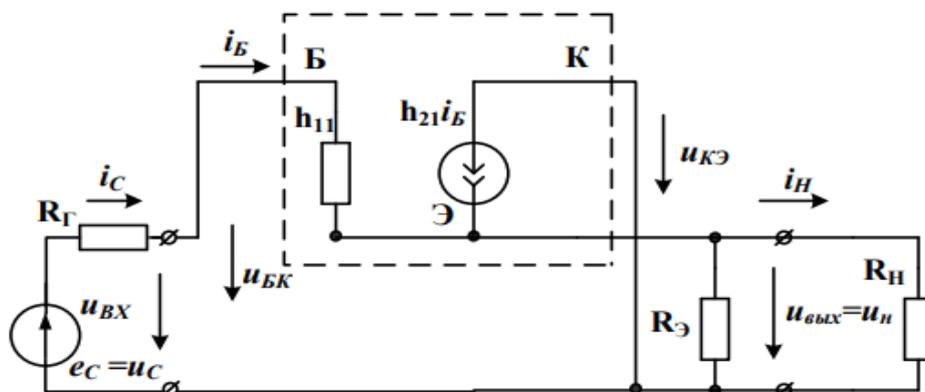


Рисунок 77 - Упрощенная эквивалентная схема эмиттерного повторителя

$$\underline{U}_H = (1 + h_{21}) \underline{I}_B \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}$$

Находим входное сопротивление:

$$R_{BX} = \frac{\underline{U}_{BK}}{\underline{I}_B} = h_{11} + (1 + h_{21}) \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}$$

Входное сопротивление эмиттерного повторителя значительно больше, чем у каскада с общим эмиттером и составляет 100-300кОм. Коэффициент усиления по напряжению:

$$\underline{K}_U = K_U e^{j\phi_U} = \frac{\underline{U}_H}{\underline{E}_c} = \frac{(1 + h_{21}) \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}}{R_\Gamma + h_{11} + (1 + h_{21}) \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}} \approx 0,8 - 0,9$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяется как выходное сопротивление активного двухполюсника относительно выходных выводов и равно:

$$R_{\text{вых}} = \frac{(R_\Gamma + h_{11}) R_3}{R_\Gamma + h_{11} + (1 + h_{21}) R_3} \approx 10 - 50 \text{ Ом}$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя значительно меньше, чем у каскада с общим эмиттером. Поэтому эмиттерный повторитель применяют для работы с низкоомными приемниками, например, с кабелями, имеющими волновое сопротивление 50-75 Ом.

Тиристоры

Тиристором называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями и тремя или более последовательно включенными р-п - переходами. Наиболее распространенная структура управляемого тиристора с четырьмя чередующимися слоями полупроводников р- и п- типов показана на рисунке.

Кроме анодного и катодного выводов управляемый тиристор имеет еще вывод управляющего электрода УЭ. УЭ может подключаться к ближайшей к катоду р- области (тиристор с катодным управлением) или к ближайшей к аноду п- области (тиристор с анодным управлением).

В зависимости от числа выводов тиристоры делят на:

- диодные /динисторы/, имеющие два вывода - от анода и катода;
- триодные /тиристоры/, имеющие выводы от анода, катода и одной из баз;
- тетродные, имеющие выводы от всех областей.

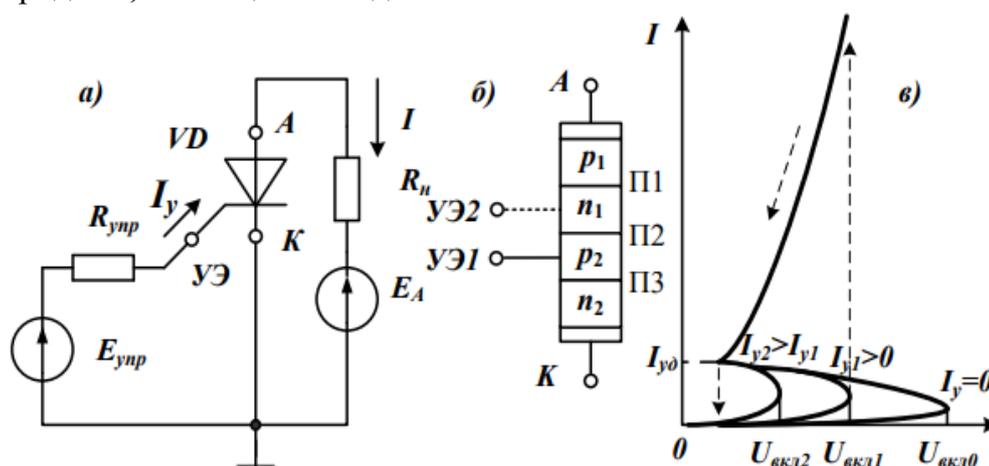


Рисунок 78 - Схема включения (а), структура (б) и вольтамперная характеристика (в) тиристора с катодным управлением

На рисунке 78 показана схема включения тиристора с катодным управлением. Источник напряжения $E_{упр}$ через сопротивление $R_{упр}$ создает в управляющем электроде УЭ ток управления I_y . В цепи анода I при возрастании анодного напряжения U остается малым до напряжения включения $U_{вкл}$, которое зависит от тока управления. После открывания тиристора анодный ток скачком увеличивается и переходит на участок ВАХ открытого состояния. Для выключения тиристора надо уменьшить анодный ток до значения тока удержания $I_{уд}$ или поменять полярность напряжения на аноде.

В начале развития на тиристорах пытались делать различные импульсные и цифровые устройства: триггеры, счётчики, мультивибраторы. Но вскоре их вытеснили более эффективные транзисторные элементы. В настоящее время некоторые из наиболее распространенных областей применения для тиристорov включают реле управления, схемы времени задержки, регуляторы мощности, схемы управления моторами, инвертеры, зарядные устройства, защитные схемы.

В последние годы были разработаны тиристоры, способные управлять мощностями до 10 МВт, токами до 2000 А при напряжениях до 1800 В. Частотный диапазон расширен до 50 кГц, что позволяет реализовать несколько высокочастотных приложений (индукционный нагрев и ультразвуковой очистки). Для объяснения работы тиристора его четырехслойную р-п-р-п структуру представляют двумя трехслойными транзисторными структурами

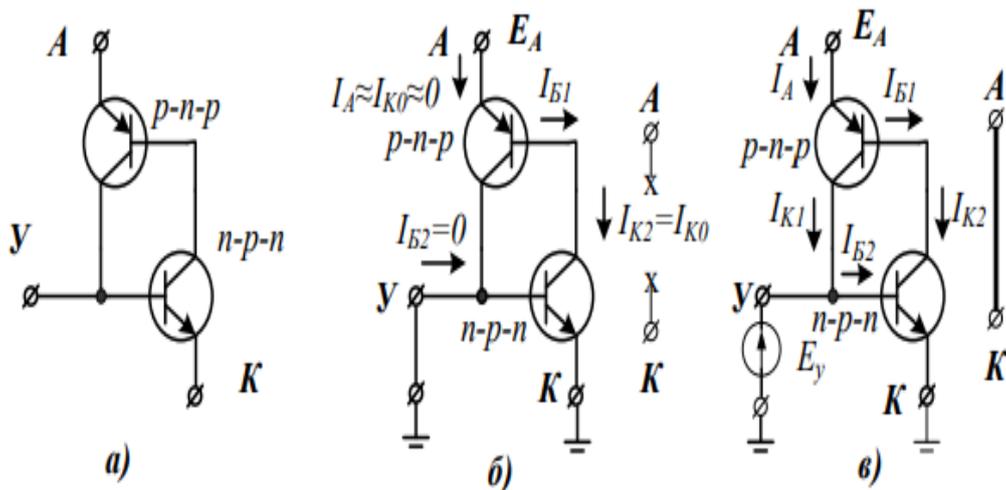


Рисунок 79 – Эквивалентная схема тиристора (а); режим состояния «OFF» (б); режим состояния «ON» (в)

В состоянии выключено «OFF» на управляющем электроде У и базе n-p-n транзистора нулевое напряжение, ток базы $I_{B2}=0$, ток коллектора $I_{K2}=I_{K0}\approx 0$, ток базы p-n-p транзистора I_{B1} также равен нулю и анодный ток тиристора $I_A=0$. Тиристор имеет очень большое сопротивление. В состоянии включено «ON» на управляющий электрод подается положительное напряжение, ток I_{B2} открывает n-p-n транзистор, его коллекторный ток $I_{K2}=I_{B1}$ возрастает и открывает p-n-p транзистор, который своим коллекторным током I_{K1} создает лавинообразное регенеративное увеличение коллекторного тока.

Типовое время включения составляет от 0,1 мкс до 1 мкс. Открытый тиристор имеет очень малое сопротивление. Для выключения тиристора при его использовании в качестве токового ключа необходимо каким-либо способом уменьшить ток через тиристор до значения, меньшего тока удержания.

Выключить тиристор, подавая какие-либо воздействия на управляющий электрод, в большинстве типов тиристорov невозможно. Однако существуют тиристоры, которые могут быть выключены по управляющему электроду импульсом тока обратного знака.

Такие тиристоры называют запираемыми по управляющему электроду. Рассмотренные тиристоры при отрицательном напряжении на аноде закрыты. Такие тиристоры называют запираемыми в обратном направлении. Однако существуют тиристоры, проводящие в обратном направлении, которые как бы зашунтированы диодом. Выпускаются тиристоры, имеющие симметричную вольт-амперную характеристику для обеих полярностей напряжения на аноде. Такие тиристоры называют **симисторами**. На рисунке 80 приведены обозначения различных типов тиристорov.

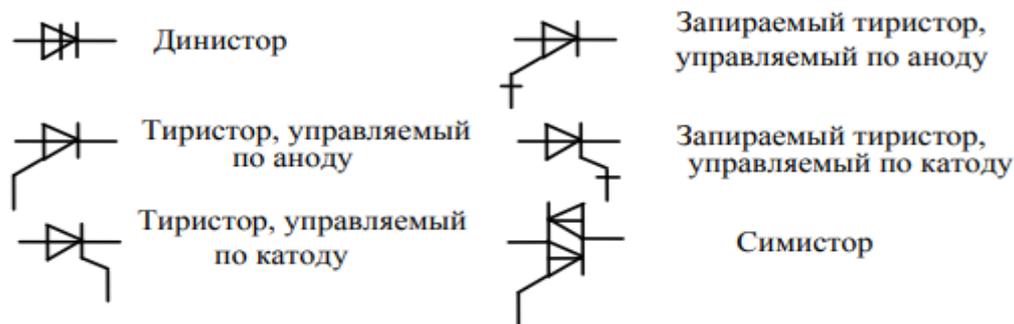


Рисунок 80 – Обозначения различных типов тиристоров

На рисунке показана модель простейшего однополупериодного выпрямителя на тиристоре с регулировкой тока в нагрузке. Нагрузкой служит резистор $R1=1\text{Ом}$.

Входной синусоидальный сигнал имеет амплитуду 20В и частоту 50Гц . Резистор $R2=2\text{кОм}$, потенциометр $P1=5\text{кОм}$ и диод $D1$ создают цепь регулировки тока управления I_y .

Увеличение суммарного сопротивления $(R2+P1)$ приводит к тому, что тиристор будет включаться при большем значении входного напряжения. Так, если установить потенциометр $P1$ в положение 25% , суммарное сопротивление составит $(2+3,75)$ кОм и тиристор будет включаться при входном напряжении $17,43\text{В}$.

В результате, как видно из диаграмм площадь положительных импульсов тока будет сокращаться и среднее выпрямленное напряжение U_0 уменьшится. Таким образом, можно регулировать мощность нагревательного устройства (например, паяльника).

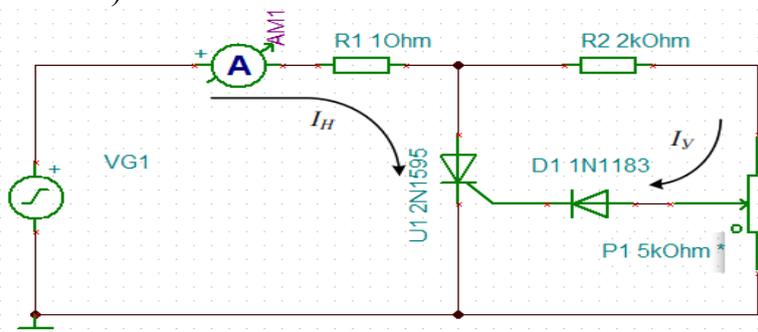


Рисунок 81 – Модель выпрямителя на тиристоре с регулировкой мощности

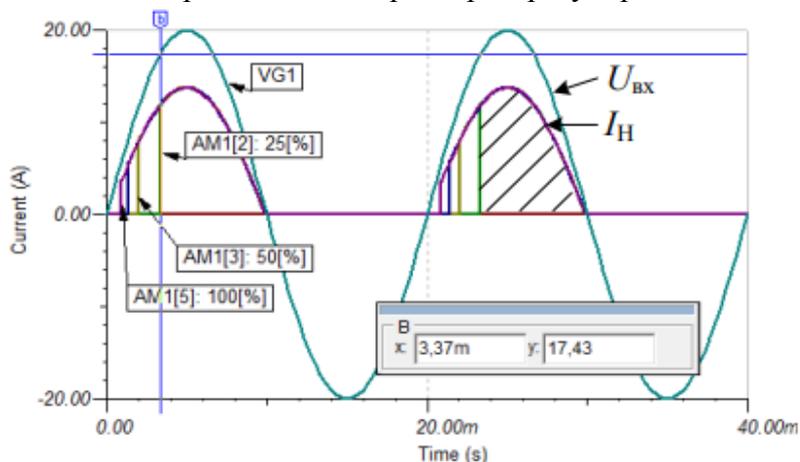


Рисунок 82 – Диаграммы входного напряжения и тока в нагрузке тиристорного регулятора

Тема 16. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Вопросы:

1. Основные понятия и классификация полевых транзисторов.
2. Устройство полевого транзистора с управляющим p-n переходом и его характеристики.
3. Устройство полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом.

Полевыми или униполярными транзисторами называются полупроводниковые приборы, в которых изменение тока производится изменением проводимости проводящего канала с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока.

В иностранной литературе полевые транзисторы называют FET (field – effect transistor). Электроды, подключенные к каналу, называются стоком (Drain) и истоком (Source).

Управляющий электрод называется затвором (Gate).

Напряжение управления прикладывается между затвором и истоком.

Также как два типа биполярных транзисторов, полевые транзисторы могут иметь канал n- типа или канал p-типа. Прохождение тока в канале только одним типом зарядов: электронами в канале n-типа или дырками в канале p-типа.

Одним из важнейших достоинств полевых транзисторов является очень большое входное сопротивление (от единиц до сотен мегом), что очень важно при проектировании линейных усилительных устройств.

С другой стороны, биполярный транзистор более чувствителен к изменению входного тока, чем полевой транзистор к изменению входного напряжения. Тем самым биполярный транзистор может обеспечить большее усиление, чем полевой.

Полевые транзисторы более стабильны при изменении температуры, меньше по размеру, более технологичны при изготовлении. Это делает полевые транзисторы особенно полезными при изготовлении интегральных микросхем.

Применяют два типа полевых транзисторов:

– полевые транзисторы с управляемым p-n переходом (junction field-effect transistor (JFET));

– полевые транзисторы с изолированным затвором (metal-oxidesemiconductor field-effect transistor (MOSFET)); в отечественной литературе их называют: (МОП – металл – оксид кремния – полупроводник) или (МДП – металл-диэлектрикполупроводник).

Категория MOSFET транзисторов делится на полевые транзисторы, работающие в режиме обогащения (со встроенным каналом) и в режиме обеднения (с индуцированным каналом).

MOSFET транзисторы стали важнейшим элементом в разработке и производстве цифровой компьютерной техники. Однако брать руками полевые транзисторы надо с осторожностью, так как они очень чувствительны к внешним электрическим полям.

На рисунке показана классификация и условные обозначения различных типов полевых транзисторов.

Классификация полевых транзисторов

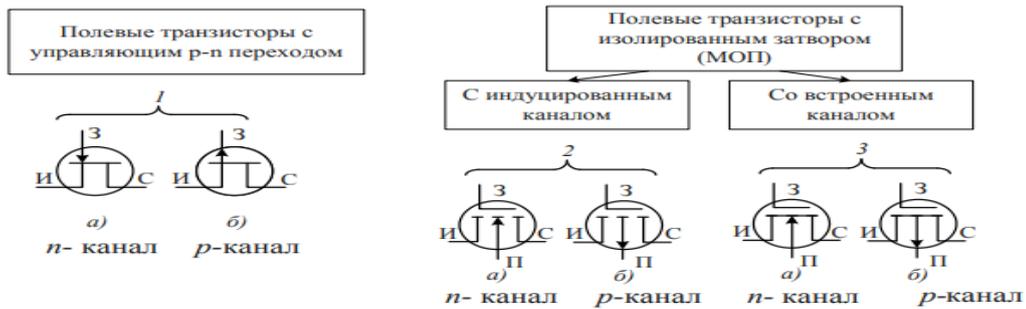


Рисунок 83 – Таблица классификации и обозначения полевых транзисторов

Устройство полевого транзистора с управляющим р-п переходом и его характеристики

Устройство полевого транзистора с управляющим р-п переходом и каналом n- типа показано на рисунке. Между стоком (С) и истоком (И) включены источник напряжения стока E_C и сопротивление нагрузки R_H .

Электроды стока и истока соединены с полупроводниковым слоем n-типа. На сток подключено положительное напряжение. Третий электрод - затвор (З) подключен к отрицательному напряжению $U_{зи}$ и соединен с полупроводниковым материалом р-типа.

На границе полупроводниковых материалов разных типов образуется р-п переход. Вокруг р-п перехода формируются области обеднения свободных носителей.

Если на затворе $u_{зи} < 0$, р-п переход заперт. Ток затвора равен нулю. С увеличением обратного напряжения расширяется р-п переход и уменьшается сечение проводящего канала n-типа.

Отрицательное управляющее напряжение уменьшает ток между истоком и стоком и управляет этим током, обусловленным подвижными электронами. В полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и каналом р-типа на сток подают отрицательное напряжение, на затвор - положительное, а ток в р - канале будет обусловлен свободными положительными зарядами (дырками).

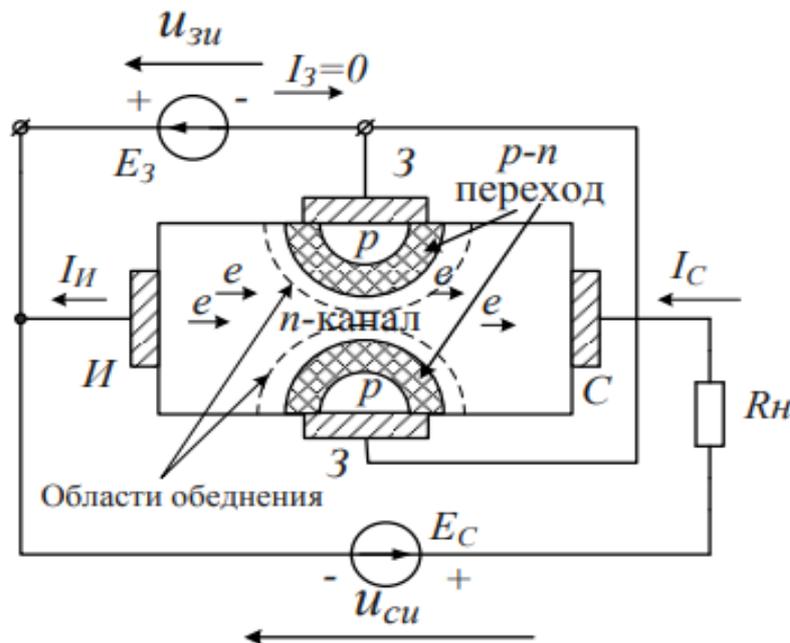


Рисунок 84 – Устройство полевого транзистора с управляющим р-п переходом и каналом n-типа

Передаточная характеристика полевого транзистора с управляющим p-n переходом

Передаточные характеристики полевых транзисторов выражают зависимость тока стока от напряжения затвор-исток $I_C(U_{ЗИ})$.

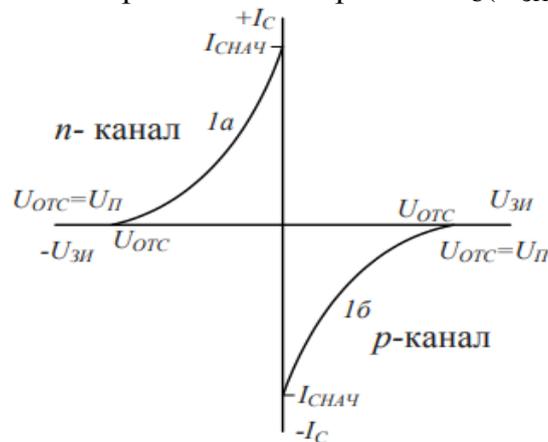


Рисунок 85 – Передаточные характеристики полевого транзистора с управляющим p-n переходом

Транзистор с n-каналом открывается при $U > U_{отс} \approx (-2B \div -6B)$. При нулевом значении $U_{зи}$ проходит начальный положительный ток $I_{снач}$.

Транзистор с p-каналом открывается при $U < U_{отс} \approx (+2B \div +6B)$. При нулевом значении $U_{зи}$ проходит начальный отрицательный ток $I_{снач}$.

На рисунке показана схема для снятия передаточной характеристики полевого транзистора 2N4091.

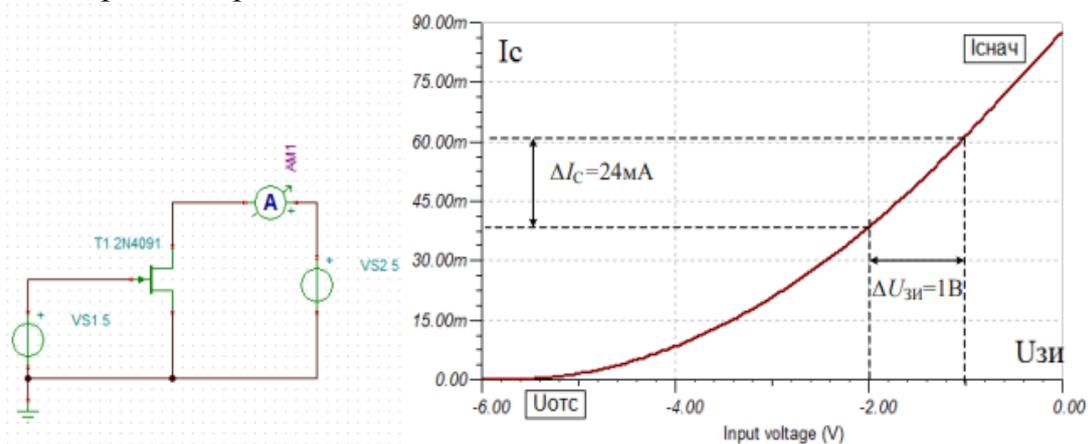


Рисунок 86 – Передаточная характеристика полевого транзистора с управляющим p-n переходом

Данный транзистор имеет пороговое напряжение отсечки $U_{отс} = -5,74B$. Начальный ток $I_{снач} \approx 85mA$.

При постоянном напряжении $U_{си}$ передаточная характеристика приближенно описывается квадратичной функцией:

$$I_C \approx I_{снач} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}\right)^2$$

Усилительные свойства определяются крутизной передаточной ВАХ:

$$S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗИ}} = 24 \frac{mA}{B}.$$

Выходными характеристиками полевого транзистора называют зависимости тока стока I_C от напряжения сток-исток $U_{СИ}$. Семейство выходных характеристик снимают при разных значениях напряжения $U_{ЗИ}$. На рисунке показана схема измерения и выходные характеристики полевого транзистора 2N4091.

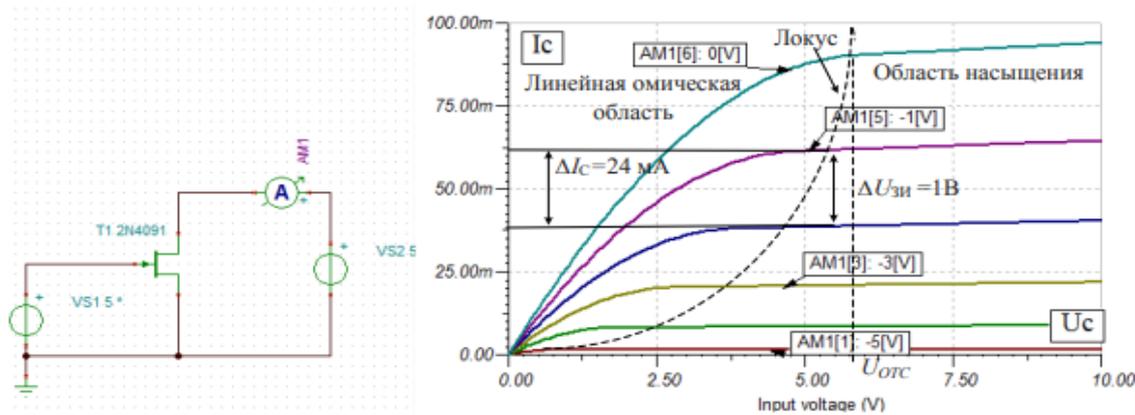


Рисунок 87 – Выходные характеристики полевого транзистора 2N4091

Выходные характеристики имеют две области. На начальном участке, пока $U_{СИ} < |U_{ОТС}|$ ток стока увеличивается почти линейно. Наклон характеристики определяет омическое сопротивление транзистора и полевой транзистор ведет себя как управляемое сопротивление. Эту область выходных характеристик называют линейной омической.

На графиках видно, что чем более отрицательным становится напряжение $U_{ЗИ}$, тем меньше угол наклона выходных характеристик и, следовательно, больше сопротивление полевого транзистора между контактами сток-исток.

Таким образом, изменяя $U_{ЗИ}$, мы можем управлять сопротивлением полевого транзистора. Приблизительно сопротивление полевого транзистора можно рассчитать по формуле:

Приблизительно сопротивление полевого транзистора можно рассчитать по формуле:

$$R_{СИ} \approx \frac{R_0}{\left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ОТС}}\right)^2}$$

где $R_0 = R_{СИ}$ при $U_{ЗИ} = 0$. К примеру, если $R_0 = 10 \text{ кОм}$, $U_{ОТС} = -6\text{В}$, $U_{ЗИ} = -3\text{В}$, то $R_{СИ} \approx 40 \text{ кОм}$.

При увеличении напряжения $U_{СИ} > |U_{ОТС}|$ области обеднения почти смыкаются, выходные характеристики становятся почти горизонтальными, сопротивление транзистора стремится к бесконечности. Тем не менее остается очень малый канал, через который проходит ток высокой интенсивности, равный току насыщения $I_{Снас}$ при заданных параметрах управляющих напряжений. Эту область называют областью насыщения или областью линейного усиления. Именно в этой области должны работать усилители

сигналов с малыми искажениями. Область насыщения отделяется от линейной омической области линией локуса, которая проходит через точку $U_{СИ} = |U_{ОТС}|$

По графикам выходных характеристик можно также определить крутизну транзистора. Так при изменении напряжения $U_{ЗИ}$ на 1 В ток стока меняется на 24 мА. Следовательно, $S=24$ мА/В.

Для выходной характеристики при $U_{ЗИ} = 0$ ток насыщения $I_{Снас} \approx I_{Снач}$ на передаточной характеристике.

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом

Конструкция полевого МОП транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом n-типа показана рисунке 88.

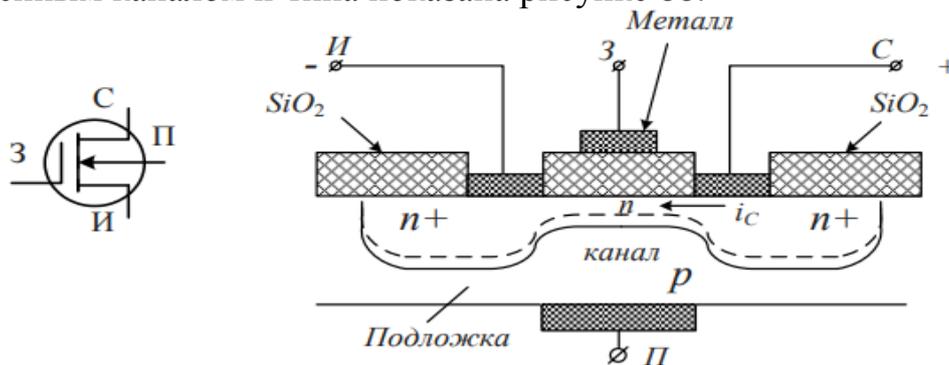


Рисунок 88 – Конструкция МОП транзистора со встроенным каналом n-типа

Подложка из полупроводникового материала p-типа имеет изоляционное покрытие из двуоксида кремния. Металлические электроды истока и стока нанесены на материал подложки.

Металлический электрод затвора изолирован от подложки диэлектрическим слоем. В области истока и стока полупроводниковый материал имеет сильно легированные области, обогащенные носителями n+.

Сток подключают к плюсу источника питания. Между легированными областями под затвором имеется встроенный канал n-типа, в котором существует ток $I_{Снач}$ при $U_{зи} = 0$. Если $U_{зи} > 0$, электроны втягиваются в канал и ток возрастает. Если $U_{зи} < 0$, ток уменьшается.

На рисунке показана схема измерения и график передаточной ВАХ для МОП транзистора с каналом n-типа. Пороговое напряжение имеет небольшое отрицательное значение.

Транзистор работает в режиме обеднения (depletion-type MOSFET). Для этого управляющее напряжение на затворе делают отрицательным ($U_{зи} < 0$). Это напряжение «выталкивает» электроны из канала в область подложки, тем самым обедняя канал и уменьшая ток стока.

Выходные характеристики такого транзистора, представленные на рисунке. На них также, как у транзистора с управляющим p-n переходом есть линейная омическая область и область насыщения, в которой реализуются усилительные свойства транзистора.

Режим обеднения соответствует характеристикам с $U_{зи} < 0$. По выходным характеристикам мы видим, что крутизна исследованного экземпляра

$$S = 17 \frac{\text{мА}}{\text{В}}$$

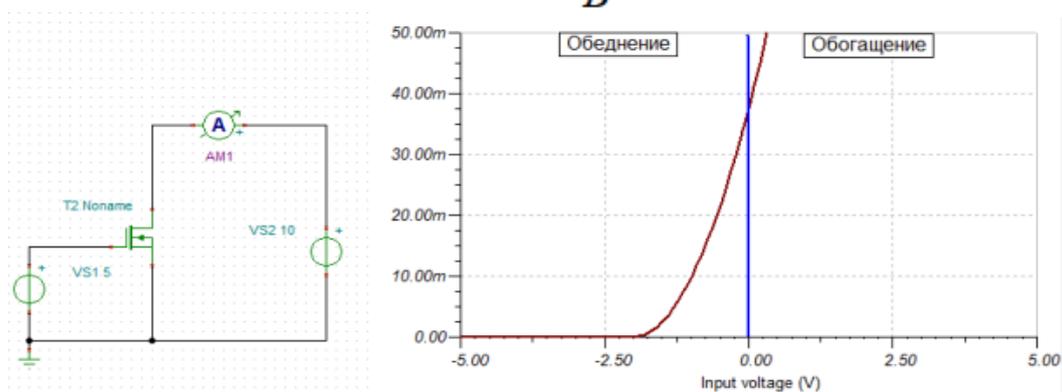


Рисунок 89 – Схема измерения и график передаточной характеристики МОП транзистора со встроенным каналом п-типа.

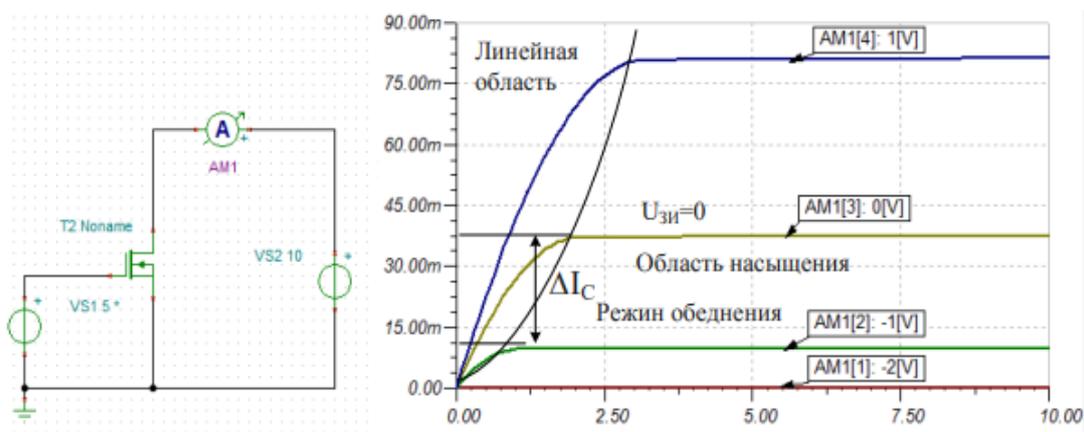


Рисунок 90 – Выходные характеристики МОП транзистора со встроенным каналом п-типа.

Полевые транзисторы со встроенным р - каналом работают при отрицательных напряжениях на стоке. В режиме обеднения на затвор подают положительное напряжение, которое «выталкивает» положительные носители заряда (дырки) из канала, обедняет канал и уменьшает ток стока.

Рисунок 89 Конструкция МОП транзистора со встроенным каналом р-типа
Рисунок 89 Конструкция МОП транзистора со встроенным каналом р-типа

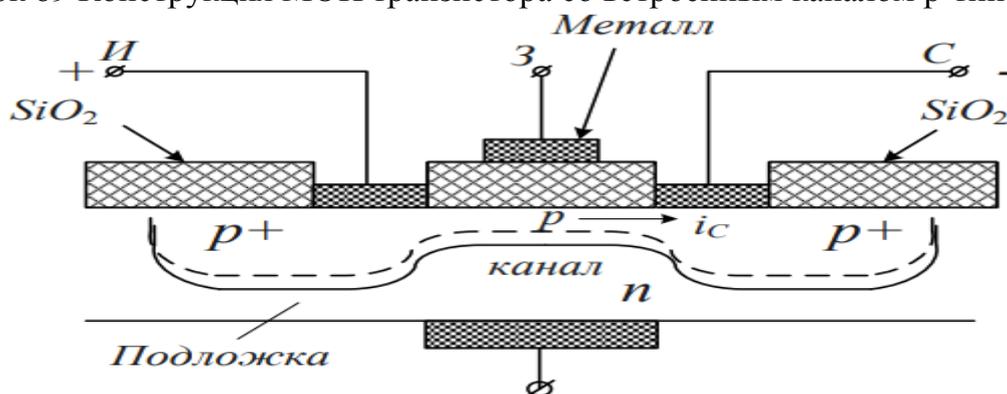


Рисунок 91 – Конструкция МОП транзистора со встроенным каналом р-типа

Устройство полевого транзистора с изолированным Затвором и индуцированным каналом

Конструкция полевого транзистора с индуцированным каналом n-типа показана на рисунке. Если $U_{зи} = 0$, канал обеднен носителями и $I_c = 0$. Транзистор можно представить двумя встречно включенными диодами, образованными закрытыми p-n переходами между легированными областями с носителями n+ и подложкой p-типа.

Когда положительное напряжение на затворе становится больше порогового ($U_{зи} > U_{пор}$), электрическое поле затвора втягивает в область канала электроны из области n+ и повышает проводимость канала. Поэтому канал называется индуцированным, а режим работы транзистора называют режимом обогащения (enhancement-type MOSFET).

Схема измерения и передаточная характеристика МОП транзистра 2N6758 с индуцированным каналом n-типа показана на рисунке. Транзистор открывается при пороговом напряжении $U_{пор} > 2-5В$.

Полевые транзисторы с индуцированным каналом управляются только при $U_{зи} > U_{пор}$. Полевые транзисторы с индуцированным p-каналом работают при отрицательных напряжениях на стоке и затворе. На рисунке представлена сводная диаграмма передаточных характеристик полевых транзисторов различных типов. Диаграмма позволяет качественно определить полярности питающих напряжений и уровни управляющих напряжений $U_{зи}$.

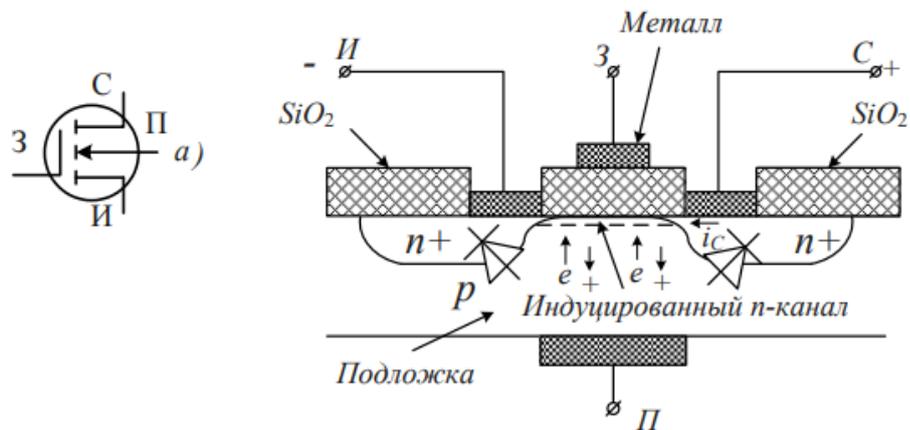


Рисунок 92 – Конструкция МОП транзистора с индуцированным каналом n-типа

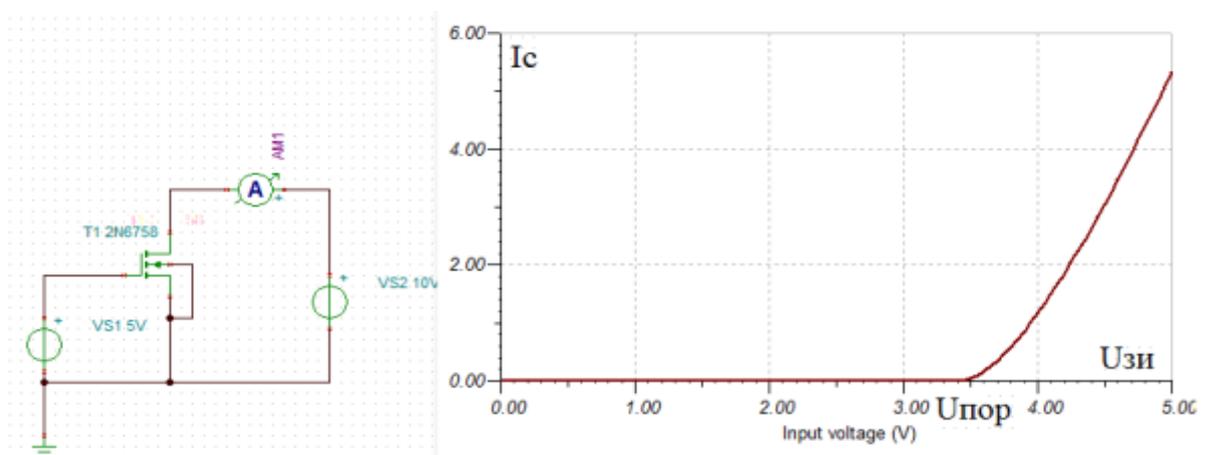


Рисунок 93 – Схема измерения и передаточная характеристика МОП транзистора с индуцированным каналом n-типа

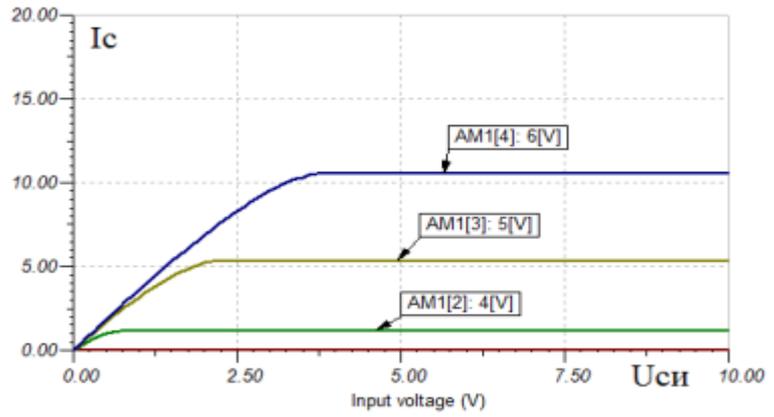
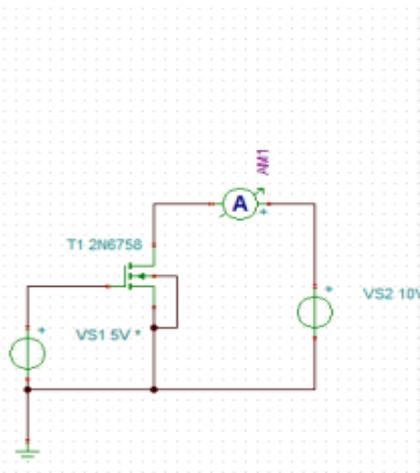


Рисунок 94 – Схема измерения и выходные характеристики МОП транзистора с индуцированным каналом n-типа

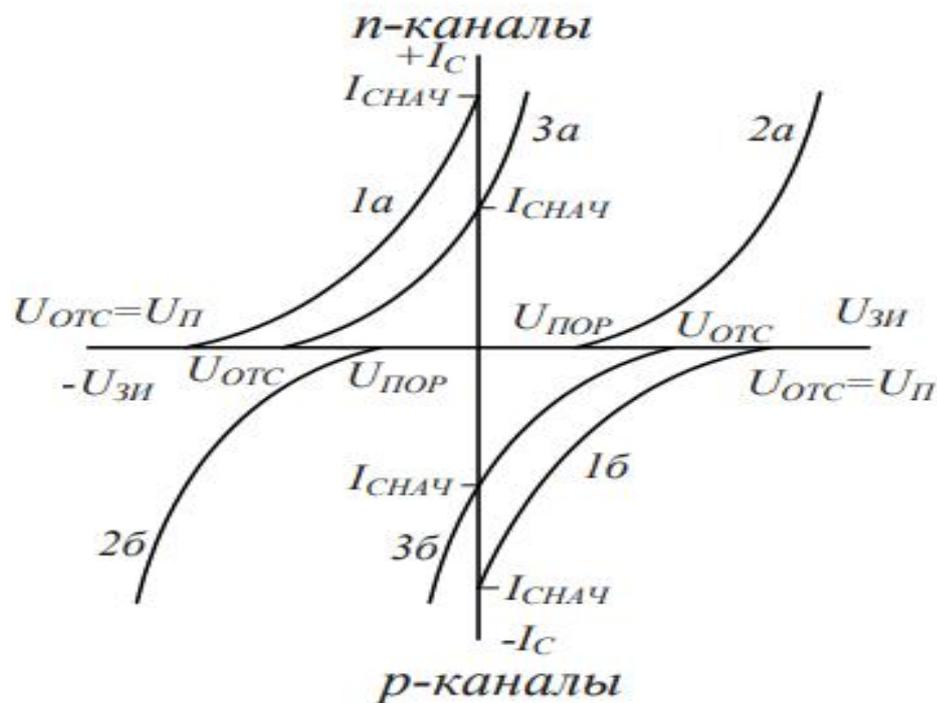


Рисунок 95 - Сводная диаграмма передаточных характеристик полевых транзисторов разных типов

1 - с управляющим p-n переходом; 2- с индуцированным каналом; 3 – со встроенным каналом; а – для канала n – типа, б – для канала p – типа.

Тема 17.

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Вопросы:

- 1 Определение и основные свойства операционных усилителей.
2. Дифференциальный усилитель.
3. Схемотехника линейных устройств на операционных усилителях.

Операционными усилителями (ОУ) называют интегральные микросхемы, которые имеют в полосе частот от 0 до сотен кГц (мегагерц) собственный коэффициент усиления KU не менее нескольких тысяч.

Операционные усилители могут усиливать постоянные напряжения. Поэтому раньше ОУ называли усилители постоянного тока (УПТ).

Операционный усилитель является дифференциальным усилителем с очень большим входным сопротивлением и малым выходным сопротивлением. Операционные усилители применяют для изменения амплитуды и полярности сигналов, выполнения математических операций с несколькими сигналами, в активных фильтрах, в генераторах и различных высокоточных инструментальных цепях.

Каждый ОУ содержит несколько усилительных каскадов и обеспечивает большое усиление сигналов.

Условное обозначение ОУ показано на рисунке 96.

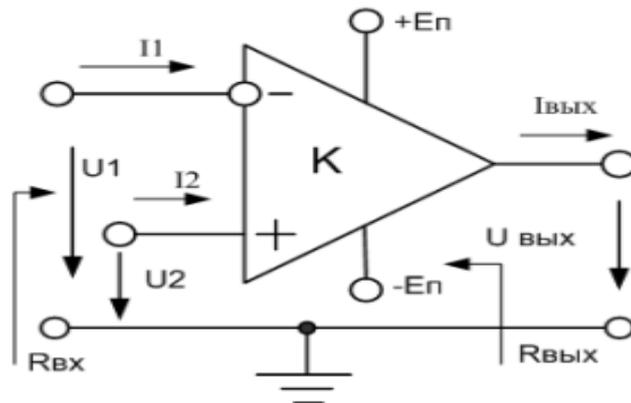


Рисунок 96 – Обозначение ОУ

Вход 1, обозначенный знаком (-), называют **инвертирующим**.

Вход 2, обозначенный знаком (+), называют **неинвертирующим**.

Входы питания +Еп и -Еп на схемах электрических цепей часто не обозначают.

Выходное напряжение: $U_{\text{вых}} = K'_U (U_2 - U_1)$,

где K'_U – дифференциальный коэффициент усиления ОУ.

Так как K'_U весьма велик, а выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ ограничено напряжением питания ОУ ($|U_{\text{вых}}| < |E_{\text{п}}| - 2B$), то разность входных напряжений весьма мала ($U_2 - U_1 = U_{\gamma} \rightarrow 0$) и называется виртуальной нуль U_{γ} .

Свойства идеального ОУ

1. Дифференциальный коэффициент усиления равен бесконечности K_U и разность входных напряжений равна нулю $K'_U = \infty$; и разность входных напряжений равна нулю $U_2 - U_1 = 0$;

2. Входные токи ОУ равны нулю: $I_{\text{вх1}} = 0, I_{\text{вх2}} = 0$;

3. Входное сопротивление ОУ бесконечно большое: $R'_{\text{вх}} = \infty$;

4. Выходное сопротивление ОУ равно нулю: $R_{\text{вых}} = 0$.

Эти свойства идеального операционного усилителя используют для приближенных расчетов различных схем, использующих ОУ.

Технические характеристики реальных ОУ

Современные ОУ имеют следующие характеристики:

$$K'_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta(U_2 - U_1)} \approx 10^3 - 10^5;$$

Дифференциальный коэффициент усиления:

Входное сопротивление $R'_{\text{вх}} \approx 10 \text{ кОм} - 1000 \text{ МОм};$

Выходное сопротивление. $R'_{\text{вых}} \approx 10 \text{ Ом} - n \cdot 100 \text{ Ом}.$

Частотные свойства ОУ характеризуют частотой единичного усиления, на которой дифференциальный коэффициент усиления становится равным единице обозначают f_1 .

Граничная частота определяется по уровню снижения усиления на -3дБ или до уровня 0,707 от максимального $K_U(f_{\text{гр}}) = 0,707 K_U(0).$

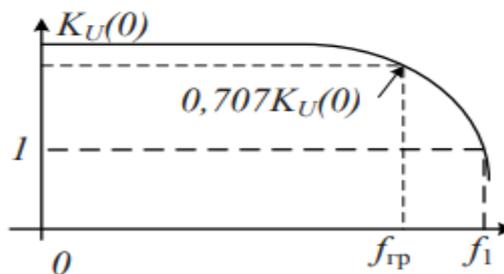


Рисунок 97 - АЧХ ОУ

В современных ОУ $f_{\text{гр}}$ достигает сотен мегагерц. Скорость нарастания напряжения (В/мкс), определяет переходные характеристики ОУ и может составлять от десятков мВ/мкс до сотен В/мкс.

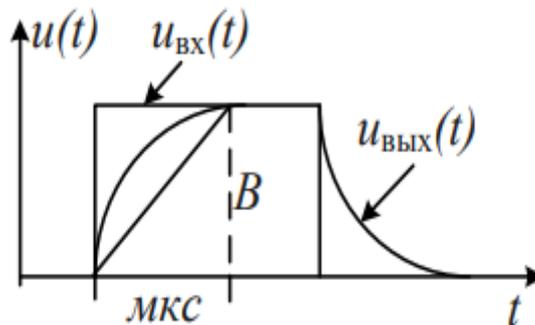


Рисунок 98 – Скорость нарастания напряжения ОУ

Статическая передаточная характеристика показывает зависимость выходного напряжения ОУ от напряжения на входе. При входном напряжении порядка 0,2мВ выходное напряжение достигает предельного значения $|\Delta U_{\text{вых}}| \approx |E_{\text{П}}| - 2B.$

Для стандартных напряжений питания $E_{\text{П}} = \pm 15\text{В}$ диапазон выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} \approx \pm 12 \div 13\text{В}.$

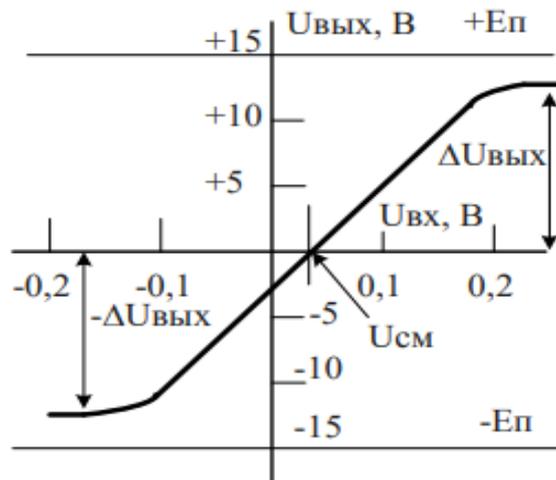


Рисунок 99 – Статическая передаточная характеристика

Напряжение смещения $U_{см}$ определяется как разность напряжений, которую надо подать на входы, чтобы выходное напряжение равнялось нулю.

Для ОУ с биполярными транзисторами на входе $U_{см}$ зависит в основном от разброса напряжений $\Delta U_{эб}$ эмиттерно-базовых переходов и составляет $1 \div 10$ мВ.

Если ОУ без обратных связей подключить к питанию и оба входа заземлить, то на выходе может появиться напряжение $U_{вых} = U_{см} * K_0 \sim 10^{-2} * 10^5 = 1000В \gg E_{пит}$ и ОУ войдет в режим ограничения.

Для того, чтобы выходное напряжение равнялось нулю при равных напряжениях на входах, применяют балансировку ОУ с помощью специального резистора.

Свойства каскада с ОУ определяют внешние обратные связи (ОС). Каскады с ОУ могут выполнять сложение, вычитание, дифференцирование, интегрирование сигналов, создавать различные функциональные зависимости. Поэтому операционные усилители в прошлом широко использовали в аналоговой вычислительной технике и называли решающие усилители.

Дифференциальный усилитель

Операционные усилители включают в себя специальный входной каскад, который называется дифференциальный усилитель (ДУ). Дифференциальные усилители широко используются для усиления разности двух сигналов.

Модель простого дифференциального усилителя показана на рисунке. В дифференциальном усилителе применены идентичные усилительные транзисторы Т1 и Т2.

Выходной сигнал снимают с коллекторов транзисторов $U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1}$.

Вход транзистора Т1 является не инвертирующим.

Вход транзистора Т2 инвертирующий.

Сопротивления R1 и R2 в цепях эмиттеров увеличивают входные сопротивления ДУ.

Транзистор Т3 служит источником стабильного тока $I_э$.

Цепь смещения R4-R7 создает на базе транзистора Т3 напряжение -12,55В.

Напряжение на резисторе R3 составляет 2В, а ток:
 $I_3 = I_{31} + I_{32} = 2\text{мА} = \text{const}$.

Входы дифференциального усилителя ключами соединяются с генераторами синусоидального сигнала с частотой $f=1\text{кГц}$ и амплитудой 1В:

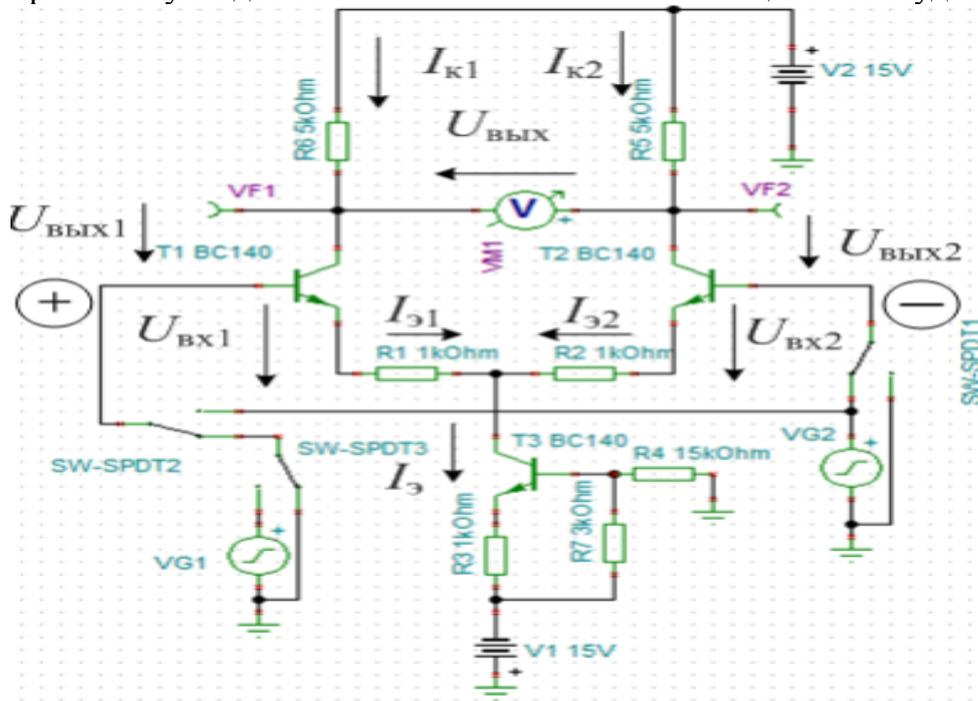


Рисунок 100 – Модель дифференциального усилителя

Генератор VG1 создает сигнал $u_{\text{вх1}}(t) = 1 \cdot \sin(2\pi f + 0^\circ) \text{В}$.

Генератор VG2 создает сигнал $u_{\text{вх2}}(t) = 1 \cdot \sin(2\pi f + 180^\circ) \text{В}$.

На входы дифференциального усилителя могут действовать два вида сигналов:

- Дифференциальные сигналы (противофазные).
- Синфазные (совпадающие по фазе).

В результате появляется выходное напряжение. Появляется выходное

напряжение: $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}} = -K_2 U_{\text{вх2}} - (-K_1 U_{\text{вх1}})$,

где: K_1, K_2 , – коэффициенты усиления каскадов на первом и втором транзисторе.

Будем считать, что $K_1 = K_2 = K$ Тогда $U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})$.

Рассмотрим следующие случаи:

А. Сигналы противофазные дифференциальные: $U_{\text{вх1}} = -U_{\text{вх2}}$.

Дифференциальным сигналом называют: $U_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}}{2}$.

В этом случае сигнальные эмиттерные токи I_{31} и I_{32} тоже противофазные и компенсируют друг друга.

Источник тока I_3 стабильный и не влияет на усиление.

Усиление находим как в резистивном усилителе:

$$K_1 = K_2 = K_{\text{диф}} = \frac{R_{\text{к}}}{R_3 + r_3}$$

Выходной сигнал, измеренный вольтметром VM1 составит:

$$U_{вых} = -\frac{R_k}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}}(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) = 2U_{\text{диф}} \frac{R_k}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}}.$$

Напомним, что дифференциальное сопротивление перехода база-эмиттер $r_{\text{Э}} \approx \frac{25\text{мВ}}{I_{\text{Э}}}$.

$$\frac{25\text{мВ}}{I_{\text{Э}}} I_{\text{Э}} \approx 1\text{мА}, \text{ а } r_{\text{Э}} \approx 250\text{Ом}.$$

В схеме.

Следовательно, выходной сигнал будет немного меньше 10В.

На несимметричном выходе VF2 усиление меньше в два раза:

$$K_{\text{нс}} = \frac{K_{\text{диф}}}{2}.$$

Диаграммы напряжений для случая противофазных сигналов показаны на рисунке 101.

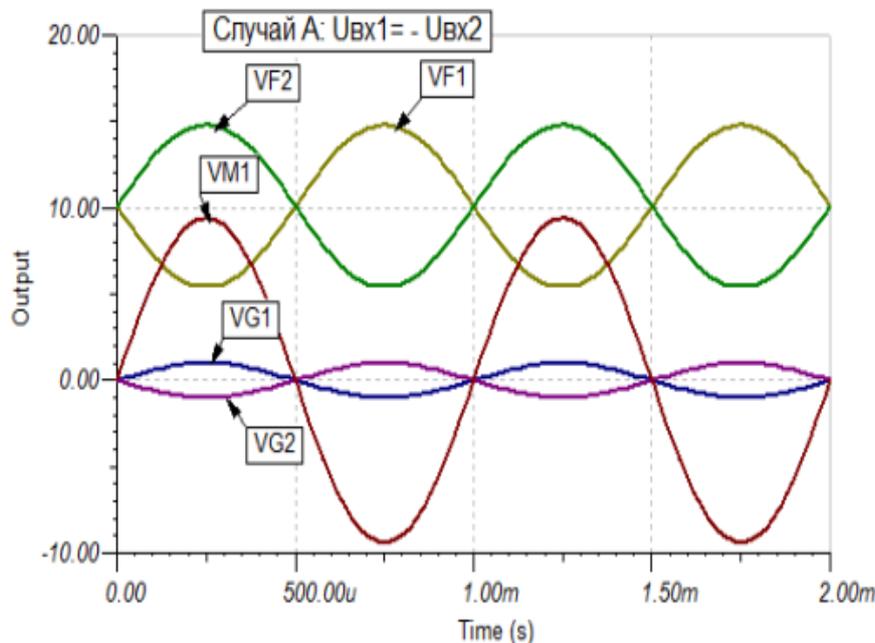


Рисунок 101 – Диаграммы напряжений для противофазных сигналов

Б. Синфазные сигналы: $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{сф}}$.

В этом случае эмиттерные токи совпадают по фазе, источник тока создает сильную отрицательную обратную связь за счет большого внутреннего сопротивления $R_{\text{ит}}$. Напряжения на выходах транзисторов:

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = -\frac{R_k}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}} + R_{\text{ит}}} U_{\text{сф}}.$$

Так как $\frac{R_{\text{ит}}}{\dots} \rightarrow \infty$, напряжения на выходах транзисторов $U_{\text{вых1}}$, $U_{\text{вых2}}$ и $U_{\text{выхсф}} = U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}} = 0$.

Диаграммы напряжений для синфазных сигналов показаны на рисунке 102

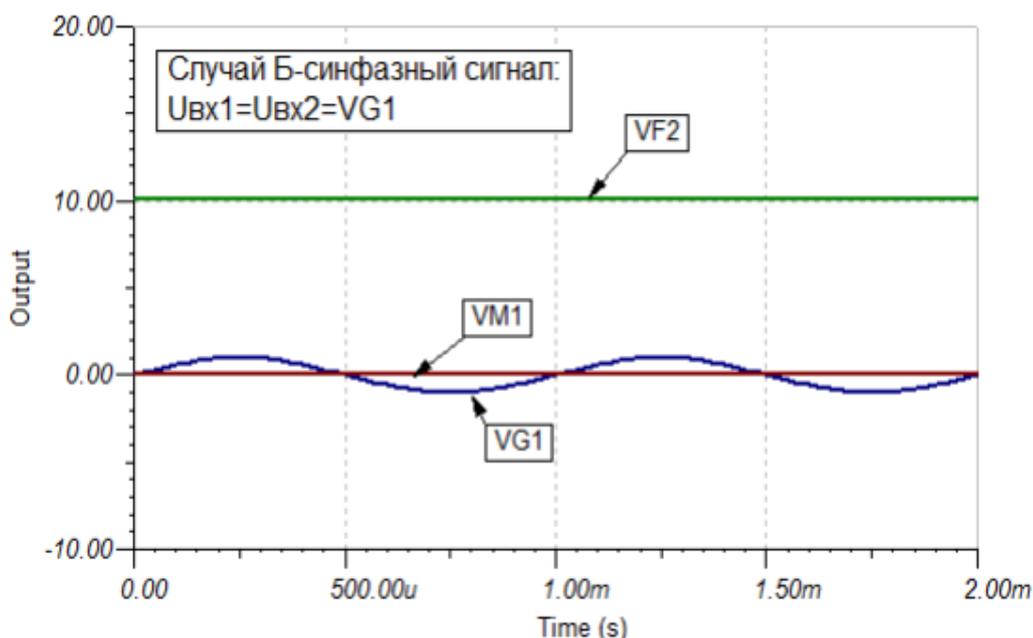


Рисунок 102 – Диаграммы напряжений для синфазных сигналов

Дифференциальный или разностный входной сигнал называют еще нормальным или полезным. Хороший дифференциальный усилитель обладает высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС). Этот коэффициент представляет собой отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу, при условии, что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду. Обычно КОСС определяют в децибелах. Диапазон изменения синфазного входного сигнала задает допустимые уровни напряжения, относительно которого должен изменяться входной сигнал.

Дифференциальные усилители используют в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне шумов. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям (кабель обычно состоит из двух скрученных проводов), звуковые сигналы, радиочастотные сигналы (двухжильный кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. На кабели и двухпроводные линии передачи сигналов наводятся помехи от внешних электромагнитных полей.

Эти помехи являются синфазными и ослабляются в дифференциальном усилителе. Подавляя внешние синфазные помехи, дифференциальный усилитель на приемном конце восстанавливает полезный сигнал.

В) Однополюсный вход и выход. Если $U_{вх2} = 0$, и на вход поступает только один сигнал $U_{вх1} = VG1$.

Выходной сигнал снимают со второго выхода:

$$U_{вых2} = VF2 = \frac{K_{диф}}{4} U_{вх1} = \frac{K_{диф}}{4} \cdot VG1$$

Диаграммы напряжений показаны на рис.4.8. Сигнал на выходе VF2 и VM1 уменьшились в два раза по сравнению со случаем дифференциальных сигналов.

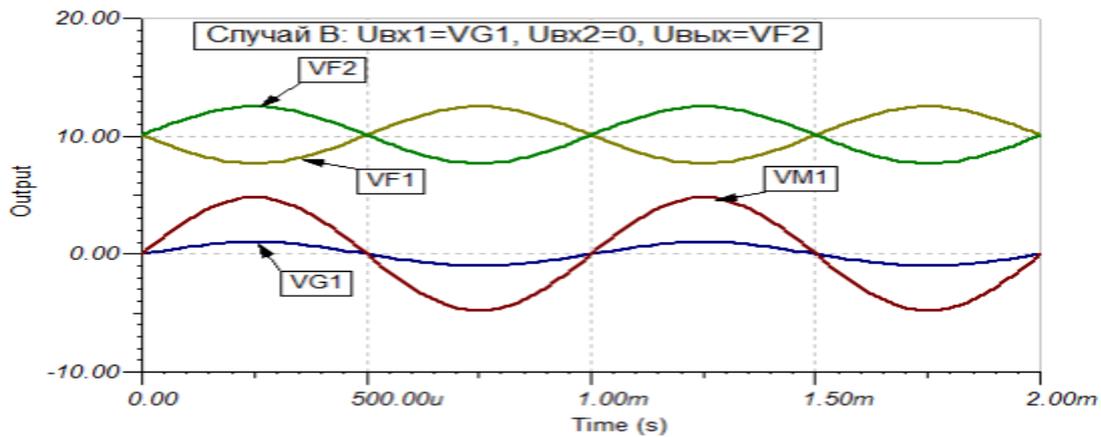


Рисунок 103 – Диаграммы напряжений для однополюсного включения ОУ

Схемотехника линейных устройств на операционных усилителях

Современные операционные усилители выпускаются в виде компактных интегральных микросхем (МС). Каждый корпус МС может содержать несколько ОУ. Это позволяет создавать на основе ОУ множество полезных и экономичных электронных устройств.

В инвертирующем ОУ не инвертирующий вход U_2 подключён к земле. Так как схема инвертирующего ОУ является линейной проведем анализ для комплексных действующих значений напряжений и токов, а затем представим результаты в операторной форме.

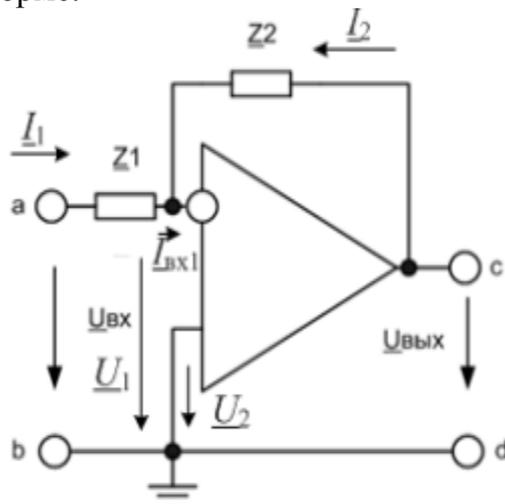


Рисунок 104 – Инвертирующий ОУ

Для комплексных действующих значений токов с учетом свойств идеального ОУ по первому закону Кирхгофа получаем уравнение:

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{I}_{ex1} = 0.$$

Так как не инвертирующий вход заземлен ($U_2 = 0$), а напряжение между входами равно виртуальному нулю ($U_1 = U_2 = 0$) получаем:

$$\frac{\underline{U}_{ex} - \underline{U}_1}{Z_1} + \frac{\underline{U}_{вых} - \underline{U}_1}{Z_2} = \frac{\underline{U}_{ex}}{Z_1} + \frac{\underline{U}_{вых}}{Z_2} = 0$$

Отсюда следует важное уравнение для выходного напряжения, инвертирующего ОУ:

$$\underline{U}_{\text{вых}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \underline{U}_{\text{вх}}$$

Из уравнения для гармонических сигналов получаем комплексный коэффициент передачи по напряжению:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

В более общей операторной форме запишем уравнение для передаточной функции инвертирующего ОУ:

$$K(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}$$

Эта формула будет очень полезна при изучении частотных свойств и переходных характеристик схем с ОУ.

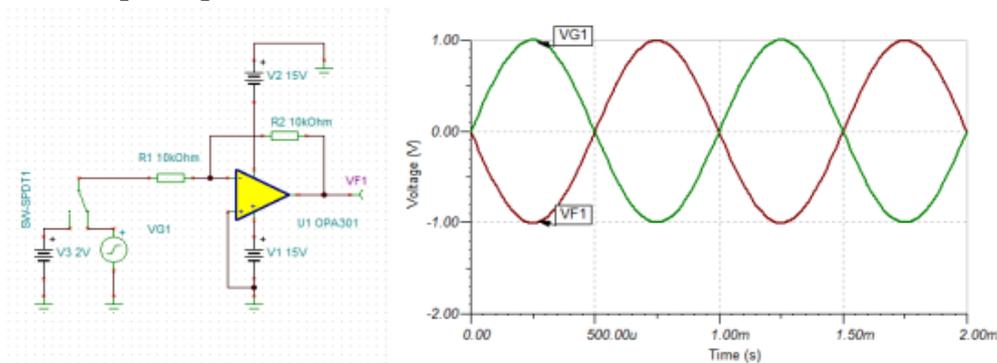


Рисунок 105 – Модель инвертирующего ОУ с резистивными элементами

Экспериментально исследовать работу инвертирующего ОУ можно в модели. Внешние цепи содержат резисторы $R_2=R_1=10\text{кОм}$.

По формуле, а комплексная передаточная функция $\underline{K}_U(j\omega) = -1$ и не зависит от частоты.

При постоянном входном сигнале $U_{\text{вх1}} = +2\text{В}$ на выходе получим $U_{\text{вх2}} = -2\text{В}$. Синусоидальный сигнал от генератора VG1 с амплитудой 1В инвертируется (меняет фазу на 180°) и сохраняет амплитуду 1В.

Амплитудно-частотная характеристика инвертера на операционном усилителе ОРА301 достаточно линейна до частоты 10МГц.

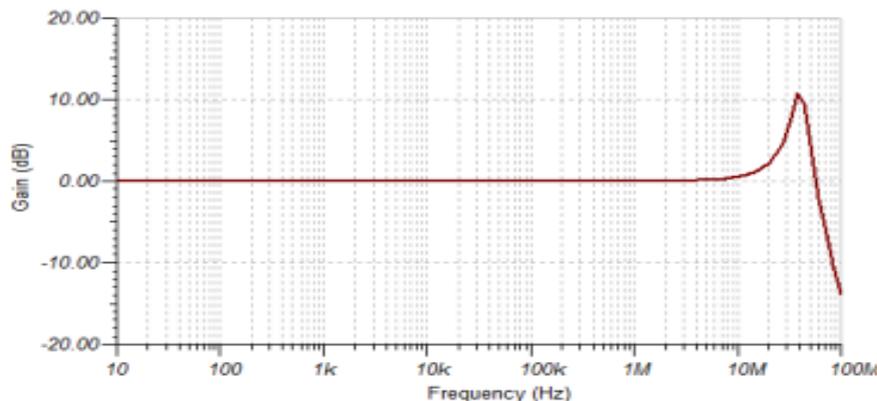


Рисунок 106 – АЧХ инвертора

Неинвертирующий ОУ

Для схемы не инвертирующего ОУ имеем следующие уравнения (См. Рис 107).

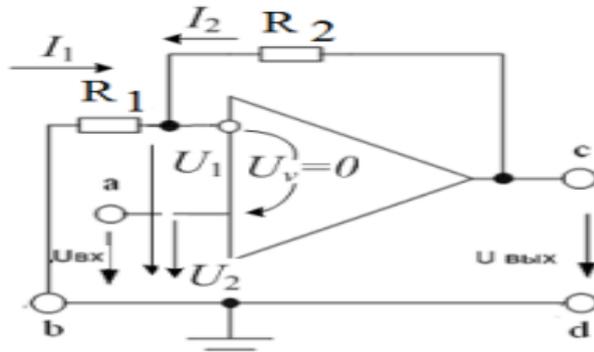


Рисунок 107 – Неинвертирующий ОУ

$$U_1 \approx U_2 = U_{\text{вх}};$$

$$I_1 = \frac{0 - U_{\text{вх}}}{R_1}; I_2 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{R_2};$$

$$I_1 + I_2 = 0;$$

$$\frac{U_{\text{вых}}}{R_2} - \frac{U_{\text{вх}}}{R_2} - \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = 0.$$

Отсюда получаем окончательное уравнение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

На постоянном токе полярность выходного напряжения такая же как у входного. Операторная передаточная функция будет такой:

$$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Z_1(p) + Z_2(p)}{Z_1(p)}$$

В схеме модели включены одинаковые резисторы $R_2 = R_1 = 10 \text{ кОм}$. Поэтому усиление схемы равно 2. Фаза гармонического сигнала не изменяется.

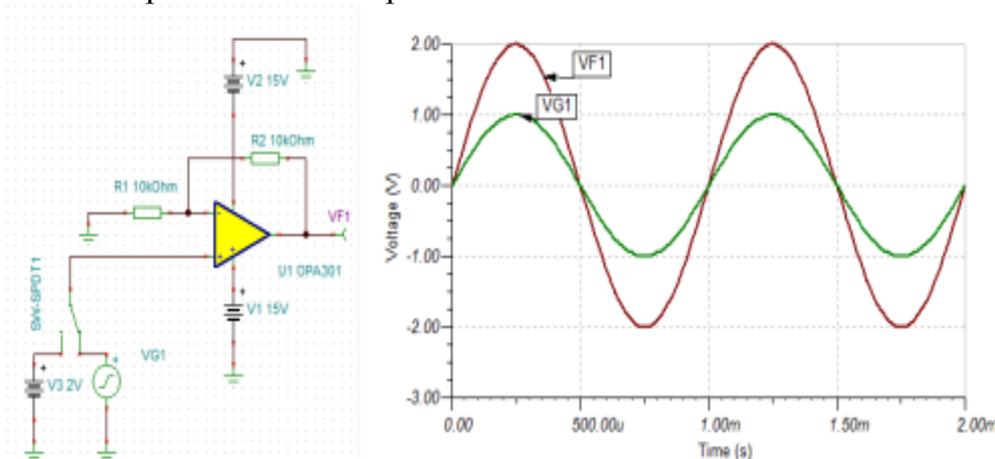


Рисунок 108 – Схема модели не инвертирующего ОУ

Инвертирующий сумматор

На рисунке 109 показана схема инвертирующего сумматора.

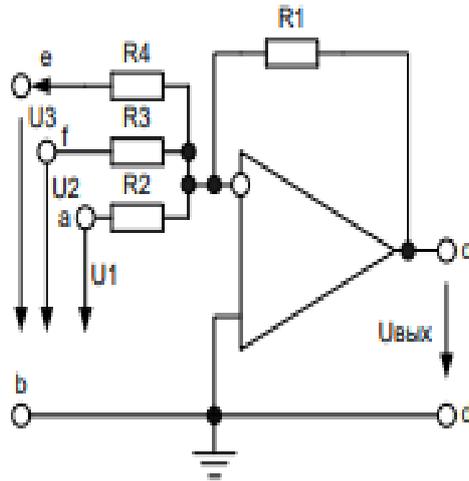


Рисунок 109 – Неинвертирующий ОУ

Вывод формулы для выходного напряжения делается так же, как для инвертирующего ОУ. В результате получим:

$$U_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_1}{R_2} U_1 + \frac{R_1}{R_3} U_2 + \frac{R_1}{R_4} U_3 \right).$$

Вычитающий ОУ

Схеме вычитающего ОУ показана на рисунке. В общем случае выходной напряжение выражается формулой:

$$U_{\text{вых}} = \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) / \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right] \cdot \frac{R_4}{R_3} U_2 - \frac{R_1}{R_2} U_1.$$

При равенстве всех резисторов $R_1=R_2=R_3=R_4$ получим простое выражение:

$$U_{\text{вых}} = U_2 - U_1.$$

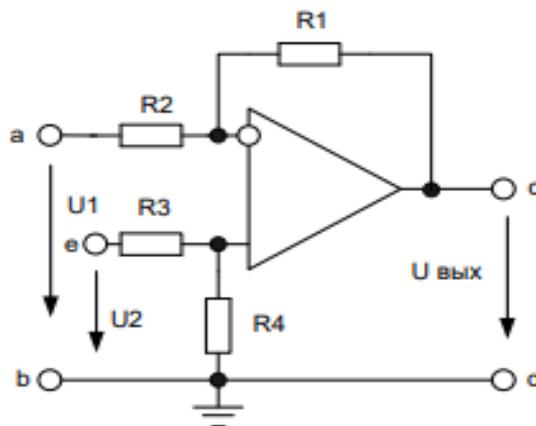


Рисунок 110 – Вычитающий ОУ

Повторитель напряжения

Схема повторителя показана на рисунке. Для вывода формулы выходного напряжения в не инвертирующем ОУ сделаем $R_1 = \infty, R_2 = 0$.

Тогда:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = U_{\text{вх}} \frac{1 + \frac{0}{\infty}}{1} = U_{\text{вх}}.$$

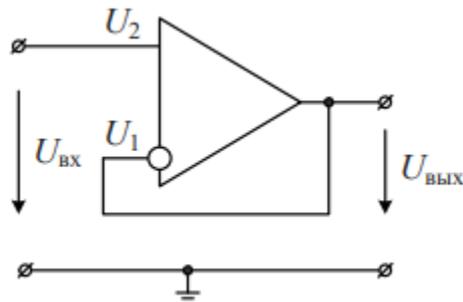


Рисунок 111 – Повторитель напряжения

В повторителе напряжения $R_{вх} = \infty$ $R_{вых} = 0$ коэффициент передачи равен $= 1$

Дифференцирующее звено

Схема дифференцирующего звена показана на рисунке.

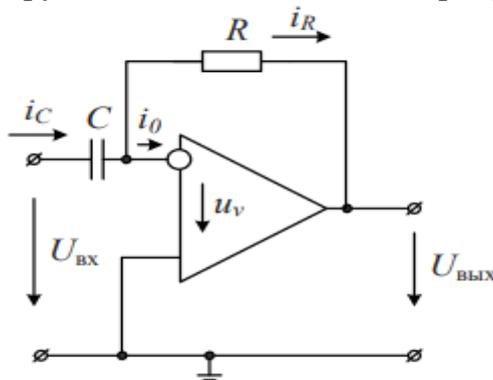


Рисунок 112 – Дифференцирующее звено

Выведем формулу для выходного напряжения. По первому закону Кирхгофа: $i_C = i_R + i_0$. Входной ток $i_0 = 0$. Напряжение между входами (виртуальный нуль): $u_v = 0$.

Следовательно: $i_C = C \frac{du_{вх}}{dt} = i_R = -\frac{u_{вых}}{R}$. В итоге получим:

$$u_{вых} = -RC \frac{du_{вх}}{dt} = -\tau \frac{du_{вх}}{dt}, \text{ где}$$

$\tau = RC$ – постоянная времени цепи. Модель работы дифференцирующего звена с входным треугольным сигналом показана на рисунке.

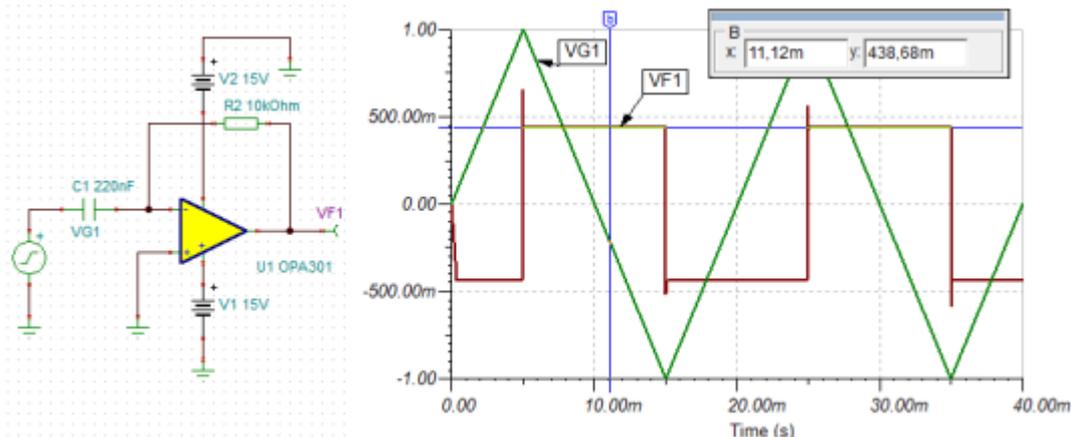


Рисунок 113 – Модель дифференцирующего звена с треугольным сигналом

По графику видим, что производная входного напряжения на участке нарастания.

$$\frac{du_{\text{вх}}}{dt} = \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{1\text{В}}{5\text{мс}} = 200\text{В/с}.$$

Постоянная времени цепи $\tau = RC = 10^4 \cdot 220 \cdot 10^{-9} = 2,2 \cdot 10^{-3}\text{с}$.
 Следовательно, выходное напряжение на выходе VF1 будет иметь вид прямоугольных импульсов и на участке нарастания входного напряжения:

$$u_{\text{вых}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = -2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = -440\text{мВ}.$$

При уменьшении входного напряжения получим: $u_{\text{вых}} = +440\text{мВ}$.

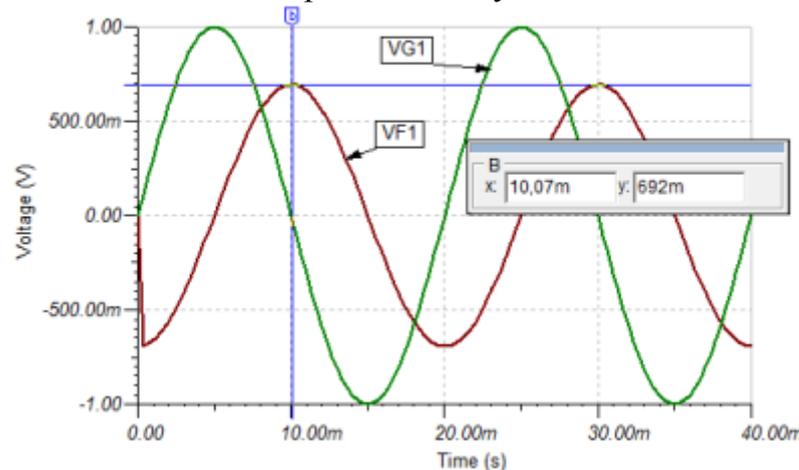


Рисунок 114 –Дифференцирующее звено с синусоидальным сигналом

На рисунке показано воздействие синусоидального сигнала с генератора VG1 с единичной амплитудой и частотой 50Гц на дифференцирующее звено.

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= -RC \frac{d}{dt} (1 \cdot \sin 2\pi \cdot 50t) = -RC \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) = \\ &= -2,2 \cdot 10^{-3} 2\pi \cdot 50 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) = -0,690 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) \text{В}. \end{aligned}$$

Моделирование (сигнал VF1) совпадает с расчетом.

Интегратор

Для схемы инвертирующего интегратора имеем следующие уравнения:

$$\begin{aligned} i_R &= \frac{u_{\text{вх}}}{R} = i_C = C \frac{d(0 - u_{\text{вых}})}{dt} = \\ &= -C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}; \\ \frac{du_{\text{вых}}}{dt} &= -\frac{1}{RC} u_{\text{вх}}; \\ u_{\text{вых}} &= -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \end{aligned}$$

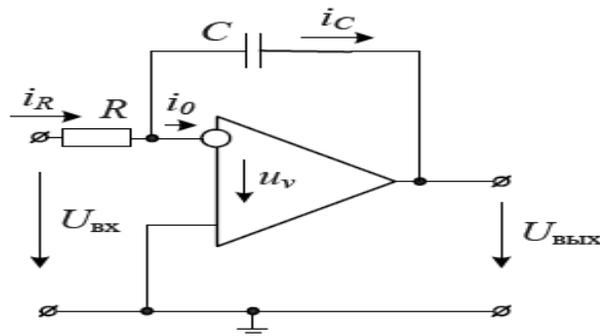


Рисунок 115 – Схема интегратора

Модель демонстрирует работу интегратора при действии на входе прямоугольных импульсов с амплитудой 1В и периодом 20мс от генератора VG1.

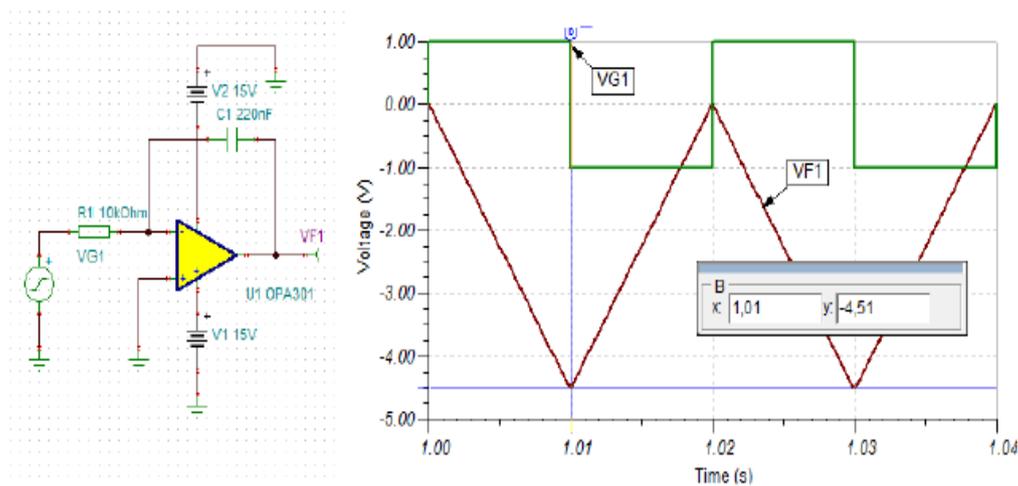


Рисунок 116 – Модель интегратора

На выходе мы получаем треугольный сигнал с минимальным напряжением:

$$U_{\text{выхмин}} = -\frac{1}{RC} \int_0^{10^{-2}} 1 dt - \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-3}} \cdot 1 \cdot 10^{-2} = -\frac{10}{2,2} = -4,54 \text{ В.}$$

Моделирование подтверждает расчет. Если в схеме резистор R1 заменить емкостью C, получим суммирующий инвертирующий интегратор.

Тема 18. СХЕМОТЕХНИКА НЕЛИНЕЙНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Вопросы

1. Управляемые источники напряжения и тока
2. Логарифмический усилитель
3. Прецизионный выпрямитель

В схеме инвертора выходное напряжение:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1}U_{\text{вх}} = KU_{\text{вх}}.$$

Следовательно, изменяя входное напряжение, мы можем управлять выходным напряжением. Выходное сопротивление инвертора равно нулю.

Схему можно назвать: источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН). В этой же схеме будем рассматривать резистор R2 как нагрузку.

$$I_2 = I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}.$$

Получим: . Следовательно, для тока I_2 схема источником тока, управляемым напряжением (ИТУН).

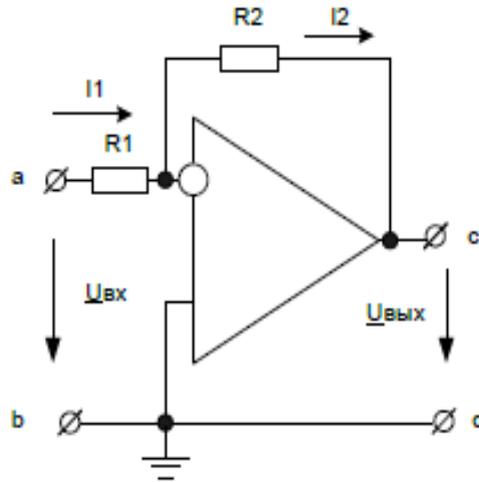
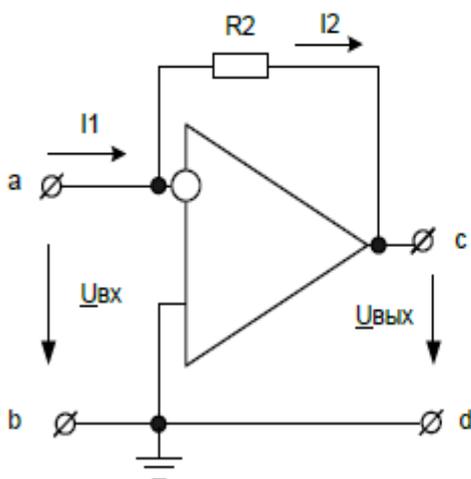
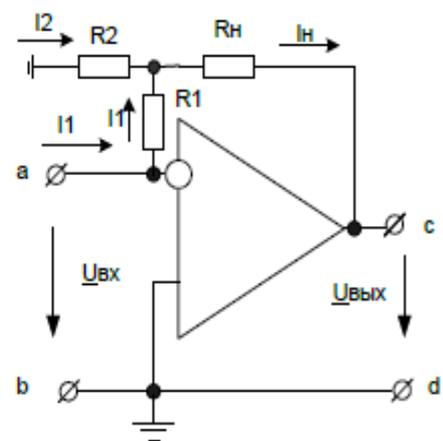


Рисунок 117

ИНУН ($U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}$) и ИТУН ($I_2 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$)



ИТУТ ($U_{\text{вых}} = -I_1 R_2$)



ИТУТ ($I_{\text{н}} = (1 + \frac{R_1}{R_2})I_1$)

Рисунок 118 – Источником тока, управляемым напряжением (ИТУН).

В схеме

$$I_1 = I_2 = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_2}$$

Получаем источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

В схеме

$$I_n = I_1 + I_2 = I_1 + \frac{I_1 R_1}{R_2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) I_1 = k I_1$$

Мы получили источник тока, управляемый током (ИТУТ).

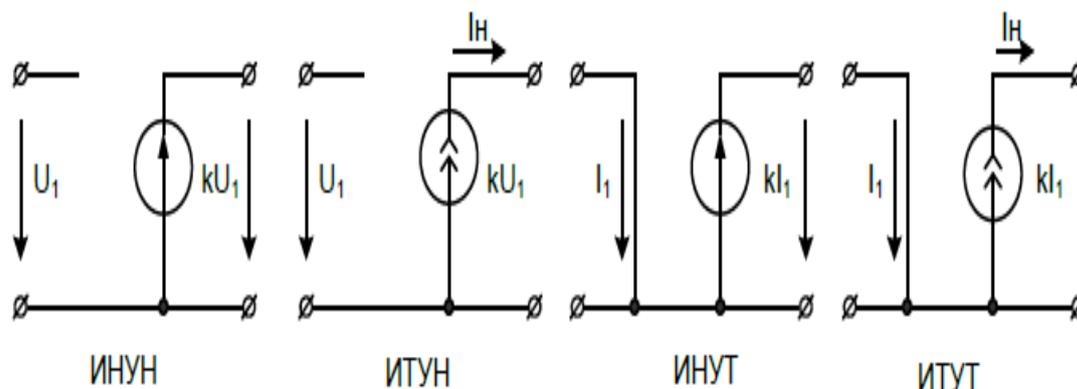


Рисунок 119 – Эквивалентные схемы управляемых источников

Активные фильтры первого порядка

Электрические фильтры применяют для пропускания без ослабления колебаний одних (полезных) частот и подавления (ослабления) колебаний других частот (помех).

Прошлые годы применяли пассивные электрические LC-фильтры. Однако, значительные размеры катушки индуктивности ограничивают использование LC-фильтров в миниатюрной аппаратуре.

С появлением интегральных микросхем с операционными усилителями с начала 70-х годов прошлого века начали разрабатывать и широко применять *активные RC фильтры*, содержащие один или несколько ОУ и резисторы и емкости в цепях обратных связей. Порядок фильтра определяется наибольшей степенью переменной p в знаменателе его передаточной функции. Фильтры высокого порядка имеют лучшие частотные характеристики.

В зависимости от требований к качеству фильтрации и форме амплитудно-частотной характеристики применяют активные фильтры разной степени сложности: первого порядка, второго и более высоких порядков, с одним или несколькими ОУ, со специальной формой АЧХ (фильтры Баттерворта, Чебышева, Кауэра и т.д.).

Рассмотрим примеры реализации фильтров первого и второго порядка с одним ОУ.

Активные фильтры первого порядка

Используем формулу и найдем комплексный коэффициент передачи фильтра:

$$\underline{K}(j\omega) = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_1}}{\left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) R_1} = -\frac{R_2}{(1 + j\omega C_1 R_2) R_1}$$

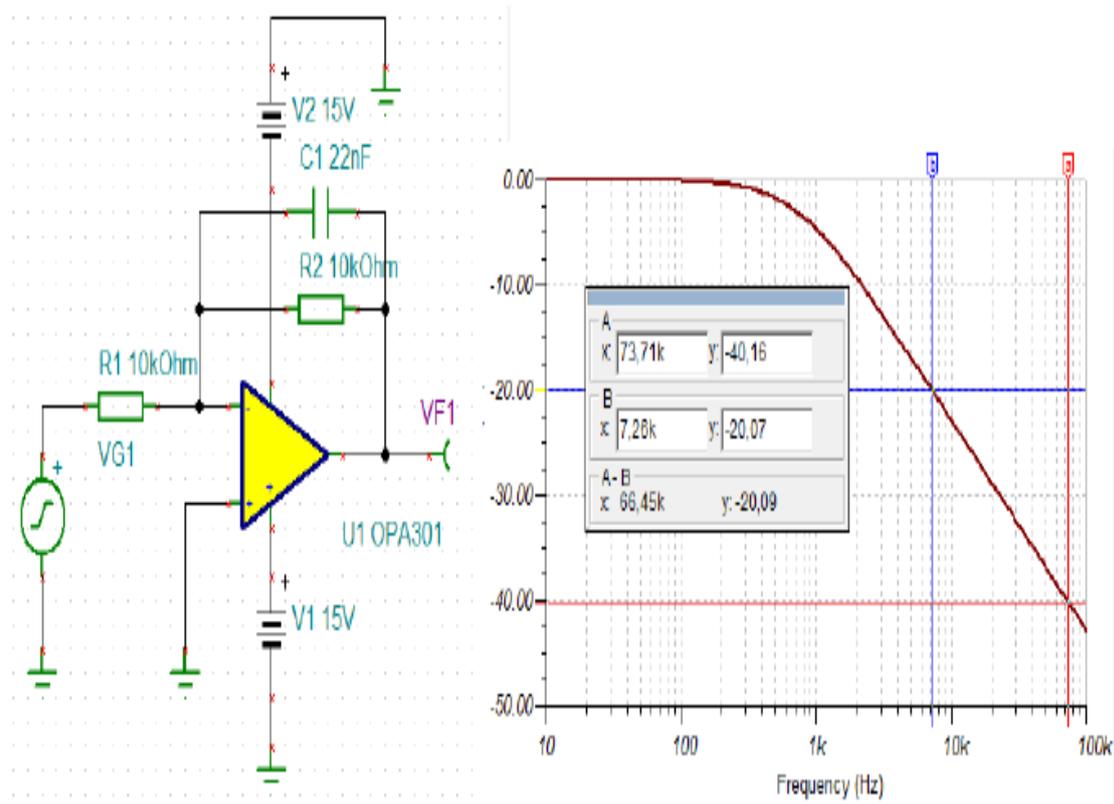


Рисунок 120 – Активный ФНЧ первого порядка

Амплитудно-частотную характеристику можно рассчитать по формуле:

$$K(\omega) = -\frac{R_2/R_1}{\sqrt{1 + (\omega C_1 R_2)^2}}$$

На графике видно, что полоса пропускания по уровню -3дб составляет 725 Гц. В полосе задерживания для ФНЧ первого порядка логарифмическая АЧХ (ЛАЧХ) имеет наклон -20дб/дек.

На рисунке показана модель активного ФВЧ первого порядка и логарифмическая АЧХ. ФВЧ имеет те же номинала пассивных элементов, что и рассмотренный ранее ФНЧ. Частота среза по уровню -3дб равна 725Гц. Наклон ЛАЧХ в полосе задерживания -20дб/дек.

Активные фильтры второго порядка

Схема активного ФНЧ второго порядка показана на рисунке. В операторной форме сделаем вывод передаточной функции ФНЧ. Так как неинвертирующий вход заземлен ($U_2=0$), то $U_1=U\gamma=0$.

По первому закону Кирхгофа для узла «а»:

$$I_1 + I_3 - I_2 - I_5 = 0.$$

Выразим токи через напряжение и операторные сопротивления:

$$\frac{U_{ex} - U_a}{R_1} + \frac{U_{вых} - U_a}{R_3} - U_a p C_2 - \frac{U_a}{R_2} = 0$$

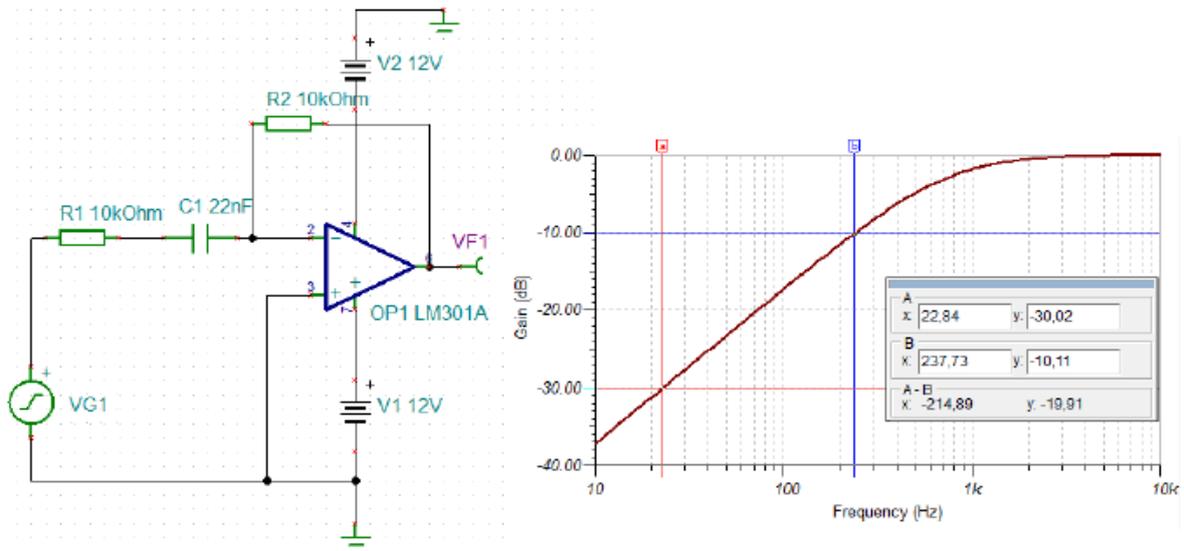


Рисунок 121 – Модель и ЛАЧХ активного ФВЧ первого порядка

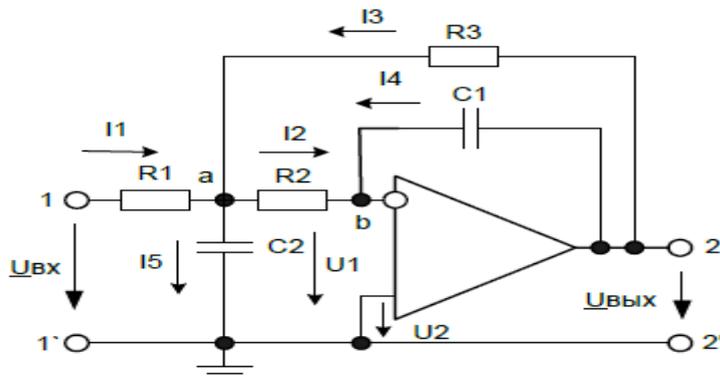


Рисунок 122 – Активный ФНЧ второго порядка

Для узла «b»:

$$\frac{U_a}{R_2} + U_{\text{вых}} p C_1 = 0 \text{ или:}$$

$$U_a = -U_{\text{вых}} p C_1 R_2$$

Подставляем

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_3} - U_{\text{вых}} p C_1 R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + p C_2 \right)$$

Далее получим:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{1}{R_1 \left[\frac{1}{R_3} + p C_1 R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + p^2 C_1 C_2 R_2 \right]}$$

$$= -\frac{1}{\left[p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p C_1 \left(R_2 + R_1 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right) + \frac{R_1}{R_3} \right]}$$

В выражении делим числитель и знаменатель на $C_1 C_2 R_1 R_2$, вводим новые обозначения и в итоге получаем выражение для передаточной функции:

$$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{K\omega_0^2}{p^2 + p(\frac{\omega_0}{q}) + \omega_0^2},$$

$$\text{где: } K = \frac{R_3}{R_1}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3}}, q = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_3}} \cdot \frac{1}{(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3})}.$$

Амплитудно-частотную характеристику находим заменой $p \rightarrow j\omega$ и вычислением модуля:

$$K(\omega) = \frac{K\omega_0^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \omega^2(\frac{\omega_0}{q})^2}}$$

На примере вывода формулы мы еще раз убеждаемся в преимуществах моделирования в программе TINA.

Модель ФНЧ второго порядка представлена на рисунке. Частота среза по уровню – 3дб составляет 268Гц. Наклон ЛАЧХ составляет -30дб/дек.

На рисунке 120 показана модель и ЛАЧХ активного фильтра высоких частот второго порядка. Частота среза составляет 826Гц. Наклон ЛАЧХ - 40дб/дек.

Расчетные формулы для ФВЧ второго порядка:

$$K(\omega) = \frac{K\omega^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \omega^2(\frac{\omega_0}{q})^2}}$$

$$K = \frac{C_3}{C_1 + C_3}; \omega_0^2 = \frac{1}{R_3 \cdot R_1 \cdot C_0 \cdot C_2};$$

$$C_0 = C_1 + C_3; q = \frac{1}{(1 + \frac{C_0}{C_2})} \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_0}{R_3 \cdot C_2}}.$$

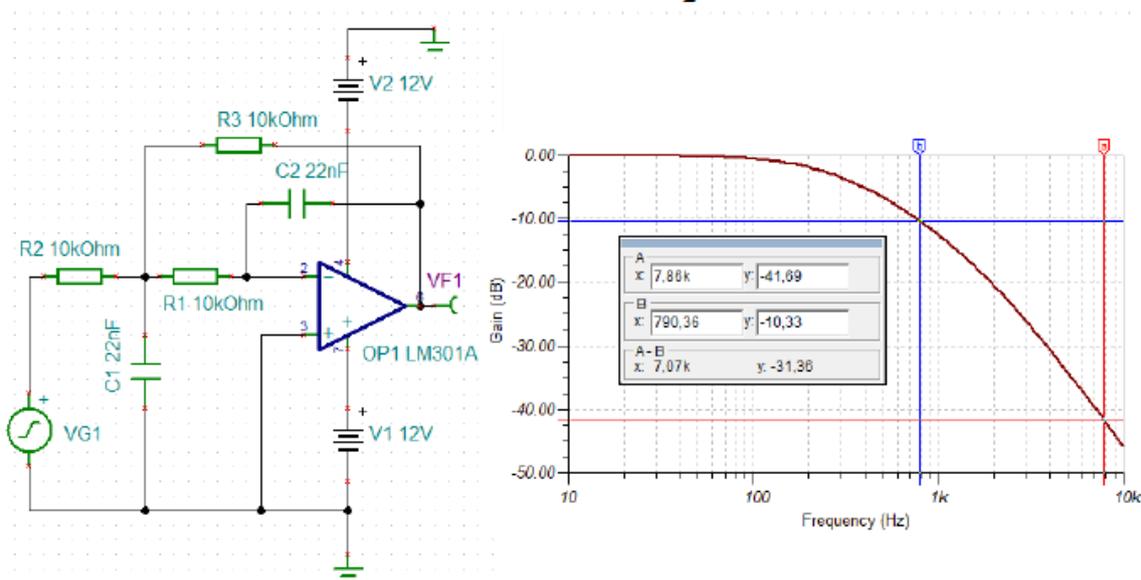


Рисунок 123 – Модель и ЛАЧХ активного ФНЧ второго порядка

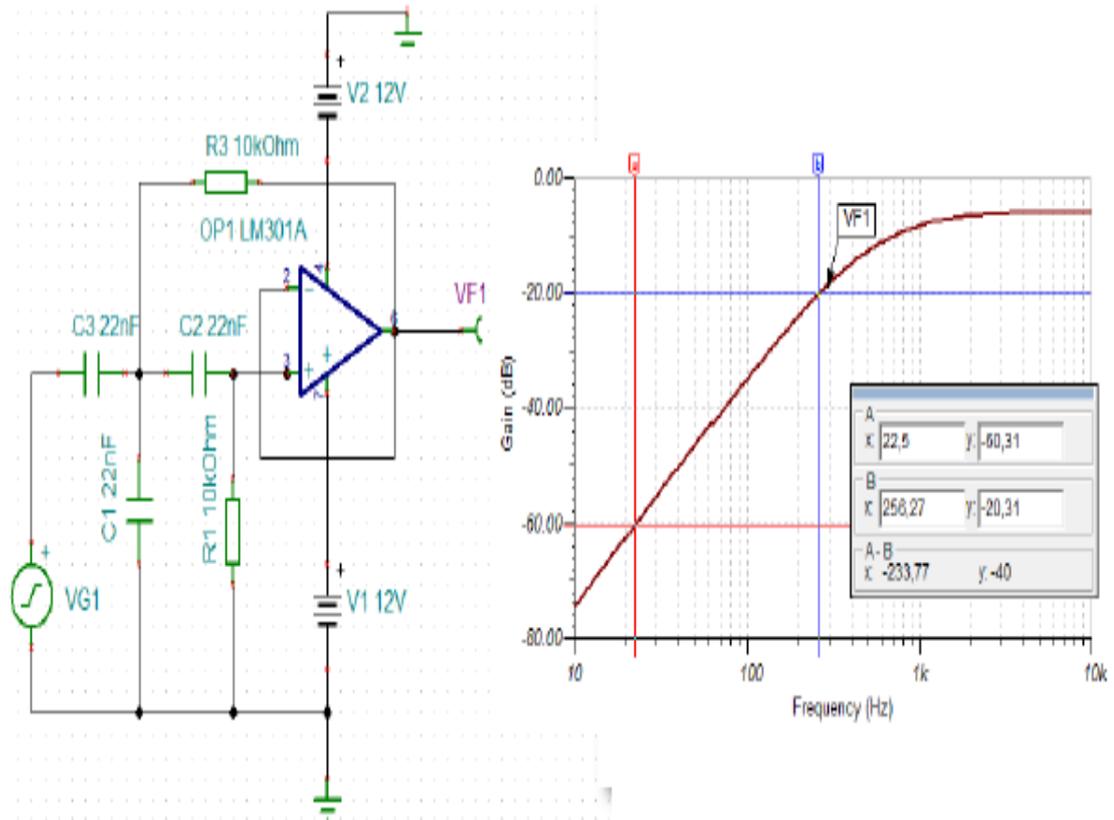


Рисунок 124 – Модель и ЛАЧХ активного ФВЧ второго порядка

На рисунке 125 показана модель активного полосового фильтра второго порядка. Наибольшее усиление составляет -6 дБ. Полоса пропускания по уровню -3дБ составляет 1,45кГц.

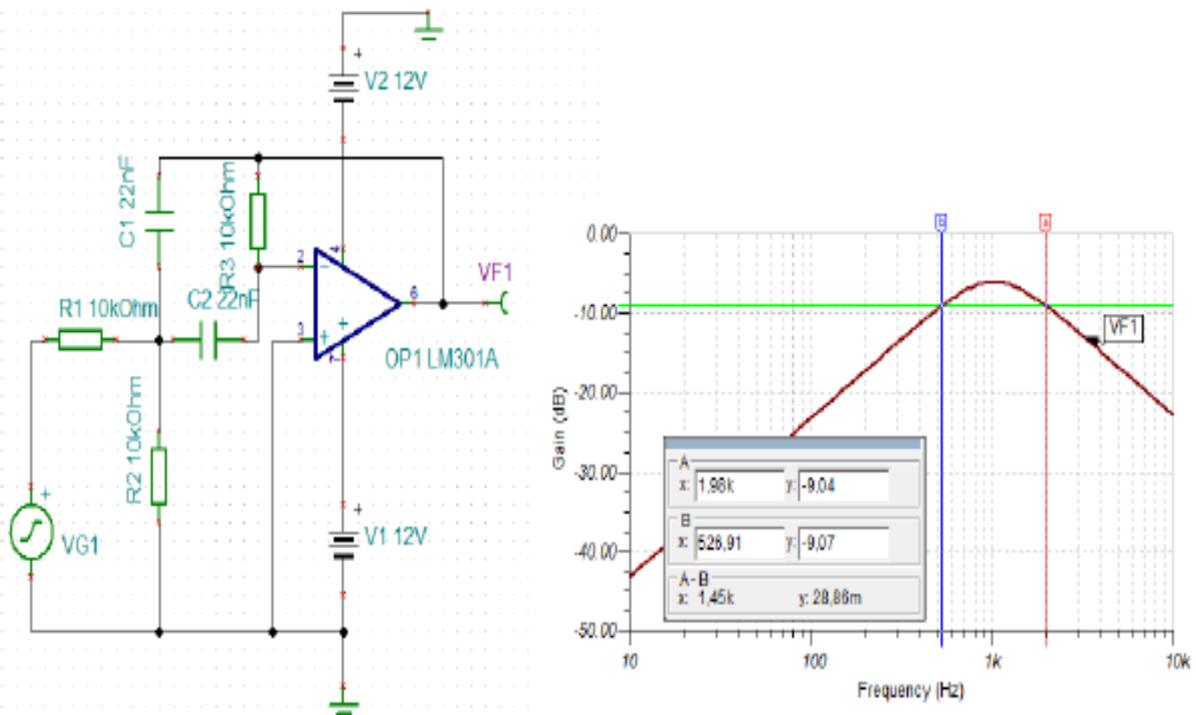


Рисунок 125 – Модель и ЛАЧХ активного полосового фильтра второго порядка

Расчетные формулы для полосового фильтра второго порядка:

$$K(\omega) = \frac{K\omega(\omega_0/q)}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \omega^2(\omega_0/q)^2}},$$

$$K = \frac{R_2 K_0}{R_1 + R_2}; K_0 = q^2(1 + C_2/C_1);$$

$$R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \omega_0^2 = \frac{1}{R_0 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2};$$

$$q = \sqrt{\frac{R_3 \cdot C_1}{R_0 \cdot C_2}} \cdot \frac{1}{1 + C_1/C_2}$$

На рисунке 126 представлены модель и АЧХ активного заграждающего фильтра. На частоте 728 Гц происходит ослабление входного сигнала до -40дБ.

В заграждающем фильтре все резисторы одинаковы и равны R1, все емкости одинаковы и равны C1. Расчетные формулы:

$$K(\omega) = \frac{K|\omega^2 - \omega_0^2|}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + 4\omega^2\omega_0^2(2 - K)^2}},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}, K = 1 + \frac{R'_{H2}}{R''_{H2}}$$

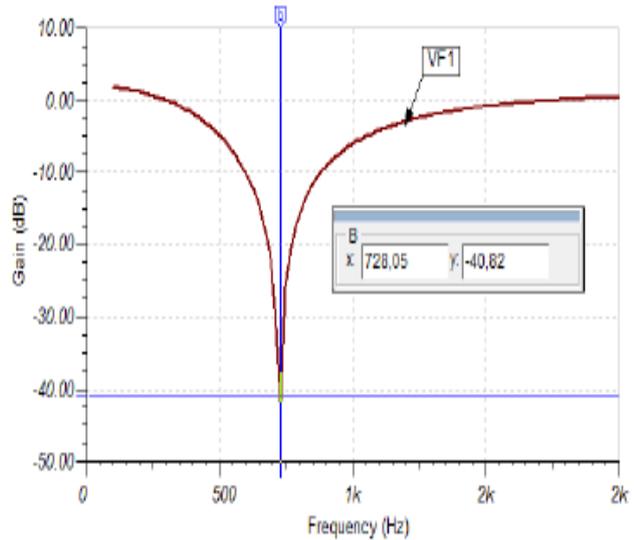
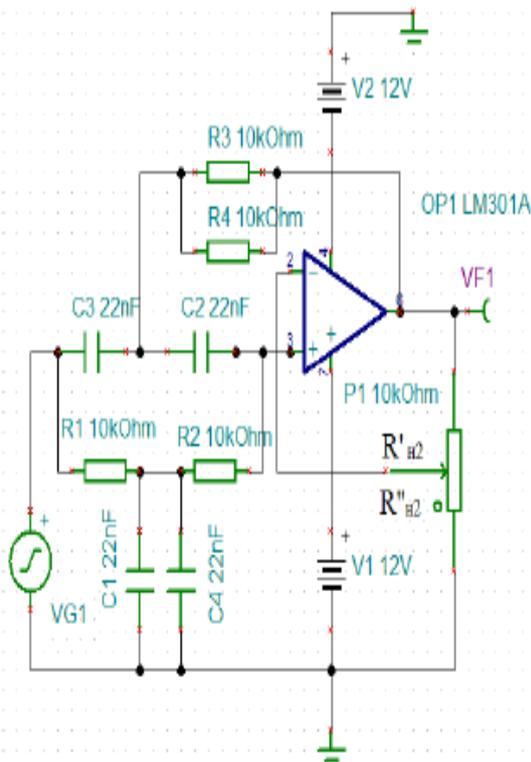


Рисунок 126 – Модель и АЧХ активного заграждающего фильтра

Логарифмический усилитель

Логарифмический усилитель предназначен для получения напряжения на выходе, пропорционального логарифму входного напряжения. Это важно в устройствах с большим динамическим диапазоном входных сигналов и в решающих усилителях для умножения аналоговых сигналов.

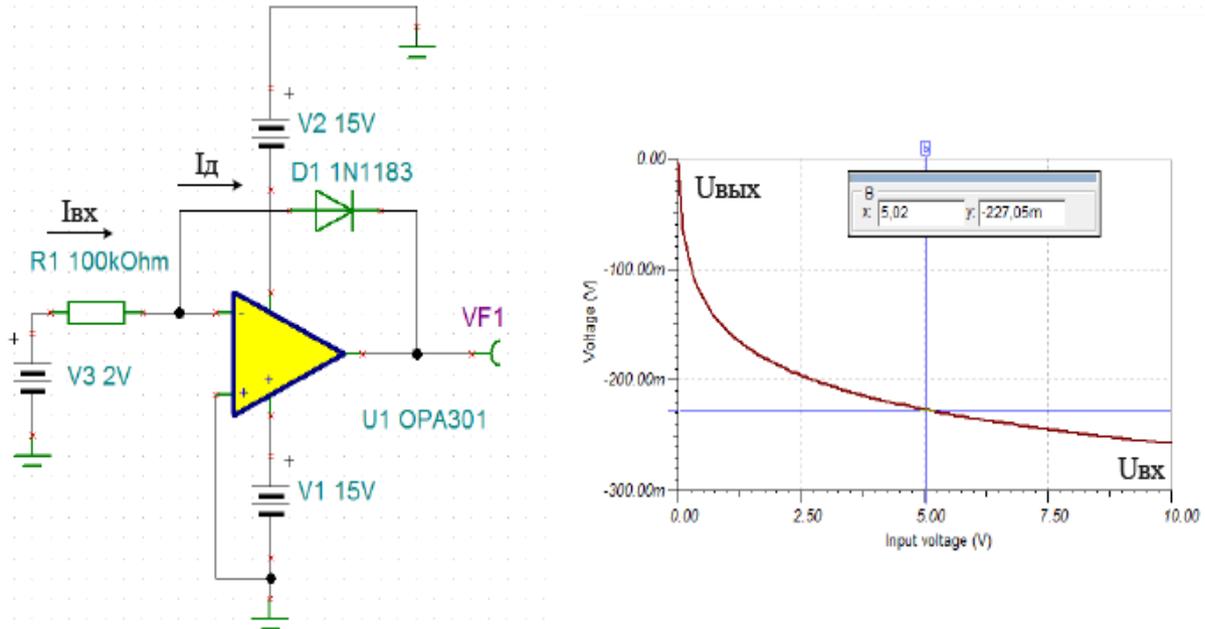


Рисунок 127 – Модель логарифмического усилителя

Напомним, что прямой ток диода определяется по формуле:

$$I_{np} = I_{диф} - I_s = I_s (e^{U_D / \varphi_T} - 1),$$

в которой I_s – ток насыщения, U_D – напряжение на диоде, $\varphi_T = 25mB$ – тепловой потенциал.

В модели не инвертирующий вход заземлен. Следовательно $U_D + U_{вых} = 0$ и $U_{вых} = -U_D$.

$$I_{ex} = I_D = \frac{U_{ex}}{R_1}$$

Входной ток равен току диода:

Получаем уравнение:

$$\frac{U_{ex}}{R_1} = I_s (e^{-U_{вых} / \varphi_T} - 1)$$

Логарифмируем это уравнение:

$$\ln \frac{U_{ex}}{R_1} = \ln I_s - \frac{U_{вых}}{\varphi_T}$$

В итоге:

$$U_{вых} = -\varphi_T (\ln \frac{U_{ex}}{R_1} - \ln I_s)$$

Для диода 1N1183 значение $I_s = 36 \cdot 10^{-9} A$. Для $U_{ex} = 5B$ и $R_1 = 100k\Omega$ вычислим: $U_{вых}$

$$U_{\text{вых}} = -25\text{мВ}(\ln \frac{5}{10^5} - \ln 36 \cdot 10^{-9}) = -25\text{мВ} \ln \frac{5 \cdot 10^9}{10^5 36} =$$

$$= -25\text{мВ} \ln 1388 = -25\text{мВ} \cdot 7,23 = -181\text{мВ}.$$

Моделирование показывает результат – 227мВ.

Логарифмический вид графика амплитудной характеристики достаточно точный.

Различные схемы включения в цепи обратной связи диодов и транзисторов позволяют создать многообразные функциональные преобразователи со сложными нелинейными характеристиками.

Такие преобразователи широко использовались в аналоговых вычислительных машинах.

Прецизионный выпрямитель

Обычные полупроводниковые диоды открываются при пороговом напряжении 0,5-0,7В и не могут выпрямлять сигналы с меньшей амплитудой. Применение ОУ позволяет создать выпрямители, работающие с сигналами от нескольких милливольт.

При положительном входном сигнале ток течет через диод D1, входной сигнал инвертируется и на выходе VF3 появляется полуволна напряжения без заметных искажений. При отрицательном входном сигнале работает диод D2 и положительная полуволна присутствует на выходе VF2.

Выход ОУ дает искаженный сигнал в связи с нелинейностью диодов при малых напряжениях.

Для получения двухполупериодного выпрямления требуется еще один ОУ, выполняющий вычитание выпрямленных сигналов.

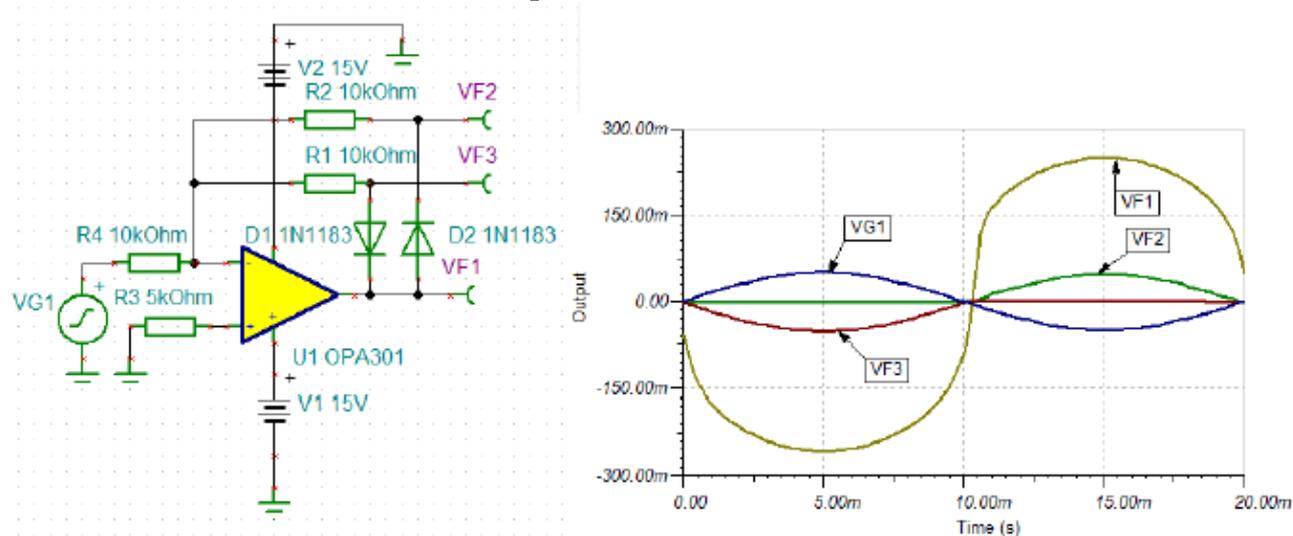


Рисунок 128 – Прецизионный выпрямитель

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе изучения учебного пособия и прохождения дисциплины «Программное обеспечение схмотехнических устройств» студент должен освоить образовательную программу высшего образования – программу бакалавриата по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», направленность (профиль) – Защищенные сети связи, квалификация – бакалавр.

Дисциплина «Программное обеспечение схмотехнических устройств» нацелена на формирование у выпускника следующих компетенций: ПК-1 Способен к эксплуатации и развитию сетевых платформ, систем и сетей передачи. Содержание дисциплины охватывает широкий круг вопросов: от фундаментальных основ и физических принципов функционирования электронных приборов различного назначения и их характеристик до рассмотрения схмотехнических решений, применяемых при проектировании аналоговых электронных устройств, методах анализа устройств, которые обеспечивают усиление и обработку аналоговых сигналов, в том числе и с использованием интегральных микросхем, выпускаемых промышленностью особенностями их практического применения.

Преподавание дисциплины «Программное обеспечение схмотехнических устройств» предусматривает следующие формы организации учебного процесса: лекции, лабораторные работы, практические занятия, самостоятельная работа обучающегося.

**ПЕРЕЧЕНЬ
РЕКОМЕНДОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ
ДЛЯ ПОДГОТОВКИ К ЗАНЯТИЯМ**

1. Авдеев В.А. Периферийные устройства: интерфейсы, схемотехника, программирование / В.А. Авдеев. – 2-е изд. – Саратов: Профобразование, 2019. – 848 с.
2. Алехин В.А. Электроника и схемотехника. Конспект лекций с использованием компьютерного моделирования в среде «Tina-Ti»: мультимедийное электронное учебное пособие / В.А. Алехин. – Саратов: Вузовское образование, 2017. – 484 с.
3. Алехин В.А. Электроника и схемотехника. Мультимедийный практикум с использованием компьютерного моделирования в программной среде «TINA» / В.А. Алехин. – Саратов : Вузовское образование, 2017. – 290 с.
- Архипов С.Н. Схемотехника телекоммуникационных устройств: учебно-методическое пособие / С.Н. Архипов. – Новосибирск: Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2015. – 101 с.
4. Бирюков В.Н., Пилипенко А.М. Методы моделирования радиоэлектронных компонентов и устройств: монография / В.Н. Бирюков, А.М. Пилипенко – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014. – 168 с.
5. Булатов В.Н. Микропроцессорная техника. Схемотехника и программирование: учебное пособие / В. Н. Булатов, О. В. Худорожков. – Оренбург: Оренбургский государственный университет, 2016. – 377 с.
6. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – 4-е, изд. – Москва: ДМК Пресс, 2018. – 636 с.
7. Гаврилов С. А. Схемотехника. Мастер-класс / С. А. Гаврилов. – СПб: Наука и Техника, 2016. – 384 с. // Лань: Электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/90216>.
8. Галочкин В.А Схемотехника радиотехнических устройств. Учебник / В.А. Галочкин. – Москва: Инфра-Инженерия, 2023. – 323с.
9. Кравец А.В. Учебное пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств» / А.В. Кравец. – Ростов-на-Дону, Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2018. – 184с.
10. Купцов С.В. Практическая схемотехника: Учебное пособие / С.В. Купцов, В.Т. Николаев, В.Н. Тикменов; под редакцией В. Н. Тикменова. — Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2016. – 296 с. // Лань: Электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/91152>.
11. Логвинов В.В., Матвеева О.В. Учебно-методическое пособие по дисциплине «Схемотехника телекоммуникационных устройств» / В.В. Логвинов, О.В. Матвеева. – Москва: МТУСИ, 2016. – 46 с.
12. Лоскутов Е.Д. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие / Е.Д. Лоскутов. – Саратов Вузовское образование, 2016. – 264 с.

13. Орлова М.Н. Схемотехника: Курс лекций / М.Н. Орлова, И.В. Борзых. – Москва: МИСиС, 2016. – 83 с. // Лань: Электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/93603>.
14. Основы цифровой схемотехники: Учебное пособие. Часть 1 // Составители: В.И. Ключкин, Ю.К. Николаенков, Е.Н. Бормонтов. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2016. – 93с.
15. Пуховский В.Н. Электротехника, электроника и схемотехника. Модуль «Цифровая схемотехника»: Учебное пособие / В.Н. Пуховский, М.Ю. Поленов. – Ростов-на-Дону, Таганрог: Издательство ЮФУ, 2018. – 163 с.
17. Суханова Н.В. Основы электроники и цифровой схемотехники: учебное пособие / Н.В. Суханова. – Воронеж: Воронежский государственный университет инженерных технологий, 2017. – 96 с.
18. Суханова Н.В. Электроника и схемотехника: лабораторный практикум. Учебное пособие / Н.В. Суханова. – Воронеж: Воронежский государственный университет инженерных технологий, 2019. – 91 с.
19. Ульрих Титце. Полупроводниковая схемотехника. Т. II / Ульрих Титце, Кристоф Шенк. – Саратов: Профобразование, 2019. – 940 с. // Цифровой образовательный ресурс IPR SMART. – URL: <https://www.iprbookshop.ru/88004.htm>.
20. Харрис Д.М. Цифровая схемотехника и архитектура компьютера. Дополнение по архитектуре ARM / Д. М. Харрис, С.Л. Харрис; перевод с английского А. А. Слинкин. – Москва: ДМК Пресс, 2019. – 356 с. // Лань: Электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/111431>.
21. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл; Перевод с английского: Б.Н. Бронина, А.И. Короткова, М.Н. Микшиса, Л.В. Поспелова, О.А. Соболеой, Ю.В. Чечеткина. – Москва: БИНОМ, 2014. – 704 с. – URL: https://miphworld.ru/wp-content/uploads/Khorovits_P_Khill_U_-_Iskusstvo_skhemotekhniki_-_2014.pdf.
22. Чикалов А.Н. Схемотехника телекоммуникационных устройств: учебное пособие / А.Н. Чикалов, С.В. Соколов, Е.В. Титов; под редакцией С.В. Соколова. – Москва: Горячая линия-Телеком, 2017. – 322 с. // Лань: Электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/111115>.
23. Шошин Е.Л. Схемотехника телекоммуникационных устройств: проектирование широкополосных усилителей на биполярных транзисторах: Учебное пособие / Е.Л Шошин. – Саратов: Вузовское образование, 2020. – 69 с.
24. Юрчук С.Ю., Мурашев В.Н. Моделирование полупроводниковых приборов: Курс лекций / С.Ю. Юрчук, В.Н. Мурашева. – Москва: МИСиС, 2001. – 98с.
25. Ярочкина Г.В. Основы электротехники : учеб. пособие для учреждений нач. проф. образования / Г.В. Ярочкина. – Москва: Издательский центр «Академия», 2013. – 240 с.

Учебное издание

**ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ
СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**

Учебное пособие в 2-х частях

Часть 2

АВТОРЫ:

Р.М. Данилов, Н.С. Данилова, Н.В. Шульженко

Под общей редакцией

Р.М. Данилова

Учебное пособие издается авторской редакции

Подписано в печать __.07.2024г.

Сдано в печать __.07.2024г.

Бумага для множительных аппаратов.

Формат 60x84/16. Тираж 50 экз. Усл. печ. л. 4,0

Редакционно-издательская группа
Хабаровский институт инфокоммуникай (филиал) ФГОБУ ВО
«Сибирский государственный университет
коммуникаций и информатики»
ХИИК СибГУТИ
680000, г. Хабаровск, ул. Ленина 73.